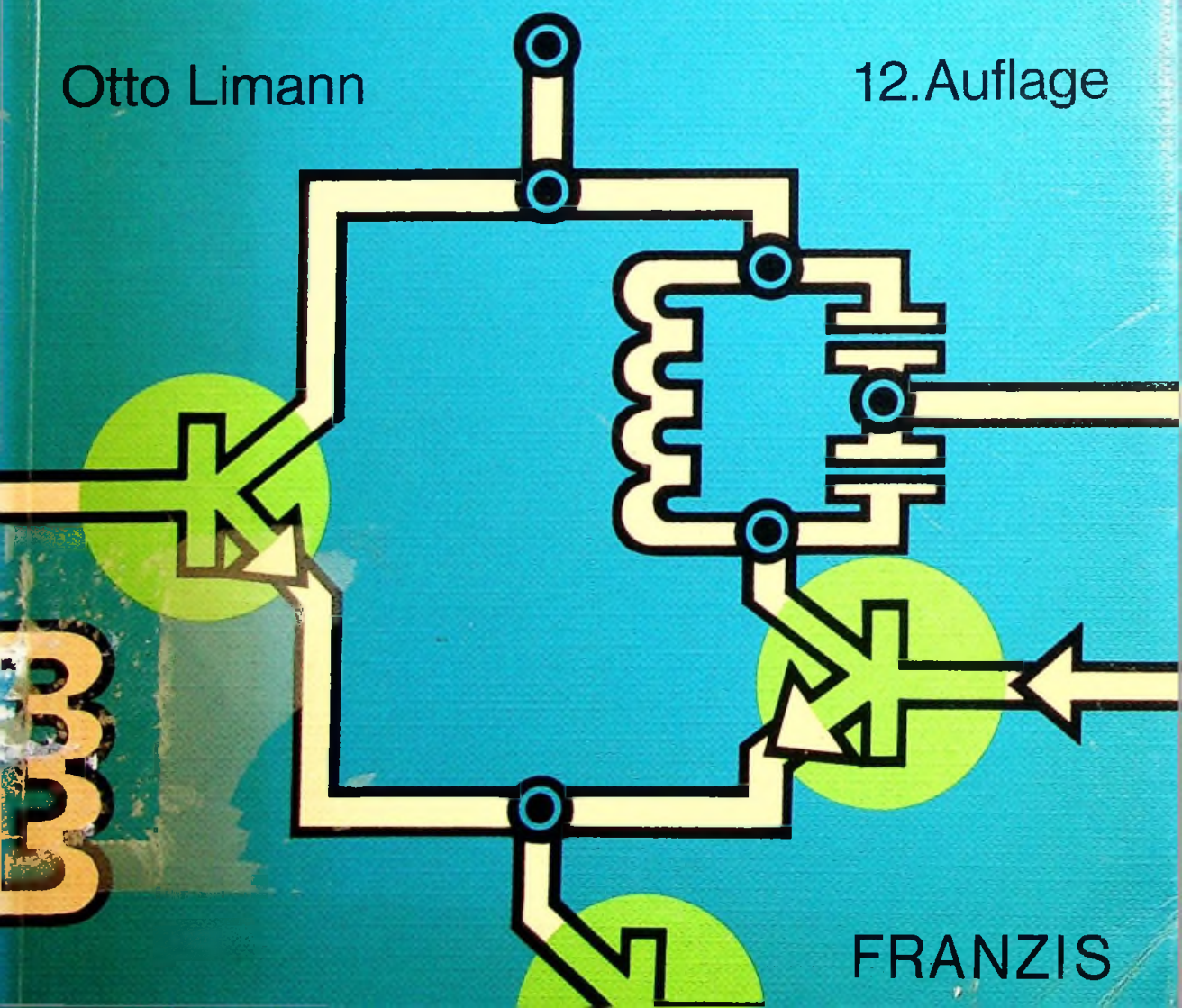
Funktechnik ohne Ballast

Otto Limann

12. Auflage



FRANZIS



Otto Limann

Als diese Auflage völlig neu bearbeitet wurde, ward schwerer Ballast abgeworfen. Weg sind die alten Röhrenbeschreibungen, weg sind die uralten Anwendungen der Bauelemente, weg sind die historischen Schaltungen. Sie haben Platz gemacht der neuen Rundfunktechnik, die durch Feldeffekt-transistoren, integrierte Schaltungen, Hi-Fi-Anlagen geprägt wird. Nach zwanzigjähriger Bewährung entstand in der 12. Auflage ein völlig neues Buch, ein „neuer Limann", eine neue „Funktechnik ohne Ballast".

Die Darstellung ist auch bei geringen Vorkenntnissen leicht zu begreifen. Sie ist immer auf die praktische Anwendung in der Empfängertechnik ausgerichtet und mit vielen erläuternden Zeichnungen angereichert. Ohne Umschweife kommt der Autor auf das Kernproblem und löst geschickt und verständlich verwickelte Zusammenhänge auf.

Frei von komplizierten Formeln, frei von wissenschaftlichen Ableitungen, frei von schwer verständlichen Funktionstheorien wird das Wissensgut dem Amateur, dem Auszubildenden, dem Service-Techniker, auch dem Ingenieur, in die Hand gegeben.

Im Untertitel heißt es bescheiden: Einführung in die Schaltungstechnik. Doch das Werk ist viel mehr, nämlich ein reichhaltiges Kompendium der modernen Rundfunktechnik und ein zuverlässiges Repetitorium für entschwundenes Wissen obendrein.

Franzis-Verlag

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

Limann

Funktechnik ohne Ballast

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

Otto Limann

Funktechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik
der Rundfunkempfänger mit Röhren, Transistoren
und integrierten Schaltungen

Mit 609 Bildern und zahlreichen Tabellen

12., völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage

Franzis-Verlag München

1972

Franzis-Verlag G. Emil Mayer KG

Sämtliche Rechte, besonders das Übersetzungsrecht, an Text und Bildern vorbehalten
Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages
Jeder Nachdruck – auch auszugsweise – und jegliche Wiedergabe der Bilder sind verboten

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, 8 München 2, Karlstraße 35
Printed in Germany · Imprimé en Allemagne

ISBN 3-7723-5262-6

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

Vorwort zur zwölften Auflage

Die letzten Korrekturseiten des vorliegenden Buches waren gelesen, dann sollte das übliche Vorwort geschrieben werden. Interessehalber blätterte ich zurück zu den Anfängen. Das war doch damals zunächst eine schlichte Aufsatzreihe in der Zeitschrift Funkschau – wann war denn das? Ich mußte zurückblättern bis zum Jahrgang 1948 und bin selbst überrascht. Diese neue Auflage bedeutet eigentlich ein silbernes Jubiläum. 25 Jahre ist es nun her, daß der Titel „Funktechnik ohne Ballast" in immer neuen Bearbeitungen und Auflagen über die Funktion und Schaltungstechnik der jeweiligen Rundfunkempfänger informiert. Würde man die verschiedenen Ausgaben aneinanderreihen, dann gäbe das fast eine Historie der Empfängertechnik vom röhrenbestückten Rückkopplungsaudion bis zu HiFi-Stereogerät mit integrierten Schaltungen.

Um diese vorliegende Auflage wieder auf den neuesten Stand der Technik zu bringen, war eine langwierige und intensive Arbeit notwendig. Es hätte nicht genügt, einige mit integrierten Schaltungen ausgerüstete Empfängerstufen gewissermaßen als Anhang an die vorhergehende Auflage anzustückeln. Vielmehr mußten die Weiterentwicklungen der letzten Jahre bereits systematisch in den Grundlagenkapiteln vorbereitet und eingegliedert werden. Der Begriff „ohne Ballast" zwang dabei zu strenger Selbstkritik. Ist es einem jungen Menschen, der sich aus beruflichen Gründen oder aus Liebhaberei mit der Funktechnik beschäftigt, noch zuzumuten, die klassische Röhrentechnik durchzuarbeiten?

Und auf der anderen Seite: Integrierte Schaltungsbausteine bestimmen heute bereits ausschlaggebend die Empfängerschaltungstechnik. Ist es aber notwendig, die Funktion von mehreren Dutzend Transistorsystemen innerhalb eines solchen Chips in allen Einzelheiten zu analysieren?

Diese und manche andere Frage war zu durchdenken, bevor die jetzige Fassung abgeschlossen wurde. Ich hoffe jedoch, daß die so erarbeitete Form wieder ihren Zweck erfüllen wird, verständlich und auf kürzestem Wege in die *Schaltungstechnik* der Rundfunkempfänger einzuführen. Diese moderne Technik ist so vielgestaltig und umfangreich, daß man kaum innerhalb angemessener Zeit oder im Rahmen eines Lehrplanes oder Lehrganges zu einem abgerundeten Gesamtwissen gelangen kann, wenn mathematisch-physikalische Theorien oder Halbleitertechnologien zu breit behandelt werden. Prüffeld- und Servicetechniker haben keine Empfänger zu entwikkeln und zu berechnen, sondern sie sollen Geräte mit fertigen Schaltungen in Gang setzen und betreuen. Ebenso wird der Amateur meist auf eine fertige Bauanleitung zurückgreifen, deren Funktion er jedoch verstehen möchte. Aber selbst Ingenieur- und Hochschulstudenten, die sich auf Forschungs- und Entwicklungsarbeiten vorbereiten, greifen zusätzlich gern zu einer elementaren Darstellung, um sie dann durch Theorie und Mathematik zu untermauern und auszubauen.

Der Gesamtaufbau dieser Neufassung ist aus dem Inhaltsverzeichnis zu ersehen. Hingewiesen sei darauf, daß in den Grundlagenkapiteln die Phasenbeziehungen von RC-Gliedern und Schwingkreisen stärker berücksichtigt wurden, um auf die in integrierten Schaltungen üblichen Koinzidenzdemodulatoren und Zähldiskriminatoren vorzubereiten. Ferner wurden die Begriffe Modulation und Demodulation, Heraufmischen und Herabmischen anhand von übersichtlichen Frequenzskalen erläutert. Auf die Funktion integrierter Schaltungen wird durch ein Kapitel über mehrstufige Grundschaltungen wie Differenzverstärker, Stromverteilungssteuerung, Darlingtonstufen und Ringmodulatoren vorbereitet. Nach Möglichkeit wurden Hinweise auf das Messen und Abgleichen von Empfängerstufen eingefügt. Beibehalten wurde die bewährte Anordnung, den Text durch gleichlaufend bezeichnete Diagramme und Schaltbilder zu ergänzen.

Dem Verlag gebührt Dank, daß er diese Neufassung in einem größeren und daher übersichtlicheren Format und in sehr kurzer Herstellungszeit herausgebracht hat. Insgesamt ist damit diese „Jubiläumsausgabe" doch wieder ein neues und junges Buch geworden.

Ottobrunn bei München — Otto Limann

Inhalt

1 Zur Einleitung 23

1.01 Was ist Radio? 23
1.02 Frequenzgebiete 24
1.03 Verstärker werden gebraucht 24
1.04 Frequenzumsetzer 25
1.05 Blockschaltung eines Rundfunkempfängers 25

Skalen und Zahlen 26

1.11 bis 1.13 Logarithmische Teilungen 26
1.14 und 1.15 Dezibel 26

2 Allgemeine Grundlagen 29

Spannung, Leistung, Widerstand 29

2.01 Ohmsches Gesetz – Widerstandskennlinien 29
2.02 Kennliniensteilheit 30
2.03 und 2.04 Gleichstromwiderstand und differentieller Widerstand 30
2.05 Spezifischer Widerstand 31
2.06 und 2.07 Elektrische Leistung und Verlustleistung 31
2.08 und 2.09 Leistungs-Hyperbel 32
2.10 Spannungsteiler 32
2.11 und 2.12 Steuerbare Spannungsteiler 33
2.13 Die Arbeitskennlinie 33
2.14 und 2.15 Innenwiderstand von Spannungsquellen 34
2.16 und 2.17 Spannungs- und Leistungsanpassung 34

Spannungsanpassung 34

Leistungsanpassung 35

Wechselspannungen 36

2.21 Sinusspannung 36
2.22 Kenngrößen der Sinuskurve 37
2.23 Phasenlage 37
2.24 Zeigerdiagramm 38
2.25 Addieren von Sinusschwingungen gleicher Frequenz 38
2.26 Addieren von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz 39
2.27 Summensignal beim Stereo-Rundfunk 39

2.28 Das Differenzsignal beim Stereo-Rundfunk 40
2.29 Oberschwingungen, Klirrfaktor 40
2.30 Multiplizieren von Sinusschwingungen gleicher Frequenz 41
2.31 und 2.32 Multiplizieren von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz 41
2.33 Multiplikative Mischung 42

Kapazitäten 43

2.41 Kondensator und Kapazität 43
2.42 und 2.43 Kapazitiver Widerstand 43
2.44 Kondensatorstrom als Funktion der Frequenz 44
2.45 Verlustwinkel 44
2.46 Kapazitiver Spannungsteiler 45

Induktivitäten 46

2.51 und 2.52 Induktionsgesetz 46
2.53 Induktiver Widerstand 46
2.54 Phasenverschiebung, Blindwiderstand 47
2.55 und 2.56 Zusammenschalten von Spulen, Gegeninduktivität 48

Schwingkreise und elektrische Wellen 48

2.61 Geschlossener Schwingkreis 48
2.62 Offener Schwingkreis, Dipol 49
2.63 Antennenanlage 49
2.64 Elektromagnetische Felder 49
2.65 Wellenbereiche 50

Empfangsantennen 51

2.71 UKW-Dipol-Antennen 51
2.72 Anpassung von UKW-Antennen 51
2.73 Die UKW-Stabantenne 51
2.74 UKW-Antennenkabel 52
2.75 MW-Antennen 52
2.76 Prinzip der Ferritantenne 52

Modulation von Sendern 53

2.81 und 2.82 Amplitudenmodulation (AM) 53
2.83 Frequenzmodulation (FM) 54
2.84 Frequenzhub 55
2.85 Bessere Wiedergabe durch Frequenzmodulation 55
2.86 Doppelmodulation beim Stereo-Rundfunk (Multiplex-Signal) 56

3 Passive Bauelemente 58

Festwiderstände 58

Veränderliche Widerstände, Drehwiderstände 59

3.01 und 3.02 Widerstandsverlauf von Drehwiderständen 59
3.03 Belastbarkeit und Temperaturkoeffizient von Widerständen 60

Temperatur- und spannungsabhängige Widerstände 62
3.04 Glühdrähte als Kaltleiter 62
3.05 bis 3.07 PTC-Widerstände 62
3.08 und 3.09 Heißleiter 63
3.10 bis 3.12 VDR-Widerstände 64

Kondensatoren 65
3.21 Ausführungsformen und Schaltsymbole 65
3.22 Erdungskondensatoren 66
3.23 Drehkondensatoren 66

Spulen 66
3.31 Niederfrequenzspulen 67
3.32 Hochfrequenzspulen 67
3.33 Variometerspulen 67

Übertrager 68
3.41 Kopplung zwischen zwei Spulen 68
3.42 Stromübersetzung 69
3.43 Widerstandsübersetzung 69
3.44 Netztransformatoren 69
3.45 Eingangs- und Zwischenübertrager 69
3.46 Ausgangsübertrager 70

4 Zusammengesetzte Schaltelemente 71
RC-Glieder 71
4.01 Reihenschaltung von R und C 71
4.02 RC-Reihenschaltung als frequenzabhängiger Spannungsteiler 71
4.03 Tiefpaß, Siebglied 72
4.04 Hochpaß 73
4.05 Widerstand und Kondensator parallel 74
4.06 Widerstände beeinflussen die Bandbreite 75
4.07 und 4.08 Klangeinsteller 75

Eigenschaften von Schwingkreisen 76
4.11 Resonanzwiderstand eines Parallelschwingkreises 76
4.12 Größe des Resonanzwiderstandes 77
4.13 und 4.14 Bandbreite eines Kreises 77
4.15 Bandbreite und Resonanzwiderstand bei verschiedenen Frequenzen 78
4.16 Serienwiderstand eines Schwingkreises 78

Phasenwinkel bei Schwingkreisen 79
4.17 und 4.18 Phasengang eines Parallelschwingkreises 79
4.19 Phasengang eines Serienkreises in Vierpolschaltung 79
4.20 Phasengang eines Parallelkreises in Vierpolschaltung 80

Besondere Formen von Schwingkreisen 80

4.21 und 4.22 Angezapfter Schwingkreis 80
4.23 Der π-Kreis 81
4.24 UKW-Stichleitungen 81
4.25 Stimmgabel-Resonatoren 81
4.26 Schwingquarze, Keramikschwinger 82
4.27 und 4.28 Ersatzschaltung und Resonanzfrequenzen von Schwingkristallen .. 82

LC-Glieder als Filter 84

4.29 LC-Siebglied 84
4.30 Angepaßtes LC-Siebglied 84
4.31 LC-Glied als Hochpaß 84
4.32 LC-Tonfrequenzweichen 84
4.33 Antennenweichen 85

Gekoppelte Kreise 86

4.41 Resonanzkurven getrennter Kreise 86
4.42 Resonanzkurven gekoppelter Kreise 86
4.43 Induktive Kopplung der beiden Kreise 86
4.44 Fußpunktkopplungen 86
4.45 Kapazitive Kopplung am Scheitel der Kreise 87
4.46 Phasengang eines Bandfilters 87
4.47 und 4.48 Keramikfilter 88
4.49 und 4.50 Fünfkreis-Hybridfilter 88

5 Dioden 89

Eigenschaften 89

5.01 pn-Grenzschichten 89
5.02 Grenzschicht und Sperrschicht 89
5.03 Sperrschichtkapazität 90
5.04 Diodenkennlinie 91
5.05 Temperaturabhängigkeit 92
5.06 Durchlaßkennlinien 92
5.07 Kennlinie einer Silizium-Kapazitätsdiode 93
5.08 und 5.09 Z-Dioden 93
5.10 Statischer Durchlaßwiderstand 94

Anwendungen 95

5.11 und 5.12 Die Diode als spannungsabhängiger Schalter 95
5.13 Gleichrichterdiagramm 95
5.14 bis 5.16 Schwellenwertschalter 96
5.17 und 5.18 Fremdgesteuerte Schaltdiode 96
5.19 und 5.20 Halbleiterdioden als Stabilisatoren und Spannungsbegrenzer 97
5.21 und 5.22 Stabilisierung mit Z-Dioden 97

6 Transistoren 99

Der bipolare Transistor 99

6.01 Schaltsymbol und Aufbauprinzip 99
6.02 Planarsystem 99
6.03 und 6.04 Eingangskennlinie und Eingangswiderstände 99
6.05 Stromverstärkung 100
6.06 Signalverstärkung 100
6.07 Ausgangskennlinienfeld 102
6.08 bis 6.10 Restströme 102
6.11 Ersatzschaltung des Transistors 103
6.12 Der Transistor als Vierpol 103
6.13 Grenzfrequenz des Transistors 104

Betriebswerte des Transistors 105

6.14 Arbeitspunkt, Basisspannungsteiler 105
6.15 Stabilisierung des Arbeitspunktes durch einen Emitterwiderstand 105
6.16 Stabilisierung mit NTC-Widerstand 105
6.17 Stabilisierung mit Dioden 105
6.18 Kühlung von Leistungstransistoren 106

Der Feldeffekttransistor 106

6.21 Die Steuerdiode ist in Sperrichtung gepolt 106
6.22 Zwei Kapazitätsdioden ergeben einen Strompfad 106
6.23 Der leitende Kanal ist ein steuerbarer Widerstand 107
6.24 Schaltsymbole des Sperrschicht-Feldeffekttransistors 107
6.25 Kennlinienfeld eines n-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistors 108
6.26 Eine zusätzliche Isolierschicht verbessert den Eingangskreis des Feldeffekttransistors 109
6.27 Der Metall-Oxid-Feldeffekttransistor 109
6.28 und 6.29 Selbstleitend – selbstsperrend 109
6.30 Die Schaltsymbole 110
6.31 und 6.32 Doppelgate-MOS-Transistoren 110

7 Röhren 113

Vakuumdioden 113

7.01 und 7.02 Diodensystem und Elektronen-Emission 113
7.03 bis 7.06 Hf-Dioden und Gleichrichterröhren 114

Verstärkerröhren 115

7.11 Gitter und Anode 115
7.12 bis 7.15 Bezeichnungen der Elektroden 115
7.16 Wirkung des Gitters 116
7.17 Kennlinien und Kennwerte 116
7.18 Anodenwiderstand und Verstärkung 117
7.19 Schirmgitterröhren 117
7.20 bis 7.22 Gitter-Anodenkapazität 118
7.23 Regelröhren 119

7.24 und 7.25 Mischröhren 119
7.26 bis 7.28 Abstimmanzeigeröhren 119

8 Verstärkergrundschaltungen 121

Grundschaltungen mit bipolaren Transistoren 121
8.01 Emitterschaltung 121
8.02 Basisschaltung 122
8.03 Die Basisschaltung bei hohen Frequenzen 122
8.04 und 8.05 Kollektorschaltung 123
8.06 Emitterfolger als steuerbarer Widerstand 123
8.07 Phasenumkehrstufe 124

Grundschaltungen bei Feldeffekttransistoren 124
8.11 Sourceschaltung 125
8.12 Die Gateschaltung 125
8.13 Zwischengateschaltung 125
8.14 Die Drainschaltung 126

Röhren-Grundschaltungen 126
8.21 Katodenbasisschaltung 126
8.22 und 8.23 Gitterbasisschaltung 126
8.24 Zwischenbasisschaltung 127
8.25 Anodenbasisschaltung = Katodenverstärker 127

Verstärkungsvorgänge in Kennlinienfeldern 127
8.31 Verstärkung eines aktiven Vierpols im Steuerspannungsdiagramm 127
8.32 Phasenlage der Kollektorspannung bei der Emitterschaltung 128
8.33 Verstärkungsvorgang im Ausgangskennlinienfeld 128
8.34 Gleich- und Wechselstromleistung im Kennlinienfeld 129

Mehrstufige Grundschaltungen 130
8.41 bis 8.44 Die Darlington-Schaltung 130
8.45 Dreistufiger Darlington-Verstärker 131

Differenzverstärker 132
8.51 Prinzip des Differenzverstärkers 132
8.52 Emitterstromstabilisierung 133
8.53 und 8.54 Differenzverstärker mit einstellbarer Verstärkung 133
8.55 Differenzverstärker mit unsymmetrischem Eingang 134
8.56 Verstärker mit unsymmetrischem Ausgang 134
8.57 Hochfrequenzverstärker 135
8.58 Differenzverstärkerstufen in integrierten Schaltungen 135
8.59 Auskopplung über einen Einzeltransistor 136

Gegentaktverstärker 136
8.61 Gegentaktprinzip 136
8.62 und 8.63 Der B-Betrieb 137

8.64 Die Serien-Gegentaktschaltung 137
8.65 Phasenumkehrstufe statt Eingangsübertrager 138
8.66 und 8.67 Übertragerlose Endstufe mit Komplementärtransistoren 139
8.68 Die quasikomplementäre Endstufe 139
8.69 Vorspannungserzeugung durch Dioden 140
8.70 Vorspannungserzeugung durch einen Transistor 140

9 Rückführung – Regeltechnik 142

Selbsterregung – Mitkopplung 142

9.01 Verstärken einer Hf-Spannung 142
9.02 Prinzip der Mitkopplung 142
9.03 Schwingungserzeugung 142
9.04 Das Rückkopplungsaudion 143
9.05 Akustische Rückkopplung 143
9.06 und 9.07 Oszillatoren 144

Transistor-Oszillatoren 145

9.11 Transistor-Oszillator mit induktiver Kopplung 145
9.12 Schwingkreis mit Kollektoranzapfung 145
9.13 Emitterkreis-Kopplung 145
9.14 Dreipunktoszillator in Basisschaltung 145
9.15 Transistor-Oszillator in Vierpoldarstellung 145
9.16 UKW-Schwingschaltung 146
9.17 UKW-Oszillator 146

Röhren-Oszillatoren 147

9.18 und 9.19 Oszillator mit induktiver Rückkopplung 147
9.20 Parallelspeisung des Oszillators 147
9.21 Induktive Dreipunktschaltung 147
9.22 Colpitts-Schaltung 147

Gesteuerte Oszillatoren 148

9.23 und 9.24 Mitgezogener Oszillator 148
9.25 Oszillator mit Phasenregelkreis 149
9.26 Frequenzsynthese 150
9.27 Trägerfrequenz-Regenerierung 151
9.28 Kippgeneratoren 151

Gegenkopplung 152

9.31 und 9.32 Prinzip der Gegenkopplung 152
9.33 bis 9.35 Die Gegenkopplung verringert Verzerrungen 154
9.36 Gegenkopplung mit Parallelspeisung und Spannungsauskopplung 155
9.37 Gegenkopplung mit Parallelspeisung und Stromauskopplung 155

9.38 Gegenkopplung mit Serieneinspeisung und Spannungsauskopplung 155
9.39 Gegenkopplung mit Serienspeisung und Stromauskopplung 156
9.40 und 9.41 Der Emitterfolger als Gegenkopplungsschaltung 156
9.42 Tiefenanhebende Gegenkopplung 156
9.43 Höhenanhebende Gegenkopplung 157
9.44 Störende Mitkopplungen 157
9.45 Prinzip der Neutralisation 157
9.46 Die Neutralisation entspricht einer Brückenschaltung 157
9.47 Neutralisierte Transistorstufe 158
9.48 und 9.49 Neutralisation von der Emitterspule her 158
9.50 Neutralisieren einer Triode 158

Regelungen 159
9.51 und 9.52 Einstellen, Steuern und Regeln 159
9.53 Der einfache Regelkreis 160
9.54 Regelkreis mit Sollwerteinstellung 160
9.55 Vorwärtsregelung 161

Automatische Verstärkungsregelung (AVR) 161
9.56 Zweck der AVR 161
9.57 AVR beim AM-Empfang 161
9.58 Abwärtsregelung 162
9.59 und 9.60 Aufwärtsregelung 163
9.61 und 9.62 Dioden als Meßwertaufnehmer 164
9.63 Regelverstärker 164
9.64 Abwärtsregelung einer Zf-Verstärkerstufe 165
9.65 Transistor-Zf-Stufe mit Zusatzregelung 165
9.66 Regelspannungsverstärker 166
9.67 Schwellenwert-Regelung 166
9.68 Stromverteilungsregelung 166

Automatische Scharfabstimmung 168
9.71 Funktionsprinzip 168
9.72 Verlauf der Nachregelspannung 169
9.73 Nachstimmschaltung 169
9.74 Wirkung der automatischen Scharfabstimmung 169

Stabilisierte Stromversorgung 170
9.81 Prinzip der Serienstabilisierung 170
9.82 Transistor als Serienstabilisator 171
9.83 Der einfache Serienstabilisator ist ein Emitterfolger 171
9.84 Serienstabilisierung mit Regelverstärker und einstellbarer Ausgangsspannung 172
9.85 Doppelt geregelte Stromversorgung 172

10 Gleichrichter und Demodulatoren 174

Netzgleichrichter 174
10.01 Blockschaltung 174
10.02 Ladekondensator und Siebglied 174

10.03 Brummspannung ... 175
10.04 Messen der Brummwechselspannung ... 175
10.05 Zweiweggleichrichtung ... 176
10.06 Brückengleichrichter (Graetz-Gleichrichter) ... 176
10.07 Kurvenform bei Zweiweggleichrichtung ... 177

AM-Demodulatoren ... 177
10.11 Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz ... 177
10.12 Diode in Serie mit dem Lastwiderstand ... 178
10.13 Diode parallel zum Lastwiderstand ... 179
10.14 Negativ gerichtete Steuerspannungen ... 179
10.15 Positiv gerichtete Steuerspannungen ... 180
10.16 Aktiver Transistordemodulator ... 180
10.17 AM-Demodulation mit Spannungsverdopplung ... 181
10.18 Detektorempfänger ... 181
10.19 AM-Demodulator mit Produkt-Detektor ... 181

FM-Demodulatoren ... 182
10.21 FM-Demodulation an einem frequenzabhängigen Widerstand ... 182
10.22 Der Phasendiskriminator ... 184
10.23 Zeigerdiagramm des Phasendiskriminators ... 184
10.24 Die Wandlerkennlinie ... 185
10.25 Der Ratiodetektor ... 185
10.26 Der Ratiodetektor als Brückenschaltung ... 186
10.27 Ratiodetektoren in integrierten Schaltungen ... 187
10.28 Der Koinzidenzdemodulator ... 187
10.29 Grundschaltung des Koinzidenzdemodulators ... 188
10.30 Impulsdiagramme des Koinzidenzdemodulators ... 188
10.31 Koinzidenzdemodulator in einer integrierten Schaltung ... 189
10.32 Koinzidenzdemodulator mit Phasenschieberkreis ... 189
10.33 Der Synchrodetektor ... 190
10.34 Der Zähldiskriminator ... 191
10.35 Der Zählvorgang ... 192
10.36 FM-Demodulator mit Phasenregelkreis ... 192

Stereo-Decoder ... 193
10.41 Das Stereosignal ... 193
10.42 Matrix-Prinzip ... 194
10.43 Schalter-Decoder ... 194
10.44 Integrierter Stereo-Decoder mit phasengetasteter Schaltfrequenz ... 195

11 Elektroakustische Wandler und Speicher ... 196

Grundformen der Wandler ... 196
11.01 Das elektromagnetische Prinzip ... 196
11.02 Das dynamische Prinzip ... 196
11.03 Das elektrostatische Prinzip ... 197
11.04 Das piezoelektrische Prinzip ... 197

Lautsprecher 197
11.11 Elektrodynamischer Lautsprecher 197
11.12 Schwingspulenimpedanz 198
11.13 bis 11.16 Lautsprechergehäuse 198
11.17 Magnetischer Kopfhörer 199

Schallaufnehmer 199
11.21 Dynamisches Mikrofon 199
11.22 Kristallmikrofon 200
11.23 Kondensatormikrofon 200
11.24 Richtwirkung von Mikrofonen 201
11.25 bis 11.27 Stereo-Mikrofone 202

Schallspeicherverfahren 203

Tonabnehmer 203
11.31 Dynamischer Tonabnehmer 203
11.32 und 11.33 Dynamischer Stereo-Tonabnehmer 204
11.34 und 11.35 Kristalltonabnehmer 204

Magnetband als Schallspeicher 205
11.41 Aufzeichnungsprinzip 205
11.42 und 11.43 Der Tonbandkopf und seine Schaltung 205
11.44 bis 11.46 Mehrspurverfahren 206

12 Vom Einkreiser zum Superhetprinzip 208

Geradeausempfänger 208
12.01 Grundaufbau von Rundfunkempfängern 208
12.02 Detektorempfänger mit Transistor-Nf-Verstärker 208
12.03 Rückkopplungsempfänger für Mittelwelle 209

Prinzip des Überlagerungsempfängers 209
12.11 Umwandlung der Empfangsfrequenz 209
12.12 Vielseitiges Überlagerungsprinzip 210
12.13 Spiegelfrequenz 212
12.14 Störmöglichkeiten beim Superhet-Prinzip 213
12.15 Zf-Störungen 214

Gesamteigenschaften des Überlagerungsempfängers 214
12.16 Bedeutung der Empfängerstufen 214
12.17 Hf- und Zf-Stufen beim klassischen Überlagerungsempfänger 215
12.18 Integrierte Schaltung für einen AM-Überlagerungsempfänger 216

13 Antennenkopplung und Hf-Verstärkung 217

13.01 Außenantenne 217
13.02 Antennennachbildung oder künstliche Antenne 217

Antennenkopplung in den AM-Bereichen 217
13.03 und 13.04 Kapazitive Antennenkopplung 217
13.05 Induktive Kopplung 218
13.06 Beispiel einer hochinduktiven Antennenkopplung 218

Ferritantennen 219
13.07 Ferritstabantenne im Reisesuper 219
13.08 Heimempfänger für Ferrit- und Außenantenne 219
13.09 Getrennter Ferritantennenkreis 219
13.10 Abgleichen von Ferritantennen 220

Autoantennen 221
13.11 bis 13.14 Ankopplung von Autoantennen 221
13.15 und 13.16 Bereichumschaltung bei der AM-Autoantenne 222

UKW-Antennen 222
13.21 UKW-Antennenkopplung bei Röhrenempfängern 222
13.22 UKW-Antennenkopplung bei Transistorempfängern 222
13.23 UKW-Antennenkopplung bei HiFi-Steuergeräten 223
13.24 UKW-Antennenkopplung beim Reise- und Autoempfänger 223

Hf-Verstärkung in den AM-Bereichen 224
13.31 Aperiodische Röhrenstufe 224
13.32 Geregelte Transistor-Hf-Stufe 224
13.33 FET-Vorstufe für LMK 225

UKW-Vorstufe 225
13.34 UKW-Röhrenvorstufe 225
13.35 UKW-Transistorvorstufe mit Drehkondensator-Abstimmung 226
13.36 UKW-Vorstufe mit Diodenabstimmung 226
13.37 Hf-Vorstufe in integrierter Technik 227

14 Mischstufen 228

Additive Mischung 228
14.01 Prinzip der additiven Mischung 228
14.02 bis 14.04 Additive Mischschaltungen 228
14.05 bis 14.07 Einkopplung der Oszillatorspannung 230
14.08 Selbstschwingende Transistor-Mischstufe mit entkoppelten Kreisen 230
14.09 und 14.10 Fremdgesteuerte Mischstufen 231
14.11 und 14.12 Selbstschwingende Mischstufe mit Stromverteilungsregelung 231

Multiplikative Mischung 233
14.21 Hexodenmischung 233
14.22 Mischung mit Doppelgate-MOS-Feldeffekttransistor 233
14.23 und 14.24 Multiplikative Mischung in integrierten Schaltungen 234
14.25 bis 14.28 Ringmodulator 236

Die Abstimmung des Superhets 238
14.31 Der Parallellauf (Gleichlauf) 238
14.32 Drehkondensatorabstimmung 238
14.33 Gleichlauffehler außerhalb der Abgleichpunkte 239

Drehkondensatorabstimmung und Bereichumschaltung 240
14.34 und 14.35 Oszillatorkreis-Umschaltung bei Mischhexoden 240
14.36 Oszillatorkreis-Umschaltung bei einem AM-Mischtransistor 240
14.37 und 14.38 Bereichumschaltung mit Schalterdioden 241
14.39 AM-Empfangsteil mit Diodenumschalter 241

Variometerabstimmung 243
14.41 Variometerabstimmung für den MW-Bereich 243
14.42 Variometerabstimmung für zwei Bereiche 243
14.43 UKW-Variometerabgleich 245
14.44 Kurzwellenlupe 245

Diodenabstimmung 245
14.51 und 14.52 Prinzipschaltung 245
14.53 Einfluß der Kennlinienkrümmung 246
14.54 bis 14.56 Gleichlauf und Bereichunterteilung 246
14.57 Diodenabstimmung und AFR 248
14.58 Stationstasten für Diodenabstimmung 248
14.59 MW-Abstimmteil mit Spannungsjustierung 250
14.60 Hf-Vorkreisregelung bei Diodenabstimmung 250
14.61 Suchlaufautomatik mit Kapazitätsdioden 251

15 Zwischenfrequenzverstärker 252

Verstärkungsregelung und Amplitudenbegrenzung 252
15.01 Verzögerte Regelung (Schwellenwertregelung) 252
15.02 Signaldiode und Regeldiode 252
15.03 Größe der Siebglieder 253
15.04 Messen der Regelspannung 253

Amplitudenbegrenzung 254
15.05 Begrenzerwirkung 254
15.06 Schutzwiderstand in der Begrenzerstufe 254
15.07 Regelkurven 255

Verstärkerschaltungen 255
15.11 Einfacher AM-Zf-Verstärker 255
15.12 Dreistufiger FM-Zf-Verstärker 256
15.13 FM-Zf-Verstärker mit integrierter Schaltung 256
15.14 und 15.15 AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker mit Einzelstufen 258
15.16 und 15.17 Integrierter AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker 258
15.18 AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker mit Röhren 262

Schaltungen von Stereo-Decodern 263
15.21 Stereo-Decoder mit Matrixschaltung 265
15.22 Stereo-Decoder nach dem Schalterprinzip (Zeitmultiplex) 265
15.23 bis 15.25 Stereo-Decoder mit integrierten Schaltungen 267

16 Niederfrequenzverstärker 271

16.01 Blockschaltung eines Nf-Verstärkers 271

RC-Kopplung 271
16.02 RC-Kopplung für Vorstufen 271
16.03 Frequenzbereich der Widerstandskopplung 271
16.04 RC-Kopplung bei Transistorstufen 272
16.05 RC-Kopplung bei Röhrenstufen 273
16.06 Direkte Kopplung 273

Transformatorkopplung 274
16.07 Anpassung 274
16.08 Primärinduktivität 274
16.09 Streuinduktivität 275

Einstellglieder im Nf-Teil 275
16.11 Lautstärkeeinsteller 275
16.12 „Kalte" Lautstärkeeinstellung bei integrierten Schaltungen 275
16.13 Klangeinsteller 276
16.14 Fächereinsteller mit aktivem Filter 277
16.15 9-kHz-Sperre 278
16.16 und 16.17 Aktive Filter 278

Schaltungsbeispiele 279
16.21 Röhrenbestückter Nf-Verstärker mit Eintakt-Endstufe 279
16.22 Transistor-Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe 280
16.23 Eisenloser Nf-Verstärker mit Einzeltransistoren 280
16.24 Nf-Verstärker mit Feldeffekttransistoren 281
16.25 und 16.26 Leistungsverstärker mit integrierten Vorstufen 282
16.27 bis 16.30 Komplette Nf-Verstärker als integrierte Schaltungen 282

Stereo-Verstärker 285
16.31 Stereo-Nf-Verstärker mit Einzeltransistoren 285
16.32 Integrierte Stereo-Vorverstärker 285

Schutzschaltungen bei Nf-Endstufen 287
16.33 25-W-Endstufen mit elektronischer Sicherung 287
16.34 Kurzschlußfester integrierter Nf-Verstärker 289

HiFi-Anlagen 290
16.41 und 16.42 Verstärker nach DIN 45 500 290

Steckverbindungen für Nf-Verstärker 292
16.51 bis 16.56 Anschluß-Schaltungen 292

17 Stromversorgung 295

Heimempfänger 295
17.01 bis 17.04 Röhrenempfänger für Wechselstrom 295
17.05 Allstrom-Netzteile 296
17.06 bis 17.08 Elektronische Spannungsstabilisatoren für Transistorempfänger 297

Reiseempfänger 299
17.11 und 17.12 Batteriebetrieb 299
17.13 Batterieempfänger mit Vorstufenstabilisierung 300
17.14 Netzteiladapter 300
17.15 Batterieempfänger mit eingebautem Netzteil 301
17.16 Einfache Netz-Batterieumschaltung 301
17.17 Transistorumschalter 301
17.18 Umschaltmöglichkeit für Batterie-, Netz- und Autobetrieb 302

Autoradio 302
17.21 bis 17.23 Von 6 V auf 12 V 302
17.24 Spannungswandler für Diodenabstimmung 304

18 Die Rundfunkempfänger der ersten und zweiten Generation 306

Empfängerklassen 306
18.01 und 18.02 Blockschaltungen 307
18.03 und 18.04 AM-Taschenempfänger 309
18.05 und 18.06 Mittelklassen-Heimempfänger mit Transistoren 311
18.07 Mittelklassen-Röhrenempfänger 314

19 Integrierte Schaltungen für die dritte Generation 315

19.01 und 19.02 Baustein TBA 110 für AM/FM-Zf-Verstärker 317
19.03 und 19.04 Baustein TBA 120 für FM-Zf-Verstärker mit Demodulator 318
19.05 bis 19.07 Dreistufiger Nf-Verstärker TAA 151 319
19.08 TAA 293 als AM-Mischstufe und Zf-Verstärker 320
19.09 und 19.10 Integrierter 1-W-Nf-Verstärker Typ TAA 300 321
19.11 Integrierter AM-Empfänger mit SL 420 322
19.12 und 19.13 TBA 450, integrierter Stereodecoder nach dem Matrixverfahren .. 322
19.14 bis 19.16 TBA 460 – ein Zf-Verstärker für FM und AM + Nf-Vorstufe 324
19.17 FM-Demodulator NE 560 B 326
19.18 und 19.19 Reiseempfänger mit TBA 570 327
19.20 und 19.21 TBA 631 – FM-Zf-Verstärker, Demodulator und Nf-Leistungsverstärker 329
19.22 AM-FM-Rundfunkempfänger mit TBA 651 und TBA 631 329
19.23 Ringmodulator mit integrierten Transistorsystemen 331

20 Komfort bei Spitzengeräten 333

Abstimmanzeige 333

20.01 Abstimmanzeige mit Glühlämpchen 333
20.02 Meßinstrument als Feldstärkeanzeiger 334
20.03 UKW-Teil mit Abstimmanzeige für Stationstasteneinstellung 334
20.04 und 20.05 Elektronische Frequenzanzeige statt Abstimmskala 336

Stationstasten 338

20.11 bis 20.13 Fingertipptasten mit Relaisröhren 338

Suchlaufabstimmung 341

20.21 und 20.22 Mechanischer Suchlauf 341
20.23 und 20.24 Elektronischer Suchlauf 342
20.25 Digitaler Suchlauf 343

1 Zur Einleitung

Dieses Buch soll kein Lehrbuch der Elektrotechnik sein, sondern auf kürzestem Wege in die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger einführen. Deshalb werden elektrische Grundkenntnisse vorausgesetzt, aber dabei in einer Form wiederholt, die auf die praktische Anwendung in der Empfängertechnik zugeschnitten ist. Das Buch kann aber nicht für sich allein als Lehrmaterial dienen. Lernen heißt mitdenken und aus eigenem Antrieb das Wissen über ein bestimmtes Thema erweitern. Dazu hilft das Studium von Fachzeitschriften, Firmenveröffentlichungen und von anderen Fachbüchern. Deswegen werden hier Literaturangaben unmittelbar nach jedem Kapitel angeführt. Diese Hinweise sollen echte Arbeitshilfen sein, um den Stoff umfassender und aus anderer Sicht kennenzulernen.

Zu dieser Art des Lernens gehört auch, daß man neu erscheinende Aufsätze aufmerksam durcharbeitet und sich eigene Literaturnotizen für die jeweiligen Themen macht. In dem Buch „Elektronik ohne Ballast" des gleichen Verfassers sind hierfür nützliche Hinweise zu finden. Eine gute Übung besteht auch darin, den Inhalt eines Aufsatzes in knappester Form mündlich oder schriftlich wiederzugeben.

Bild 1.01 Was ist Radio?

Viele Leute sagen „ein Radio", wenn sie einen Rundfunkempfänger meinen. Ein Empfänger für unterwegs ist dann ein *Kofferradio* oder ein *Transistorradio*, manchmal sogar noch kürzer (und noch falscher) „ein Transistor".

Radio oder Rundfunk ist aber mehr, nämlich eine Kette von Einrichtungen, um Sprache und Musik über weite Entfernungen vielen Menschen hörbar zu machen. Dazu sind die Schallwellen mehrfach in andere Schwingungsformen umzusetzen, die dabei verwendeten elektrischen Schwingungen oder Signale sind zu verstärken und schließlich wieder in Schall zurück zu verwandeln.

Das *Bild* gibt hierüber eine schematische Übersicht. Schallwellen werden vom Mikrofon in Tonfrequenz- oder Niederfrequenzströme umgeformt (Niederfrequenz = Nf), dann im Sender in Hochfrequenzströme umgewandelt (Hochfrequenz = Hf), auf die Sendeantenne gegeben und als elektromagnetische Wellen ausgestrahlt. Die Empfangsantenne nimmt einen winzigen Teil der ausgestrahlten Hf-Energie auf, der Empfänger macht daraus durch mehrfaches Umwandeln wieder Nf-Schwingungen bzw. Tonfrequenzströme. Der Lautsprecher liefert dann schließlich Schallwellen – die Sendung wird hörbar. Hauptaufgaben in dieser langen Übertragungskette sind:

- Umsetzen von Schallschwingungen in elektrische Schwingungen und umgekehrt.
- Umsetzen von Nf-Schwingungen in Hf-Schwingungen und umgekehrt.

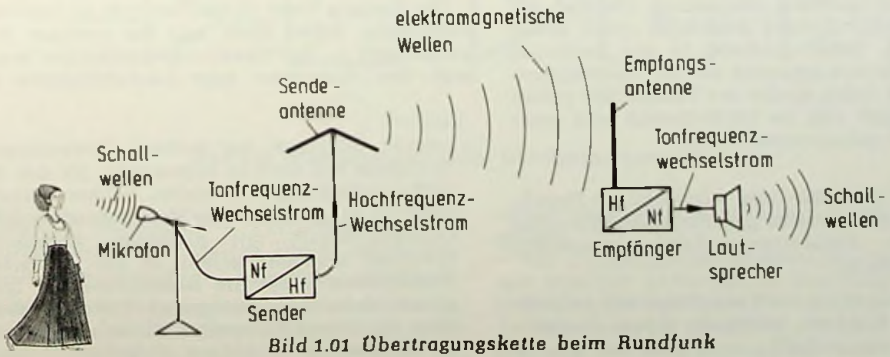


Bild 1.01 Übertragungskette beim Rundfunk

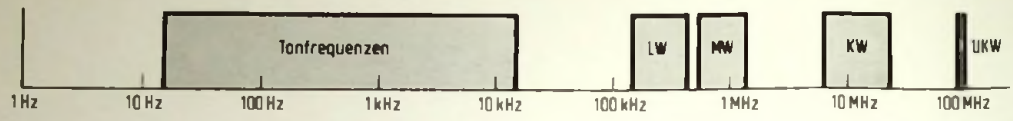


Bild 1.02 Frequenzskala

- Verstärken von elektrischen Nf- und Hf-Schwingungen.

Aufbau und Wirkungsweise von Rundfunksendern sind eine Angelegenheit von Spezialisten. In diesem Buch werden davon nur die Prinzipien der Umwandlung von Nf- in Hf-Schwingungen, d. h. des Modulierens von Hf-Schwingungen mit Tonfrequenz behandelt. Hauptsächlich werden die Funktion und die Schaltungstechnik von Rundfunkempfängern besprochen.

Bild 1.02 Frequenzgebiete

Hörbare Schallschwingungen liegen im Frequenzgebiet von 15 Schwingungen pro Sekunde bis 15 000 Schwingungen pro Sekunde. Für Schwingungen pro Sekunde oder für die Frequenz f sagt man abgekürzt Hertz[1]), Einheitenzeichen Hz; 1000 Hz = 1 kHz, 1 000 000 Hz = 1 MHz. Die für Rundfunkübertragungen benutzten elektromagnetischen Schwingungen liegen im Gebiet von 150 kHz bis 104 MHz.

Frequenzgebiet			Bereichbreite
Tonfrequenz	15 Hz ...	15 kHz	15 000 Hz
Langwellen (LW)	150 kHz ...	300 kHz	150 000 Hz
Mittelwellen (MW)	525 kHz ...	1605 kHz	1 080 000 Hz
Kurzwellen (KW)	6 MHz...	23 MHz	17 000 000 Hz[2])
Ultrakurzwellen (UKW)	87,5 MHz...	104 MHz	16 500 000 Hz

Das Bild ist in einem besonderen Maßstab mit logarithmischer Teilung gezeichnet (wird später besprochen). Daher erscheint in der Zeichnung der UKW-Bereich schmaler als der Tonfrequenzbereich. Die rechte Spalte der Tabelle läßt jedoch erkennen, daß sich im UKW-Bereich viel mehr Frequenzen unterbringen lassen.

1 Heinrich Hertz, 1857–1894, Professor der Physik, machte 1887 die ersten grundlegenden Versuche über die Ausbreitung elektromagnetischer Schwingungen.

2 Der KW-Rundfunk wird allerdings nur auf sehr schmalen Bändern innerhalb dieses Gesamtbereiches abgewickelt.

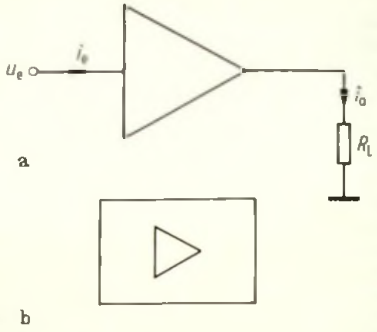


Bild 1.03 Verstärkersymbole

Bild 1.03 Verstärker werden gebraucht

Verstärker sind notwendig, um schwache elektrische Signale, Ströme oder Spannungen zu vergrößern und im Empfänger die Leistungen zum Betrieb des Lautsprechers zu erzeugen. Allgemeines Schaltsymbol für einen Verstärker ist das Dreieck nach Bild 1.03a. Die Spitze gibt die Richtung des Signalflusses an. Manchmal umrandet man in Blockschaltungen dieses Dreieck mit einem rechteckigen Kästchen, Bild 1.03b.

Hauptbestandteil einer Verstärkerstufe sind ein Transistor oder mehrere Transistoren, neuerdings in einem einzigen Bauelement, in einer integrierten Schaltung[3]), zusammengefaßt. Ein solches Verstärkersymbol gilt aber auch für die früher üblichen Röhrenverstärker.

Der Eingang einer Verstärkerstufe ist meistens hochohmig, daher fließt nur ein geringer Eingangsstrom i_e. Zur Spannungsverstärkung macht man den Ausgangs- oder Lastwiderstand R_L

3 *integer*, lateinisch, hat mehrere Bedeutungen. In diesem Fall wird es angewendet für den Begriff „vollständig". In einem solchen Bauelement ist eine vollständige Verstärkerstufe oder Umwandlerstufe mit mehreren Transistorsystemen zusammengefaßt. In der englischen Fachliteratur lautet die Bezeichnung für Integrierte Schaltung „Integrated Circuit", abgekürzt IC. Dieses Kurzzeichen IC ist auch bei uns oft anzutreffen.

hochohmig, damit nach dem Ohmschen Gesetz die Ausgangsspannung

$$u_a = i_a \cdot R_L$$

groß wird. Das Verhältnis $i_a : i_e$ nennt man Stromverstärkung oder Stromverstärkungsfaktor V_i,

$$V_i = \frac{i_a}{i_e}$$

Bild 1.04 Frequenzumsetzer

Ebenso wichtig wie das Verstärken elektrischer Schwingungen ist das Umsetzen in andere Frequenzgebiete. Die Tonfrequenz oder Modulationsfrequenz f_1 im Sender wird der hochfrequenten Trägerfrequenz f_2 aufmoduliert[1]. Die modulierte Trägerfrequenz f_{mod} wird verstärkt und ausgestrahlt.

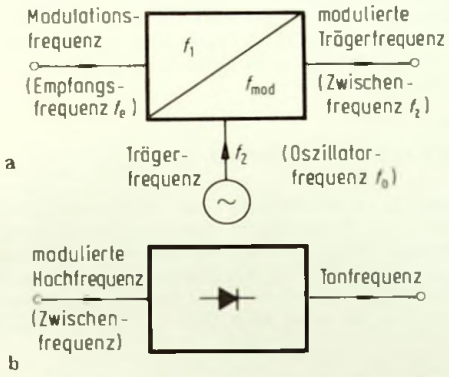


Bild 1.04 Symbole für Frequenzumsetzer

Im Empfänger verstärkt man die aufgefangene Hf-Schwingung, wandelt sie dann in ein niedrigeres Frequenzband um, das sich besser verstärken läßt. Man bezeichnet es als Zwischenfrequenzband (Zwischenfrequenz = Zf). Auch hierzu ist, ähnlich wie im Sender beim Umsetzen in ein höheres Frequenzband, ein zusätzlicher Schwingungserzeuger notwendig. Im Empfänger bezeichnet man ihn als *Oszillator*[2]) und die von ihm gelieferte Frequenz als Oszillatorfrequenz f_0.

Zum endgültigen Umformen der modulierten Zwischenfrequenz in die Tonfrequenzsignale dienen die Demodulatoren oder Detektoren[3]). Sie arbeiten meist mit Dioden. Bild 1.04b stellt das allgemeine Schaltsymbol eines Demodulators in Blockschaltungen dar.

Bild 1.05 Blockschaltung eines Rundfunkempfängers

Aus den Symbolen für Verstärker und Signalumsetzer läßt sich bereits die Funktion der üblichen Rundfunkempfänger erklären. Sie arbeiten sämtlich nach dem Überlagerungsprinzip, d. h. die aufgenommenen Hf-Schwingungen werden, wie bereits im vorigen Bild erwähnt, in ein niedrigeres Frequenzband umgesetzt. Man verstärkt sie zunächst direkt und führt sie dann an den mit *Mischstufe* bezeichneten Signalumsetzer. In dieser Stufe werden sie mit der im Empfänger erzeugten Oszillatorfrequenz f_0 gemischt. Diesen Vorgang nennt man auch überlagern. Dabei entsteht eine neue Schwingung, die jedoch genau das ursprünglich im Sender aufmodulierte Tonfrequenzsignal enthält. Diese Zwischenfrequenz f_z wird im Zf-Verstärker nochmals verstärkt, im Demodulator in die Nf-Schwingung umgesetzt,

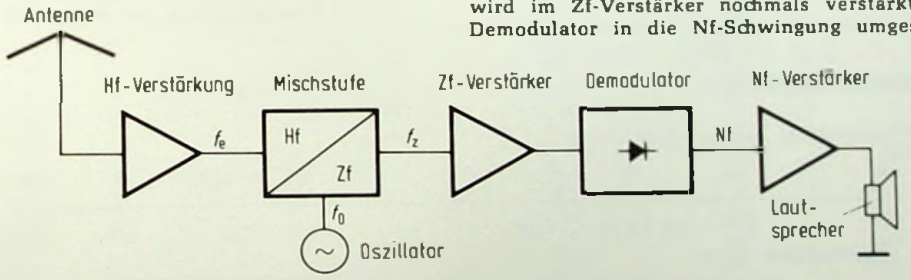


Bild 1.05 Blockschaltung eines Überlagerungsempfängers

wieder verstärkt und dann dem Lautsprecher zugeführt.

Das Überlagerungsverfahren hat den Vorteil, daß man den Zf-Verstärker unabhängig von der jeweils empfangenen Sendefrequenz für eine feste Zwischenfrequenz bemessen und damit hohe Verstärkung und gute Trennschärfe erzielen kann.

1 *modulatio* (lateinisch) = Takt; modulieren = abwandeln, in eine andere Tonart übergehen.

2 *oscillare* (lateinisch) = schaukeln, schwingen.

3 Detektor von *detegere* (lateinisch) = aufdecken, enthüllen; davon herstammend to *detect* (englisch) = aufdecken, entdecken.

Skalen und Zahlen

Bild 1.11 bis 1.13 Logarithmische Teilungen

Eigenschaften und Wirkungsweise von Einzelteilen und Schaltungen werden durch Kurven und Diagramme dargestellt. Für größere Bereiche verwendet man logarithmische Teilungen. Bei ihnen geben gleiche Zahlenverhältnisse stets die gleichen Abstände. Ein Schritt von 1 zu 2 (1 : 2) entspricht dem von 2 : 4, 4 : 8, 10 : 20 oder 50 : 100. Daher ist die prozentuale Genauigkeit überall dieselbe, Toleranzgebiete von beispielsweise ± 10 % sind stets gleich breit, Bild 1.11.

Ohne große Fehler kann man vereinfachte logarithmische Skalen nach Bild 1.12 mit gleichen Abständen und den Zahlenwerten

1 – 2 – 4 – 8 – 15 – 30 – 60 – 120 – 250 – 500 – 1000

zeichnen.

Auf logarithmischen Stufungen mit den Schritten 1 : 1,2 (entsprechend 20 % Zunahme) beruhen nach Bild 1.13 auch die Werte der internationalen Reihen für Widerstände und Kapazitäten.

Logarithmische Teilungen haben keinen Nullpunkt. Sie setzen sich nach links stets wieder in gleichen Schritten 2 : 1 oder 10 : 1 fort. – Wichtigste Eigenschaften logarithmischer Skalen:

- Weit dehnbarer Bereichsumfang
- Gleiche prozentuale Genauigkeit an allen Stellen der Skala

Gleiche Zahlenverhältnisse, nämlich von Schwingungszahlen, liegen auch bei den musikalischen Intervallen der Tonleiter vor, z. B.:

Oktave	Quinte	Quarte	Große Terz
1 : 2	2 : 3	3 : 4	4 : 5

Für Tonfrequenzspektren werden daher ebenfalls logarithmische Teilungen benutzt. Damit läßt sich dann das Verhalten von Schaltungsstufen bei hohen und tiefen Frequenzen gleich gut beurteilen.

Auch Lautstärkeunterschiede werden in Art einer logarithmischen Skala empfunden. Schalldruckänderungen im Verhältnis 1 : 2 sind stets deutlich wahrzunehmen, ganz gleich, ob jemand flüstert oder ob ein großes Orchester zum Fortissimo übergeht. Daher benutzt man Potentiometer mit logarithmischem Kennlinienverlauf als Lautstärkeeinsteller.

Bild 1.14 und 1.15 Dezibel

Lautstärkeunterschiede bei Verstärkern beruhen auf Änderungen der Ausgangsleistung. Deswegen schuf man hierfür eine spezielle logarithmische Skala. Die Erhöhung der Leistung im Verhältnis 1 : 10 (oder von 10 auf 100 usw.) nennt man 1 Bel. Es wird nach Bild 1.14 in 10 Dezibel (dB) unterteilt. 1 dB entspricht einem Leistungsverhältnis von 1 : 1,26, bedeutet also rund 25 % mehr Leistung. In der Empfänger- und Verstärkertechnik rechnet man jedoch vorwiegend mit Spannungen. Erhöht man die Spannung an einem Widerstand auf das Zehnfache, dann steigt die Leistung auf das Hundertfache, weil $P = U^2/R$.

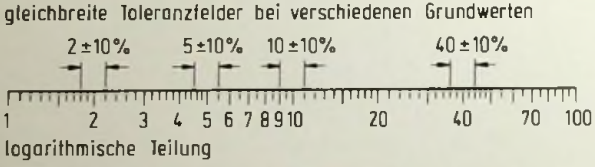


Bild 1.11 Bei einer logarithmischen Skala sind 10 % immer gleich breit

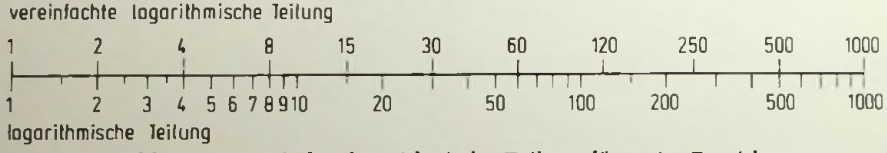


Bild 1.12 Vereinfachte logarithmische Teilung für weite Bereiche

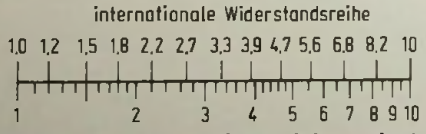


Bild 1.13 Widerstandsreihe und logarithmische Teilung

Ein Leistungsverhältnis von 1 : 100 bedeutet 20 dB, vgl. Bild 1.14. Also entspricht ein Spannungsverhältnis von 1 : 10 ebenfalls 20 dB. Die Tabelle hier unten stellt Spannungsverhältnisse und dB-Werte gegenüber. Verstärkungsgrade und Dämpfungen von Empfängerstufen und Spannungsteilern, also das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannungen gibt man ebenfalls in dB an. Ein Spannungsunterschied von 1 : 1,41, entsprechend 3 dB, wird vom Ohr gerade noch gut wahrgenommen. 3 dB sind daher ein wichtiges Maß für die Beurteilung des Verstärkungsrückganges bei den Frequenzen an der unteren und oberen Grenze des Übertragungsbereiches.



Bild 1.14 Dezibelskala und logarithmischer Maßstab

In der Tonfrequenztechnik setzt man bestimmte Spannungswerte als *Nullpegel* fest und rechnet von hier aus positive und negative dB-Werte. In der Nachrichtentechnik ist ein Nullpegel von 0,775 V üblich. Er entspricht einer Leistung von 1 mW an 600 Ω. Tonfrequenzvoltmeter, die zusätzlich eine dB-Skala besitzen, sind so ausgebildet, daß das Instrument in den Nachbarbereichen jeweils + 10 dB oder – 10 dB mehr oder weniger anzeigt. *Achtung:* Bei importierten Tonfrequenz-

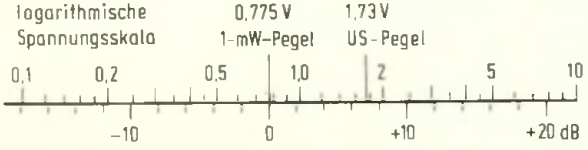


Bild 1.15 Der Nullpegel einer dB-Skala kann für bestimmte Werte vereinbart werden

Dezibelwerte vom Bezugspegel aus

– dB ←		→ + dB
Spannungsverhältnis	dB	Spannungsverhältnis
1,00	0,0	1,00
0,99	0,1	1,01
0,98	0,2	1,02
0,97	0,3	1,04
0,96	0,4	1,05
0,94	0,5	1,06
0,93	0,6	1,07
0,92	0,7	1,08
0,91	0,8	1,10
0,90	0,9	1,11
0,89	1,0	1,12
0,84	1,5	1,19
0,79	2,0	1,26
0,75	2,5	1,33
0,71	3,0	1,41
0,67	3,5	1,50
0,63	4,0	1,59
0,60	4,5	1,68
0,56	5,0	1,78
0,53	5,5	1,88
0,50	6,0	2,00
0,47	6,5	2,11
0,45	7,0	2,24
0,42	7,5	2,37
0,40	8,0	2,51
0,38	8,5	2,66
0,36	9,0	2,82
0,34	9,5	2,99

– dB ←		→ + dB
Spannungsverhältnis	dB	Spannungsverhältnis
0,32	10	3,16
0,28	11	3,55
0,25	12	3,98
0,23	13	4,47
0,20	14	5,01
0,18	15	5,62
0,16	16	6,31
0,14	17	7,08
0,13	18	7,94
0,11	19	8,91
0,10	20	10,0
0,056	25	17,8
0,032	30	31,6
0,018	35	56,2
0,010	40	100
0,006	45	178
0,003	50	316
0,002	55	562
0,001	60	1000
0,0006	65	1778
0,0003	70	3162
0,0002	75	5630
0,0001	80	$1 \cdot 10^4$
$6 \cdot 10^{-5}$	85	$1{,}78 \cdot 10^4$
$3 \cdot 10^{-5}$	90	$3{,}16 \cdot 10^4$
$2 \cdot 10^{-5}$	95	$5{,}62 \cdot 10^4$
$1 \cdot 10^{-5}$	100	$1 \cdot 10^5$
$1 \cdot 10^{-6}$	120	$1 \cdot 10^6$

voltmetern dient oft der Wert 1,73 V als Nullpegel für die Dezibelteilung (US-Pegel). – Vorteil von dB-Rechnungen: man braucht nicht Verstärkungsfaktoren zu multiplizieren, sondern kann einfach dB-Werte addieren.

Formelrechnungen

Man verwende stets die Grundgrößen der Maßeinheiten:

Volt (V)	Ampere (A)	Ohm (Ω)
Watt (W)	Farad (F)	Henry (H)
Hertz (Hz)	Meter (m)	Sekunde (s)

Die Ergebnisse erscheinen dann ebenfalls in den Grundgrößen, und man braucht keine Einheitengleichungen durch die Zahlenrechnungen zu schleppen. Bruchteile und Vielfache von Grundgrößen sind als Zehnerpotenzen in die Zahlengleichungen einzusetzen, z. B.:

$3\ \mathrm{k\Omega} = 3 \cdot 10^{3}\ \Omega$ $\qquad$ $1{,}5\ \mathrm{MHz} = 1{,}5 \cdot 10^{6}\ \mathrm{Hz}$

$15\ \mathrm{mA} = 15 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A}$ $\qquad$ $2{,}2\ \mu\mathrm{F} = 2{,}2 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{F}$

Das Verfahren hat den Vorteil, daß man immer von den elektrotechnischen Grundformeln ausgehen kann.

Stromrichtung und Strompfeile

Ab der 12. Auflage dieses Buches wird die Stromrichtung entsprechend der klassischen Elektrizitätslehre vom Pluspol der Spannungsquelle über den äußeren Stromkreis zum Minuspol der Spannungsquelle gezählt. Auch wer aus der Röhrentechnik weiß, daß der Elektronenstrom in der entgegengesetzten Richtung fließt, möge sich mit dieser rein rechnerischen Zählrichtung anfreunden.

Literatur

[1] *Bergtold*: Mathematik für Radiotechniker und Elektroniker. Franzis-Verlag, München.

[2] *Brinker* und *Zastrow*: Lehrgang Fachrechnen. Funkschau 1968, Heft 7 und 8, 10 und 11, 13 bis 23.

[3] *Mende*: Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker. RPB Nr. 100. Franzis-Verlag, München.

2 Allgemeine Grundlagen

Spannung, Leistung, Widerstand

Bild 2.01 Ohmsches Gesetz — Widerstandskennlinien

Das Ohmsche Gesetz gibt den linearen Zusammenhang zwischen den drei Grundgrößen Spannung U, Strom I und Widerstand R an:

$$I = \frac{U}{R}\ [\mathrm{A}] \qquad U = I \cdot R\ [\mathrm{V}] \qquad R = \frac{U}{I}\ [\Omega]$$

Den Kehrwert eines Widerstandes R bezeichnet man als Leitwert G. Seine Einheit 1 A/1 V wird Siemens S genannt:

$$\text{Leitwert } G\ [\mathrm{S}] \quad \frac{1}{\text{Widerstand } R\ [\Omega]}$$

$$G = \frac{1}{R} \qquad [\mathrm{S}] = \frac{1}{[\Omega]}$$

Das Ohmsche Gesetz lautet hierfür:

$$G = \frac{I}{U}\ \left[\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}\right] \qquad I = U \cdot G$$

Je niedriger der Widerstandswert eines Stromverbrauchers ist, desto besser ist sein Leitwert, es fließt ein höherer Strom.

Die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung für gegebene Widerstandswerte R läßt sich als Diagramm darstellen. Dazu rechnet man für einige Spannungswerte die zugehörigen Ströme aus, trägt sie in ein Liniennetz ein und verbindet sie miteinander. Für die Werte 1 kΩ, 2 kΩ und 4 kΩ erhält man die in Bild 2.01 dargestellten *Kennlinien*. Sie verlaufen geradlinig oder *linear* vom Nullpunkt aus. Zum Zeichnen einer Widerstandskennlinie genügt es daher, nur einen Wert zu berechnen, ihn in das Diagramm einzutragen und mit dem Nullpunkt zu verbinden. Statt Widerstandskennlinie sagt man auch Strom-Spannungskennlinie oder: Der Strom ist als Funktion der Spannung für bestimmte Widerstände dargestellt. In Kurzform: $I = f(U)$ für R als Parameter.

Bild 2.01 enthält also grafische Beispiele für das Ohmsche Gesetz. Bei gleicher Spannung, aber doppeltem Widerstandswert fließt jeweils nur der halbe Strom. Die Kennlinien für höhere Widerstandswerte verlaufen daher flacher. Kleinere Widerstandswerte, im Bild $R = 1\ \mathrm{k}\Omega$, ergeben steilere Kennlinien, weil höhere Ströme fließen.

Die Steilheit der Kennlinie ist ein Maß für den Widerstandswert. Je kleiner er ist, desto steiler verläuft die Kennlinie. Flache Kennlinien bedeuten hohe Widerstandswerte.

Übrigens: Man unterscheide zwischen
Widerstand und *Widerstandswert*.

Der Begriff Widerstand gilt für das Bauelement, für so ein buntlackiertes Stäbchen, das in eine Schaltung eingelötet ist. Der Widerstandswert kennzeichnet dagegen dessen elektrische Eigenschaften. Ähnliches gilt für

Kondensator und *Kapazität*

sowie für *Spule* und *Induktivität*.

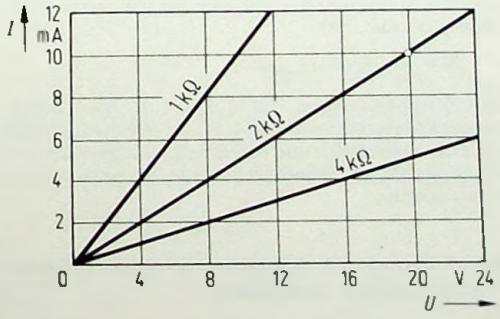


Bild 2.01 Die Steilheit von Widerstandskennlinien ist ein Maß für ihren Widerstandswert

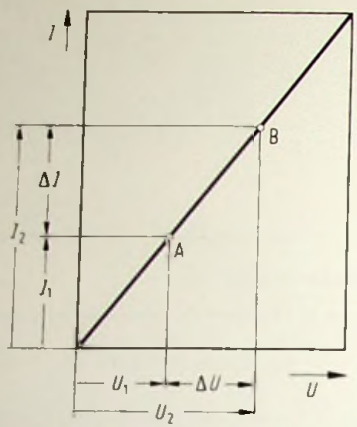


Bild 2.02 Ermitteln der Steilheit einer Kennlinie aus zwei Differenzwerten

Bild 2.02 Kennliniensteilheit

Um die Steilheit von Kennlinien oder kurzen Abschnitten davon zahlenmäßig zu ermitteln, wählt man zwei Punkte A und B, liest die zugehörigen Werte I_1, I_2, U_1, U_2 ab und bildet daraus die Differenzwerte

$$\Delta I = I_2 - I_1 \qquad \Delta U = U_2 - U_1$$

Der große griechische Buchstabe Δ = Delta dient als Formelzeichen für die Differenz zweier Werte. Dividiert man ΔU durch ΔI, dann erhält man ein Maß für die *Steilheit S* der Kennlinie:

$$S = \frac{\Delta I}{\Delta U} \qquad \left[\frac{A}{V}\right]$$

Die Steilheit hat die Dimension A/V, entspricht also einem Leitwert. Trotzdem muß man das Formelzeichen *S* für die Steilheit von dem Buchstaben S = Siemens für die Einheit des Leitwertes unterscheiden. In der Röhrentechnik bezeichnet man mit

S = Steilheit in mA/V

die Stromänderung, die durch 1 V Steuerspannungsänderung verursacht wird. Hierbei handelt es sich also nicht um die Steilheit einer Widerstandskennlinie, sondern um die Steuerkennlinie einer Röhre.

Bild 2.03 und 2.04 Gleichstromwiderstand und differentieller Widerstand

Ohmsche Widerstände ergeben lineare Kennlinien. Bei anderen Bauelementen verlaufen die

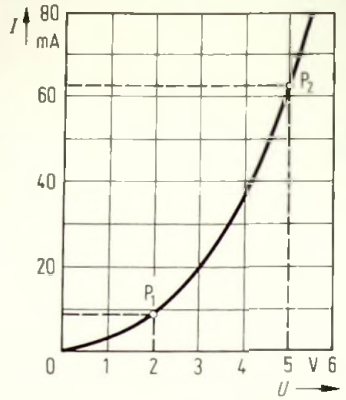


Bild 2.03 Nichtlineare Kennlinie

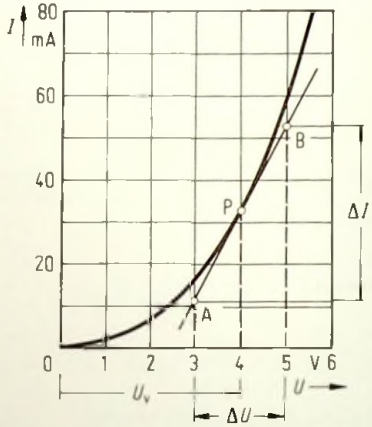


Bild 2.04 Die Tangente gibt den Steilheitswert bzw. differentiellen Widerstandswert für den Punkt P der Kennlinie

Stromspannungskennlinien gekrümmt. Ihr Widerstandswert ändert sich je nach Höhe der angelegten Spannung. In Bild 2.03 errechnen sich für die Punkte P_1 und P_2 folgende Werte:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{2}{8 \cdot 10^{-3}} = 250\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{5}{62{,}5 \cdot 10^{-3}} = 80\ \Omega$$

Dies gilt für die von Null aus gerechneten Gleichspannungen, oder anders ausgedrückt: Legt man eine Spannung von 2 V an das Bauteil, dann verhält es sich wie ein Widerstand mit dem Wert 250 Ω. Legt man aber 5 V an, dann wirkt es wie ein 80-Ω-Widerstand. Man nennt dieses Verhalten *nichtlinear*.

Erteilt man einem solchen Bauelement nach Bild 2.04 durch eine feste Vorspannung U_V einen *Arbeitspunkt* P auf der Kennlinie und überlagert dieser Gleichspannung eine sehr kleine Spannungsänderung oder Spannungsdifferenz du, dann bewirkt sie eine entsprechende kleine Stromänderung di um diesen Arbeitspunkt herum. Daraus errechnet sich der nur für diese kleinen Differenzwerte geltende *differentielle Widerstand r*:

$$r = \frac{du}{di}$$

Die Differenzspannung du ist meist eine Wechselspannung. Für sie gilt also nicht der am Punkt P herrschende Gleichstromwiderstand R, sondern dieser differentielle Widerstand r.

Um den Zahlenwert von r zu ermitteln, legt man durch den Punkt P eine Hilfslinie, eine Tangente, so daß sie sich nach beiden Seiten unter dem gleichen Winkel an die Kurve anschmiegt. Aus zwei Hilfspunkten A und B bzw. aus den zugehörigen Differenzwerten ΔU und ΔI errechnet sich daraus ähnlich wie in Bild 2.02:

$$R_{diff} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Dies entspricht dem Wert r für den Punkt P. Auch hierfür gilt: Größere Steilheit bedeutet kleinere Widerstandswerte.

Zahlenrechnung zu Bild 2.04

Gleichstromwiderstand im Punkt P

$$R = \frac{4}{32 \cdot 10^{-3}} = 125\ \Omega$$

Differentieller Widerstand im Punkt P

$$R_{diff} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{2}{42 \cdot 10^{-3}} = 47{,}5\ \Omega$$

Bild 2.05 Spezifischer Widerstand

Ein elektrischer Leiter mit der Länge l und dem Querschnitt A besitzt einen Widerstandswert von

$$R = \varrho \frac{l}{A} \quad \text{oder} \quad R = \frac{1}{\varkappa} \cdot \frac{l}{A}$$

ϱ = griechisch rho $\quad$ $\varkappa$ = griechisch kappa

ϱ bzw. $\varkappa$ sind Materialkonstanten. Für die Berechnung von Drähten gibt man sie für die Leiterlänge $l = 1$ m und den Querschnitt $A = 1$ mm² an. Widerstandswerte für Isolatoren und Halbleiter werden nach Bild 2.05 auf ein Leiterstück von der Länge l = 1 cm und den Querschnitt

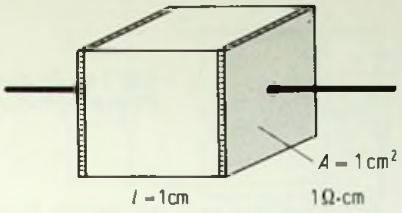


Bild 2.05 Zur Definition des spezifischen Widerstandes von Halbleitern

A = 1 cm² bezogen. Damit wird die Maßeinheit für ϱ:

$$\frac{\Omega \cdot cm^2}{cm} = \Omega \cdot cm$$

Einige Zahlenwerte für ϱ nach der vorstehenden Definition:

Kupfer	$1{,}7 \cdot 10^{-6}$	$\Omega \cdot cm$
Germanium (rein)	$1 \cdot 10^{2}$	$\Omega \cdot cm$
Silizium (rein)	$2 \cdot 10^{5}$	$\Omega \cdot cm$
Hartpapier	$\approx \cdot 10^{10}$	$\Omega \cdot cm$
Quarzglas	$5 \cdot 10^{18}$	$\Omega \cdot cm$

Bild 2.06 und 2.07 Elektrische Leistung und Verlustleistung

Für die elektrische Leistung gilt allgemein

Leistung = Spannung · Strom

$$P = U \cdot I \qquad [W, V, A, \Omega]$$

Diese Leistung wird im Widerstand R verbraucht (Bild 2.06). Setzt man für U und I die entsprechenden Ausdrücke des Ohmschen Gesetzes ein, dann erhält man folgendes Schema von Gleichungen:

P [W]	U [V]	I [A]	R [Ω]
$P = U \cdot I$	$U = \frac{P}{I}$	$I = \frac{P}{U}$	
$P = \frac{U^2}{R}$	$U = \sqrt{P \cdot R}$		$R = \frac{U^2}{P}$
$P = I^2 \cdot R$		$I = \sqrt{\frac{P}{R}}$	$R = \frac{P}{I^2}$

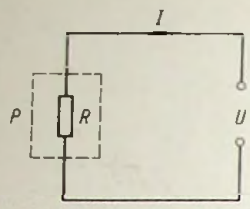


Bild 2.06 Zu den Leistungsgleichungen

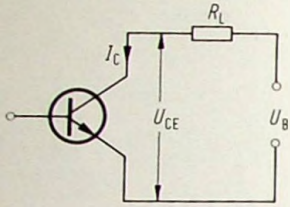


Bild 2.07 Die Verlustleistung in einem Transistor beträgt $P_l = U_{CE} \cdot I_C$

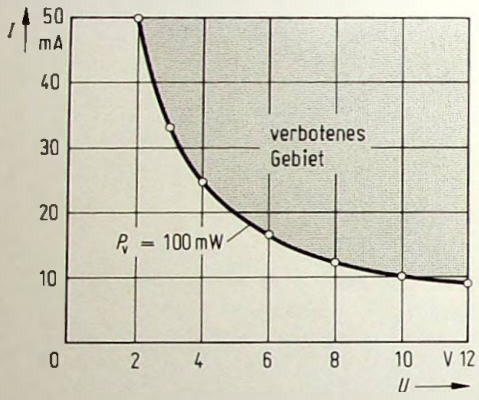


Bild 2.08 Leistungsgrenze (Leistungshyperbel) eines Transistors mit P_V = 100 mW in einem linearen Liniennetz

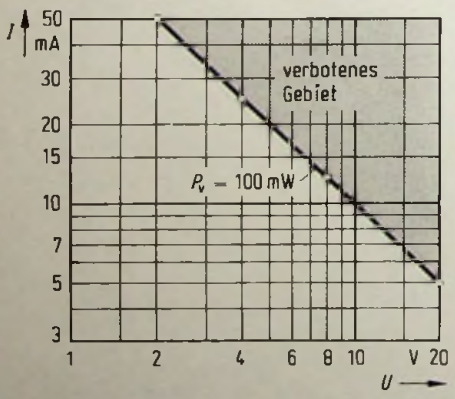


Bild 2.09 Im logarithmischen Liniennetz wird die Leistungshyperbel zu einer geraden Linie

Die von einer Röhre oder einem Transistorsystem (Bild 2.07) aufgenommene Gleichstromleistung nennt man Verlustleistung P_V. Sie erwärmt das Bauelement und darf den in den Datenblättern angegebenen Höchstwert nicht überschreiten:

$$P_V = U_{CE} \cdot I_C$$

Bild 2.08 und 2.09 Leistungs-Hyperbel

Trägt man die zu einer gegebenen Verlustleistung gehörenden Strom- und Spannungswerte in ein Diagramm mit linear geteilten Achsen ein, dann erhält man eine stetig gekrümmte Kurve, die Leistunghyperbel [1]). Bild 2.08 zeigt dies für einen Transistor mit der zulässigen Verlustleistung $P_V = 100\,mW = 100 \cdot 10^{-3}$ W. Stromwerte unterhalb der Kurve sind im Dauerbetrieb zulässig, Werte darüber sind verboten.

Trägt man eine Leistungshyperbel in ein doppeltlogarithmisches Liniennetz mit gleichen Achsenteilungen ein, dann wird daraus eine im Winkel von 45° geneigte gerade Linie, Bild 2.09. Diese Darstellung wird oft in Datenblättern für Leistungstransistoren und Schalttransistoren angewendet.

Bild 2.10 Spannungsteiler

In der Empfängertechnik betrachtet man den Spannungsteiler zweckmäßig als Vierpoldämpfungsglied. Die Teilspannung am Ausgang verhält sich zur Gesamtspannung am Eingang wie der Ohmwert des Teilwiderstandes R_2 zum Gesamtwiderstand $R_1 + R_2$. Dies ergibt die Gleichung:

$$U_A = U_E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Sie gilt auch für Wechselspannungen und Wechselstromwiderstände. Wird ein Spannungsteiler an den Ausgangsklemmen mit weiteren Widerständen belastet, dann verringert sich die Ausgangsspannung. Dies wirkt besonders störend bei Potentiometern zur Lautstärkeeinstellung. Deshalb strebt man an, daß der Belastungswiderstand möglichst hochohmig gegenüber dem Wert des abgegriffenen Teilwiderstandes ist, damit sich die Lautstärke gleichmäßig mit dem Drehwinkel ändert.

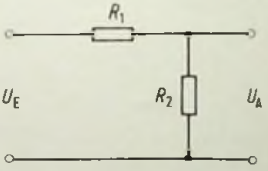


Bild 2.10 Spannungsteiler als Dämpfungsvierpol

1 Hyperbel, aus dem Griechischen, bedeutet in der Mathematik einen Kegelschnitt mit zwei ins Unendliche gehenden symmetrischen Ästen.

Bild 2.11 und 2.12 Steuerbare Spannungsteiler

Bild 2.11 stellt, lediglich mit anderen Bezeichnungen, ebenfalls einen Spannungsteiler dar. Der Widerstandswert R_i sei darin veränderlich, d. h. einstellbar oder steuerbar. Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U = U_B \frac{R_i}{R_L + R_i}$$

Macht man $R_i = 0$, dann fließt der maximal mögliche Strom

$$I_{max} = \frac{U_B}{R_L},$$

aber die Ausgangsspannung ist $U = 0$. Macht man $R_i = R_L$, dann ist der Gesamtwiderstand im Kreis doppelt so hoch wie vorher, und es fließt nur noch der halbe Strom. Ferner ist $U = 1/2\, U_B$. Macht man R_i unendlich groß ($R_i = \infty$), dann ist der Stromkreis dort aufgetrennt. Es fließt überhaupt kein Strom mehr, und an den offenen Klemmen liegt die volle Betriebsspannung U_B. Bild 2.12 zeigt die Übersetzung der Schaltung 2.11 auf einen Transistor. Er ist nichts weiter als ein elektronisch gesteuerter Widerstand. Sein Widerstandswert wird durch eine Steuerspannung U_{st} an der Basis geändert. Für U, I, R_L und R_i ergeben sich genau dieselben Überlegungen, wie sie vorher angestellt worden sind.

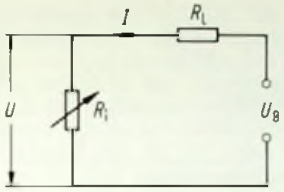


Bild 2.11 Steuerbarer Spannungsteiler mit veränderlichem Teilwiderstand R_i

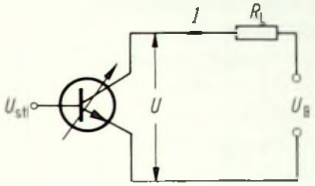


Bild 2.12 Der steuerbare Widerstand wird durch einen Transistor dargestellt

Bild 2.13 Die Arbeitskennlinie

Nimmt man für die Schaltungen Bild 2.11 oder 2.12 Zahlenwerte an, z. B. $U_B = 12$ V, $R_L = 3$ kΩ $= 3 \cdot 10^3$ Ω und rechnet nach den vorher für U_B und I_{max} genannten Gleichungen noch einige Zwischenwerte aus, dann ergibt sich:

R_i	0	$^1/_3\, R_L$	$1\, R_L$	$3\, R_L$	∞
R_i	0	1000 Ω	3000 Ω	9000 Ω	∞
U	0	3 V	6 V	9 V	12 V
I	4	3	2	1	$0 \cdot 10^{-3}$ A

Die Wertepaare für U und I ergeben im Diagramm eine gerade Linie. Sie gilt für $R_L = 3000$ Ω. Die in diesem Fall negative Steigung der Geraden ist wiederum ein Maß für den zugehörigen Widerstandswert, nämlich

$$R_L = \frac{U_B}{I_{max}} = \frac{12}{4 \cdot 10^{-3}} = 3000\ \Omega$$

Der Verlauf hängt also ausschließlich von den Werten R_L und U_B ab. R_L bedeutet nun in der Empfängerschaltungstechnik den Lastwiderstand, Außenwiderstand oder Arbeitswiderstand [1] einer Röhre oder eines Transistors. Man bezeichnet daher eine solche Kennlinie als *Arbeitskennlinie* oder dynamische Kennlinie. Der jeweilige Wert des steuerbaren Widerstandes R_i verschiebt den Gesamtstrom längs der Arbeitskennlinie. Der Wert von R_i braucht dabei zahlenmäßig nicht bekannt zu sein. Arbeitskennlinien lassen sich in die Kennlinienfelder beliebiger Transistortypen einzeichnen, man muß lediglich den Lastwiderstand R_L und die Betriebsspannung U_B kennen.

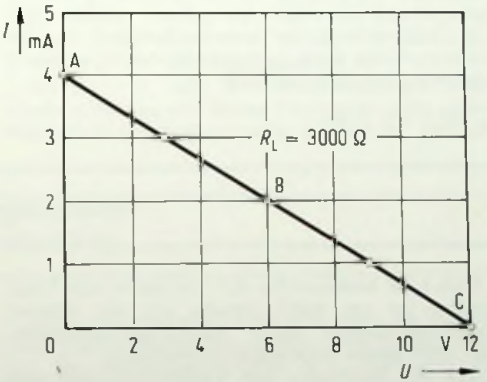


Bild 2.13 Beispiel einer Arbeitskennlinie

Punkt	A	B	C
R_i	$R_i = 0$	$R_i = R_a$	$R_i = \infty$

1 Deswegen auch oft mit R_a bezeichnet.

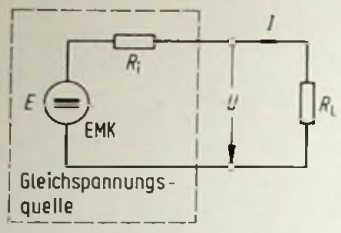


Bild 2.14 Der Innenwiderstand von Spannungsquellen bildet zusammen mit der äußeren Belastung einen Spannungsteiler

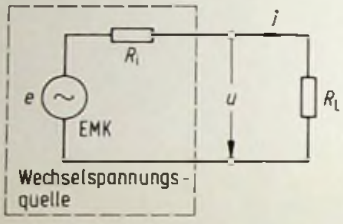


Bild 2.15 Innenwiderstand und Belastung bei einer Wechselspannungsquelle

Bild 2.14 und 2.15 Innenwiderstand von Spannungsquellen

Die Gleichung für die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Innenwiderstand ist, mit anderen Benennungen, bereits aus der klassischen Elektrizitätslehre bekannt. Jede Spannungsquelle besteht aus der treibenden Quellspannung oder Urspannung E (auch elektromotorische Kraft = EMK genannt) und besitzt bereits einen inneren Widerstand R_i. Je mehr Strom man aus der Spannungsquelle entnimmt, desto größer wird die Teilspannung am Innenwiderstand R_i. Als Nutzspannung U am Lastwiderstand R_L verbleibt nur noch der Rest, nämlich

$$U = E - I \cdot R_i$$

Man kann aber auch mit der Spannungsteilerformel arbeiten, dann gilt:

$$\frac{U}{E} = \frac{R_L}{R_i + R_L} \qquad U = E\frac{R_L}{R_i + R_L}$$

Aus diesen Gleichungen erkennt man: Die Nutzspannung U am Außenwiderstand R_L ist um so größer, je kleiner der Innenwiderstand R_i ist. Das gilt auch für Wechselspannungsgeneratoren, Bild 2.15, sowie für Verstärkersysteme. Ihre Ersatzschaltung für den Ausgangskreis besteht ebenfalls aus Quellspannung und Innenwiderstand.

Je kleiner der Innenwiderstand gegenüber dem Lastwiderstand ist, desto weniger geht für die Netzspannung verloren oder desto konstanter ist die Nutzspannung bei Belastungsschwankungen.

Bild 2.16 und 2.17 Spannungs- und Leistungsanpassung

Eine Verstärkerstufe ist ein Generator mit der Quellenspannung E [1]) und dem Innenwiderstand R_i, der an einen Lastwiderstand R_L die Ausgangsspannung U liefert (Bild 2.16). Für sie gilt sinngemäß

$$U = E\frac{R_L}{R_i + R_L}$$

Die Ausgangsspannung U wird am größten, wenn R_L groß gegen R_i, also die Belastung gering ist. Die Kurve „Spannungsanpassung" in Bild 2.17 wurde für ein Beispiel zahlenmäßig durchgerechnet und auf 100 % Ausgangsspannung normiert. Bei großen Lastwiderständen, $R_L = 20\,R_i$ und mehr, nähert sich die Kurve stark diesem Wert 100 %. Fast die volle Quellenspannung E erscheint dann an den Ausgangsklemmen. Man erhält also die größtmögliche Spannungsverstärkung bei hohen Werten des Lastwiderstandes R_L. Man bezeichnet dies als

Spannungsanpassung

Man paßt zweckmäßig die Vorstufen von Empfängern so an, dann liefern sie mit kleinen Steuerspannungen hohe Ausgangsspannungen, also eine große Spannungsverstärkung.

Aus den Endstufen von Verstärkern will man eine möglichst hohe elektrische Leistung herausholen, um den Lautsprecher zu betreiben. Die gesamte im Kreis verbrauchte Leistung beträgt

$$P = \frac{E^2}{R_{ges}}$$

(vgl. Tabelle auf Seite 31)

1 Hier wird bewußt für die EMK das Formelzeichen E beibehalten, weil es sich besser gegen die Verbraucherspannung U abhebt. Nach DIN soll anstelle des bisher üblichen Buchstabens E die Bezeichnung U_0 oder U_L = Leerlaufspannung treten. Das E gibt aber auch eine bessere Gedankenverbindung zu EMK. Oder sollte man künftig „U_0MK" sagen? – Übrigens ist E für die EMK nach DIN 40 121 für Elektromaschinenbauer derzeit noch gültig!

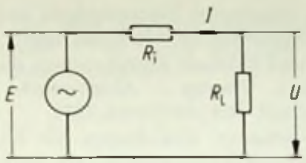
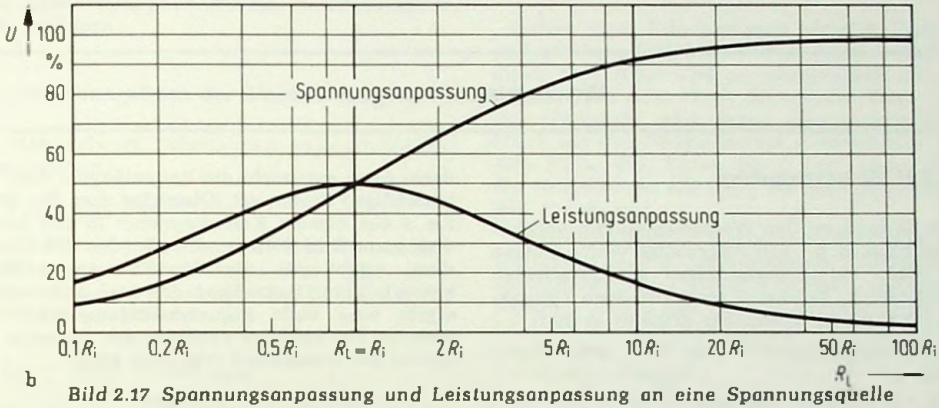


Bild 2.16 Zur Anpassung von Generatoren bzw. Verstärkerstufen

mit dem Maximum bei $R_L = R_i$. Ist der Lastwiderstand gleich dem Innenwiderstand, dann teilt sich die Leistung gleichmäßig auf die beiden Widerstände auf. 50 % der Gesamtleistung entfallen also auf den Außenwiderstand. Die weitere Tendenz dieser Kurve ist so zu erklären: Bei niedrigen Werten von R_L ist zwar der Strom groß, aber an R_L fällt nur eine kleine Teilspannung ab, die Nutzleistung ist gering. Der größere Teil der Leistung entsteht zwecklos am Innenwiderstand R_i.



b

Bild 2.17 Spannungsanpassung und Leistungsanpassung an eine Spannungsquelle

Daraus ergeben sich durch Umformen die Teilleistungen

$$P_a = E^2 \frac{R_L}{(R_i + R_L)^2} = \text{Ausgangsleistung}$$

$$P_V = E^2 \frac{R_i}{(R_i + R_L)^2} = \text{Verlustleistung.}$$

Rechnet man wieder der Reihe nach für verschiedene Verhältnisse R_L/R_i die normierte Nutzleistung P_a aus, dann ergibt sich die mit „Leistungsanpassung" bezeichnete Kurve in Bild 2,17

Bei $R_L = 0$, also kurzgeschlossenen Ausgangsklemmen, muß der Innenwiderstand R_i die gesamte entstehende Leistung aufnehmen. Er erwärmt sich daher sehr stark – ein gefährlicher Fall bei Kurzschlüssen in der Lautsprecherleitung von Transistor-Endstufen. Die Transistoren können sich dann bis zur Zerstörung aufheizen.

Bei hohen Werten von R_L kann kein großer Strom fließen, daher sinkt rechts vom Maximum in Bild 2.17 die Leistung ebenfalls ab.

Bei $R_L = R_i$ läßt sich also maximale elektrische Leistung aus einem Generator oder einem Verstärker entnehmen. Man bezeichnet dies als

Leistungsanpassung

Wie der flache Verlauf des Kurvenscheitels zeigt, sind geringe Abweichungen, also Fehlanpassungen, noch nicht sehr nachteilig. Ist z. B. $R_L = 6\ \Omega$, dann gilt für Belastungen von 4 Ω und 8 Ω: $R_L = 0{,}66\ R_i$ bzw. $R_L = 1{,}33\ R_i$. Bei diesen Werten sinkt die Leistung erst minimal ab, so daß für Verstärkeranlagen meist Lautsprechergruppen mit 4...8 Ω Anpassungswiderstand ohne Unterschiede verwendet werden können.

Beim Leistungsmaximum von 50 % am Außenwiderstand werden die restlichen 50 % im Innern der Spannungsquelle, also z. B. im Leistungstransistor verheizt. Die äußere elektrische Leistung wird in Schalleistung umgesetzt, die innere Verlustleistung in Wärme. Deswegen müssen Leistungstransistoren Kühlrippen oder Kühlflächen erhalten, damit sie die unvermeidliche Verlustwärme abstrahlen können. Diese Kühlkör-

per sind nach Servicearbeiten oder nach dem Austauschen von Transistoren stets wieder sorgfältig anzubringen!

Literatur

[1] *Adolph, Dziock, Heinrich* und *Wemhöner*: Naturwissenschaftliche Grundlagen der Elektrotechnik. Verlag H. Stam GmbH, Köln.

[2] *Grafe, Loose* und *Kühn*: Grundlagen der Elektrotechnik, Band I: Gleichspannungstechnik. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1967.

[3] *Hasel*: Allgemeine Elektrotechnik und Elektronik. Franzis-Verlag, München, 1965.

[4] *Jötten* und *Zürneck*: Einführung in die Elektrotechnik I. Vieweg – Akademische Verlagsgesellschaft, Braunschweig, 1970.

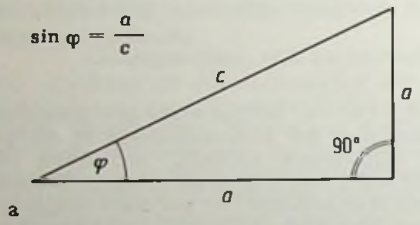
[5] *Müller-Schwarz*: Grundlagen der Elektrotechnik. Siemens Aktiengesellschaft, Berlin – München, 1969.

[6] Nomogramm des belasteten Potentiometers. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 2 und Arbeitsblatt Nr. 45. Franzis-Verlag, München.

Wechselspannungen

Bild 2.21 Sinusspannung

Die Grundform der Wechselspannung verläuft sinusförmig, d. h. ihre Augenblickswerte steigen und fallen entsprechend einer mathematischen Sinusfunktion. In einem rechtwinkligen Dreieck, Bild 2.21a, ist der Sinus des Winkels φ (phi)



a

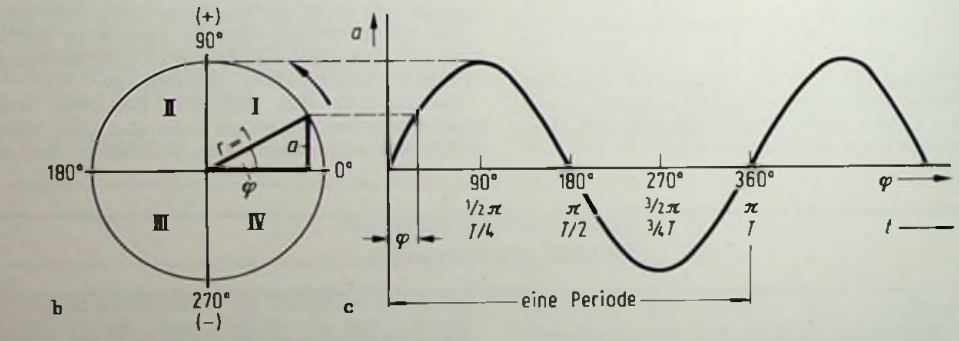


Bild 2.21 Sinusbegriff und Entstehen der Sinusschwingung

Zeichnet man dieses Dreieck nach Bild 2.21b in einen Kreis mit dem Radius r = 1 ein und läßt den Radius oder Zeiger gleichmäßig herumwandern, dann entspricht die Seitenlänge *a* dem zahlenmäßigen Sinuswert. Überträgt man die Werte für *a* aus diesem *Kreisdiagramm* in das Liniendiagramm Bild 2.21c und verbindet die Punkte, dann ergibt sich die charakteristische Sinuskurve[1]. Eine Umdrehung um 360° oder um 2 π ergibt eine volle Sinusschwingung oder eine Periode. Die Zahl der Perioden pro Sekunde entspricht der Frequenz *f* (vgl. Bild 1.02):

$$f = \frac{\text{Zahl der Schwingungen}}{\text{Sekunde}}$$

Maßeinheit $\frac{1}{s}$, Bezeichnung Hertz [Hz]

Während einer Umdrehung legt die Zeigerspitze im Kreisdiagramm den Weg 2 π zurück. Innerhalb einer Sekunde dreht sie sich f-mal, und der gesamte Drehwinkel beträgt dann 2 π *f*. Diesen Wert nennt man die Winkelgeschwindigkeit oder Kreisfrequenz ω (omega):

$$\omega = 2\pi f$$

1 sinus (lateinisch) = Rundung, Krümmung, Busen, Bucht.

Die Zeit für eine Schwingungsperiode ist die Periodendauer T. In einer Sekunde werden f Perioden durchlaufen, d. h.

$$T \cdot f = 1 \text{ s} \qquad f = \frac{1}{T} \qquad T = \frac{1}{f}$$

Mit Rücksicht auf andere Schwingungsformen (Rechteckschwingungen, Impulsreihen, Sägezahnschwingungen) wird die Abzisse im Liniendiagramm vorzugsweise mit t = Zeit bezeichnet, weil dann keine Winkelfunktionen, sondern Zeitabläufe vorliegen.

Bild 2.22 Kenngrößen der Sinuskurve

1. Maximalwert, *Scheitelwert* oder Amplitude; Formelzeichen:

U_{max}, I_{max} (auch $\hat{U}$, $\hat{I}$, $\hat{u}$, $\hat{i}$).

2. *Effektivwert*. Er charakterisiert die mittlere Wirkung einer Wechselspannung oder eines Wechselstroms, z. B. beim Erwärmen eines stromdurchflossenen Widerstandes:

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, I_{max}$$

Meist läßt man den Index „eff" weg und schreibt z. B. für die Lichtnetzspannung:

$$U = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = 220 \text{ V}$$

Der Scheitelwert beträgt dann

$$U_{max} = U\sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311 \text{ V}$$

3. *Augenblickswert* oder Momentanwert zu den einzelnen Zeitpunkten der Sinuskurve; Formelzeichen: u, i oder auch $u_\sim$, $i_\sim$. Vielfach benutzt man aber auch nur u und i für Wechselspannungswerte und U, I für Gleichspannungswerte, besonders wenn in einem System beide Spannungsarten vorkommen.

4. *Spitze-zu-Spitze-Wert*. Dies ist der Abstand zwischen positivem und negativem Scheitelwert. Er wird gekennzeichnet durch die Indexbuchstaben ss, z. B. U_{ss} in Bild 2.22, oder auch durch pp, z. B. i_{pp} in der englischen Fachliteratur (pp = Abkürzung von peak – peak = Spitze zu Spitze).

Bild 2.23 Phasenlage

Gehen zwei Schwingungen gleicher Frequenz zum gleichen Zeitpunkt und in gleicher Richtung durch Null, dann sind sie phasengleich oder „in Phase", Bild 2.23a. Eine Sinuskurve kann gegen den Nullpunkt oder gegen eine andere Sinuskurve um den Phasenwinkel φ verschoben sein, Bild 2.23b. Die Kurve für i geht später durch die Nullinie, sie eilt nach. Im entgegengesetzten Fall eilt sie vor.

Beeinflußt man ein Signal so, daß es sehr stark gegenüber seinem ursprünglichen Nulldurchgang zurückbleibt, dann spricht man nicht vom Phasenwinkel, sondern gibt dies als Verzögerungs- oder Laufzeit in Mikrosekunden an. In PAL-Fernsehempfängern wird eine Verzögerungsleitung mit $t = 64\ \mu s$ verwendet.

In Bild 2.23c ist die dick gezeichnete Kurve unten gegen den ursprünglichen Kurvenzug oben um 180° verschoben. Die Impulsmarkierung der unteren Kurve erscheint 180° oder eine halbe Periode später.

In Bild 2.23d ist die untere Sinusspannung nicht durch Phasenverschiebung, sondern durch Umpolen der oberen entstanden. Die Impulsmarkierung erscheint zum gleichen Zeitpunkt. Diese *Phasenumkehr* ist keine Phasenverschiebung! (Wird oft verwechselt.) Zur Phasenumkehr dienen Übertrager oder Verstärkerstufen. Man nennt sie invertierende Verstärker[1].

1 invertere (lateinisch) = umkehren.

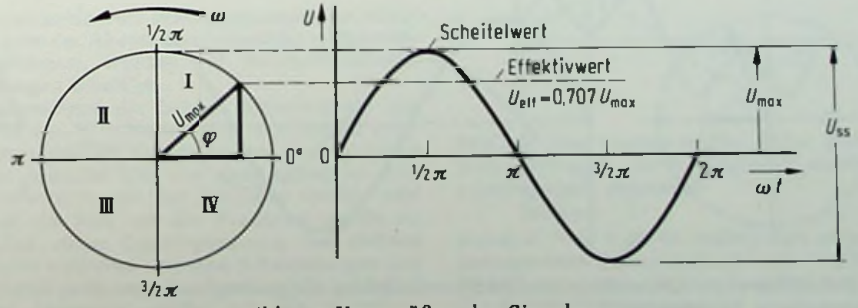


Bild 2.22 Kenngrößen der Sinuskurve

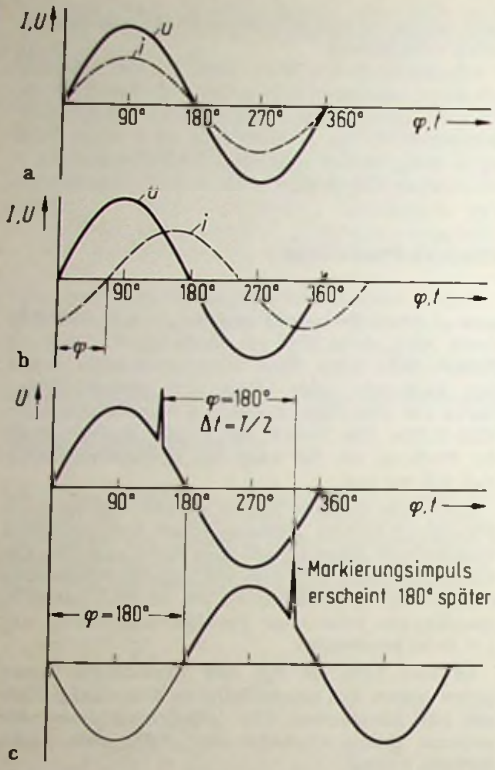


Bild 2.24 Zeigerdiagramm

Um phasenverschobene Sinusschwingungen gleicher Frequenz darzustellen, wäre es lästig, stets das vollständige Liniendiagramm Bild 2.24b zu zeichnen. Es genügt, wenn man den Zeigerwert ihrer Amplituden in richtigem Winkel in das Kreisdiagramm Bild 2.24a einträgt. Da definitionsgemäß diese Zeiger oder Vektoren[1]) links herum

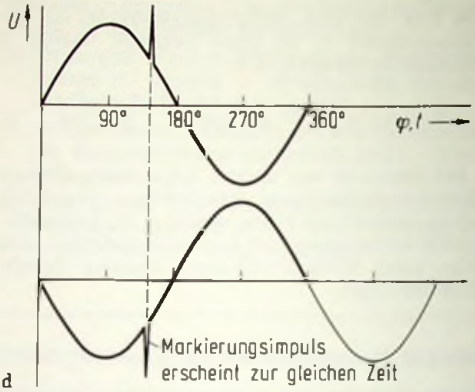


Bild 2.23 Phasenbeziehungen von zwei Sinusschwingungen; a = Phasengleichheit; b = die Phasenverschiebung wird durch den Abstand von zwei in gleicher Richtung verlaufenden Nulldurchgängen definiert; c = Sonderfall für φ = 180°; d = Phasenumkehr um 180°

kreisen, eilt der Zeiger u_1 vor. Man sagt, diese Spannung ist voreilend oder hat einen voreilenden Phasenwinkel, während u_2 nacheilt. Man kann sogar die Hilfskreise weglassen und erhält das reine Zeigerdiagramm Bild 2.24c.

Bild 2.25 Addieren von Sinusschwingungen gleicher Frequenz

Um zwei Sinusschwingungen zu addieren, muß man die einzelnen Momentanwerte vorzeichenrichtig addieren. Sind die Frequenzen der beiden Sinusspannungen gleich, dann ist das Ergebnis wieder eine Sinuslinie von derselben Frequenz.

1 vector (lateinisch) = Träger.

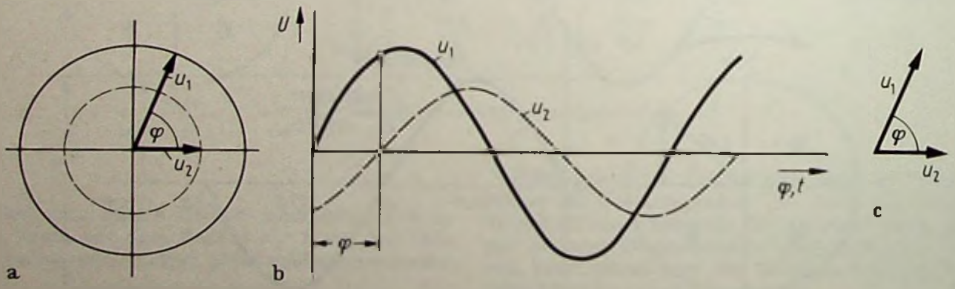


Bild 2.24 Kreisdiagramm, Liniendiagramm und vereinfachtes Zeigerdiagramm für zwei phasenverschobene Sinusschwingungen

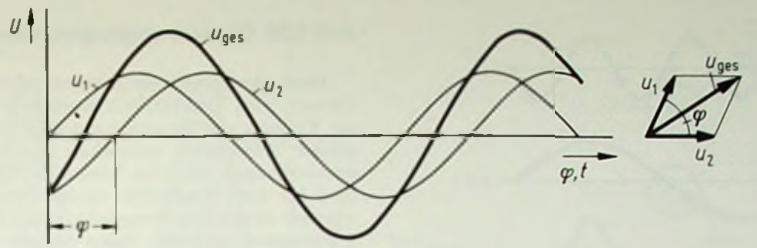


Bild 2.25 Beim Addieren von zwei Sinusspannungen gleicher Frequenz ergibt sich wieder eine Sinusschwingung

Im Bild sind die beiden ursprünglichen Sinusschwingungen um den Phasenwinkel φ gegeneinander verschoben. Anstelle des Liniendiagrammes kann man dies durch ein Zeigerdiagramm darstellen. Die Spannung u_1 eilt der Spannung u_2 um den Phasenwinkel φ vor. Ergänzt man die beiden Zeiger zu einem Parallelogramm, dann gibt die Diagonale den Scheitelwert der Summenspannung u_{ges} an. Die Richtung der Diagonale entspricht dem Phasenwinkel der Summenspannung in bezug auf die beiden Teilspannungen u_1 und u_2.

Bild 2.26 Addieren von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz

Schaltet man zwei Stromquellen mit verschiedenen Frequenzen in Reihe, so addieren sich ebenfalls ihre Spannungen in jedem einzelnen Zeitpunkt. Aus den beiden Einzelkurven Bild 2.26a und 2.26b erhält man das Summensignal 2.26c. Dabei entstehen keine neuen Frequenzen, sondern im Stromkreis sind stets nur die beiden ursprünglichen Frequenzen enthalten. Sie lassen sich durch geeignete Mittel auch wieder voneinander trennen, wenn ihre Schwingungszahlen nicht zu dicht beieinander liegen.

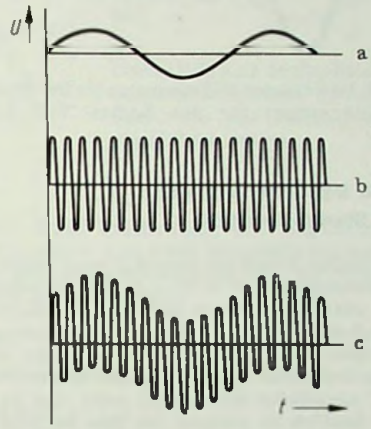


Bild 2.26 Verlauf des Summensignals beim Addieren von zwei Sinusschwingungen mit verschiedener Frequenz

Bild 2.27 Summensignal beim Stereo-Rundfunk

Summensignale von Wechselspannungen, nämlich aus zwei im Abstand voneinander aufgestellten Mikrofonen, werden bei Stereo-Rundfunkübertragungen benötigt.

Man bezeichnet die beiden Einzelsignale mit L = Links und R = Rechts. Das Kurvenbild zeigt stark vereinfacht ein Summensignal daraus. Links im Raum befindet sich vor dem Mikrofon eine Schallquelle, z. B. mit der Frequenz 900 Hz, und rechts sei ein Ton mit der Frequenz 300 Hz zu hören. Auf einen Schwingungszug der rechten Schallquelle entfallen also drei Schwingungen der linken. Durch Addieren der Spannungen in jedem einzelnen Zeitpunkt ergibt sich das Summensignal S = L + R. Es enthält den gesamten aufgenommenen Klangeindruck und ergibt auch in Empfängern ohne Stereo-Empfangsteil eine befriedigende Wiedergabe.

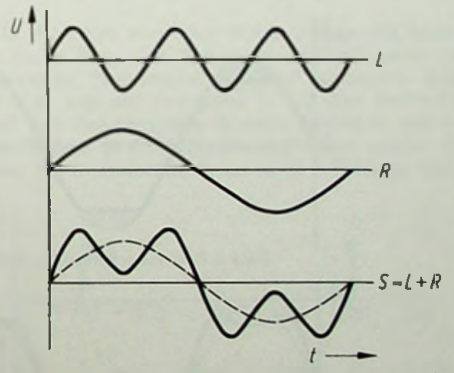


Bild 2.27 Das Summensignal beim Stereo-Rundfunk läßt sich durch Addieren zweier Sinusschwingungen darstellen

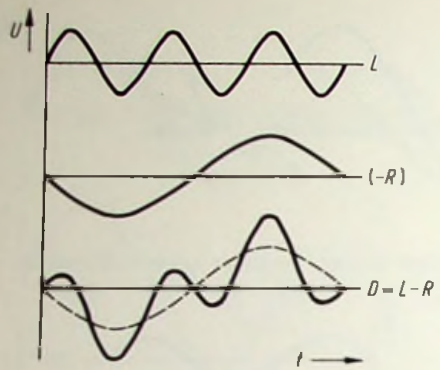


Bild 2.28 Verlauf des Differenzsignals bei gleichen Schwingungszügen für das Rechts- und Linkssignal

Bild 2.28 Das Differenzsignal beim Stereo-Rundfunk

Beim Stereo-Rundfunk benötigt man außerdem das Differenzsignal D = L − R der Einzelspannungen aus dem rechten und linken Mikrofon. Dazu muß man die Werte der beiden Spannungen voneinander subtrahieren. Das geschieht elektrisch, indem eines der Teilsignale in der Phase um 180° umgekehrt (invertiert) wird. Um es besonders deutlich zu machen, ist dies im Bild mit dem R-Signal, also bei der niedrigeren Frequenz geschehen. Das Differenzsignal D = L − R verläuft deutlich anders als das Summensignal S = L + R in Bild 2.27.

Bild 2.29 Oberschwingungen, Klirrfaktor

Durch *Amplitudenbegrenzer* oder durch Übersteuern von Verstärkern werden nach Bild 2.29a die Kuppen von Sinuskurven abgeschnitten. Durch dieses Abkappen entstehen zusätzliche Sinusschwingungen höherer Frequenz. Bild 2.29b zeigt dies für eine zusätzlich entstandene Schwingung von der dreifachen Frequenz. Wird sie zur Grundschwingung addiert, dann sattelt sie dort die Kuppen ein oder umgekehrt: Eine Kurve mit abgeflachten Kuppen muß aus mehreren reinen Sinusschwingungen bestehen. Diese beim Abkappen unerwünscht auftretenden Oberschwingungen oder Harmonische sind stets ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz. Ihre Amplituden nehmen mit höherer Frequenz ab. Man unterscheide

f	Grundfrequenz
$2f$	2. Harmonische
$3f$	3. Harmonische
$4f$	4. Harmonische

oder

f	Grundschwingung
$2f$	1. Oberschwingung
$3f$	2. Oberschwingung
$4f$	3. Oberschwingung

Bei Verwendung des Begriffes „Harmonische" ist die Frequenzangabe eindeutiger. Der ältere Ausdruck „Oberwellen" werde möglichst vermieden.

Nichtsinusförmige Schwingungen bestehen aus einer Summe von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz, Phasenlage und Amplitude. Un-

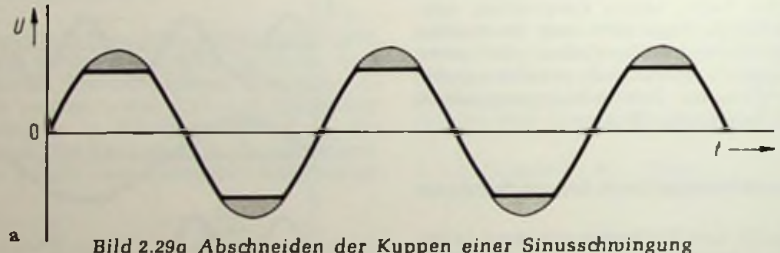


Bild 2.29a Abschneiden der Kuppen einer Sinusschwingung

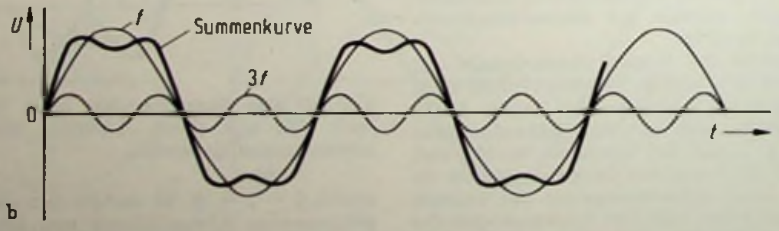
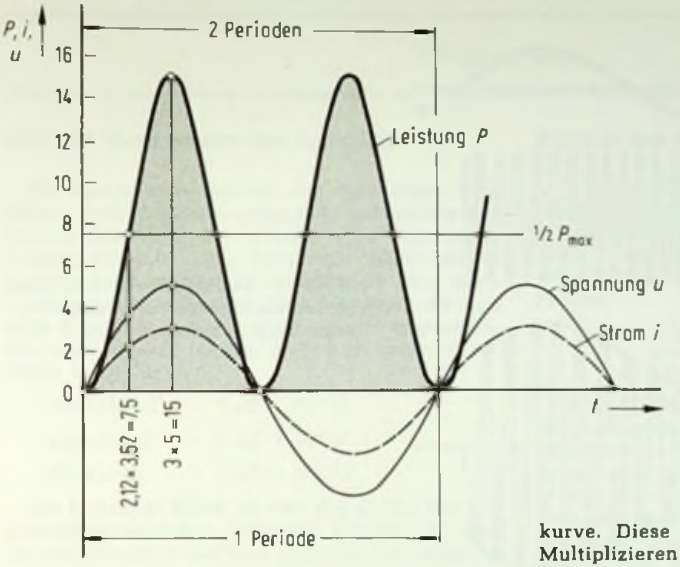
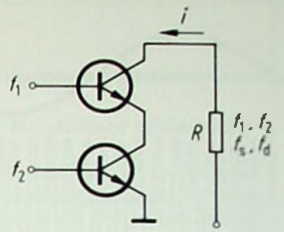


Bild 2.29b Das Abflachen der Kuppen entspricht dem Auftreten von zusätzlichen Schwingungen mit höherer Frequenz





Oben: Bild 2.31 *Prinzip einer Multiplizierschaltung (Produkt-Detektor)*

Links: Bild 2.30 *Multiplizieren von Sinusschwingungen gleicher Frequenz für das Beispiel der Leistungsberechnung*

geradzahlige Harmonische flachen die Kuppen der Grundschwingung ab und versteilern die Flanken, siehe Bild 2.29b. Daher enthalten Rechteckschwingungen vorwiegend ungeradzahlige Harmonische. Geradzahlige Harmonische verursachen spitzzackige Summenkurven, im Extremfall Sägezahnschwingungen.

Eine verzerrte Sinusschwingung klingt in der Wiedergabe unsauber und quäkend. Man definiert diese Verzerrungen durch den Klirrgrad oder Klirrfaktor. Bei guten Verstärkeranlagen sollen die Verzerrungen so klein sein, daß der Effektivwert aller entstandenen Harmonischen weniger als 1 % des gesamten Effektivwertes beträgt. Der Klirrfaktor ist dann kleiner als 1 %.

Bild 2.30 Multiplizieren von Sinusschwingungen gleicher Frequenz

Man erhält eine Kurve für den Verlauf der Wechselstromleistung

$$P = u \cdot i$$

indem man die jeweiligen Augenblickswerte von Strom und Spannung multipliziert. Das Bild zeigt ein durchgerechnetes Beispiel für $U_{max} = 5$ V und $I_{max} = 3$ A. Dies ergibt eine Kurve mit den Spitzenwerten

$$P_{max} = 3 \cdot 5 = 15 \text{ W}$$

Dabei entfallen auf die ursprüngliche Periode von 360° zwei volle Sinusschwingungen der Leistungskurve. Diese Erscheinung gilt allgemein: Beim Multiplizieren von zwei Sinusschwingungen entsteht eine neue Schwingung aus der Summe der beiden ursprünglichen:

$$f_s = f_1 + f_2$$

Die Wirkleistung in Bild 2.30 beträgt

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff}$$

Bild 2.31 und 2.32 Multiplizieren von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz

In Bild 2.31 wird der Strom i über die beiden in Reihe liegenden Transistoren durch zwei verschiedene Frequenzen *zweimal* gesteuert. Wird er z. B. von der Frequenz f_1 auf den dreifachen und von der Frequenz f_2 dann nochmals auf den zweifachen Wert aufgesteuert, dann ergibt sich eine Stromänderung vom $3 \cdot 2 = 6$fachen Wert.

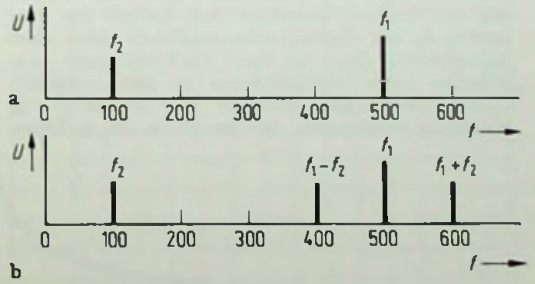


Bild 2.32 *Multiplizieren von Sinusschwingungen verschiedener Frequenz; a = ursprüngliche Frequenzen; b = Entstehendes Frequenzspektrum*

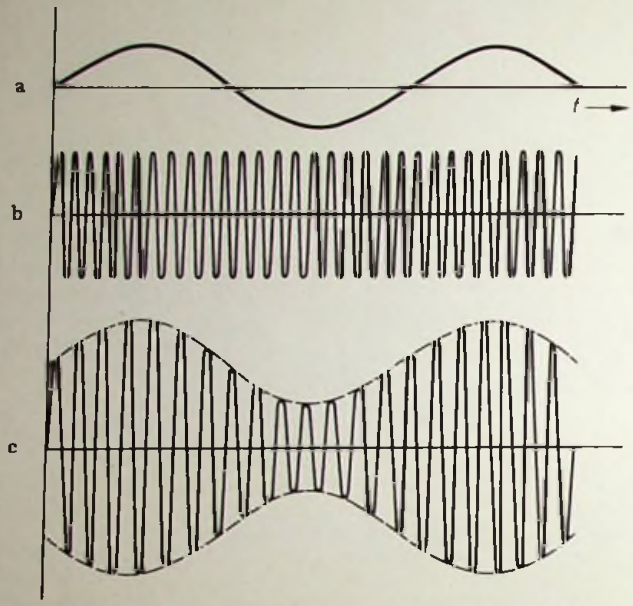


Bild 2.33 Multiplizieren von zwei Sinusschwingungen sehr unterschiedlicher Frequenz

Solche *Multiplizierer* werden viel in neueren Empfängerschaltungen zum Mischen von Frequenzen angewendet. Multiplizieren heißt auch ein *Produkt* bilden. Daher wird diese Schaltung in Demodulatorstufen als Produkt-Detektor bezeichnet.

Beim Multiplizieren zweier Frequenzen entsteht nicht nur die bereits aus Bild 2.30 bekannte Summenfrequenz f_s, sondern auch die Differenzfrequenz f_d der beiden ursprünglichen Frequenzen f_1 und f_2:

$$f_s = f_1 + f_2 \qquad f_d = f_1 - f_2$$

Außerdem sind weiterhin die beiden Ursprungsfrequenzen enthalten. Bild 2.32 gibt die Lage der verschiedenen Frequenzen zueinander an. Der Vorgang stellt das wichtigste Signalwandlerprinzip der Nachrichtentechnik dar. Enthält die Frequenz f_2 ein Signal, eine Nachricht oder eine Information, dann ist diese Nachricht nach dem Mischen oder Multiplizieren in den neugebildeten hohen Teilfrequenzen $f_1 + f_2$ und $f_1 - f_2$ ebenfalls vorhanden. Sie wurde in ein höheres Frequenzgebiet *hinaufgemischt* oder *transponiert*. Umgekehrt kann man auch Signale in niedrigere Frequenzbänder *hinuntermischen*.

Die Differenzfrequenz f_d ist übrigens auch versteckt in Bild 2.30 enthalten. Sie beträgt dort nämlich $f_d = f - f = 0$.

Bild 2.33 Multiplikative Mischung

Multipliziert man rechnerisch und zeichnerisch ähnlich wie in Bild 2.30 die beiden Sinusschwingungen a und b, dann erhält man die Gesamtkurve Bild 2.33c. Sie unterscheidet sich grundlegend von der Summenkurve Bild 2.26 und bildet die Grundlage der Amplitudenmodulation von Rundfunksendern.

Die Darstellungen Bild 2.32 und Bild 2.33 stellen also denselben Vorgang, nämlich das Multiplizieren oder das Mischen von zwei Frequenzen dar. Je nach Erfordernis wählt man die eine oder die andere Darstellungsweise, um die Funktionen von Empfängerschaltungen zu erläutern.

Kapazitäten

Bild 2.41 Kondensator und Kapazität

Ein Kondensator besteht aus zwei durch eine dünne Isolierschicht voneinander getrennten leitenden Schichten. Sie können eine elektrische Ladung Q, d. h. eine bestimmte Elektrizitätsmenge speichern und beim Entladen oder beim Umladen wieder abgeben. Das Fassungsvermögen wird Kapazität genannt und in Farad angegeben. Die Einheit Farad ist sehr groß, man unterteilt sie daher technisch in

Mikrofarad	$1\ \mu F = 10^{-6}\ F$
Nanofarad	$1\ nF = 10^{-9}\ F$
Pikofarad	$1\ pF = 10^{-12}\ F$

Die Kapazität hängt ab von der Größe der sich gegenüberstehenden leitenden Flächen A, vom Plattenabstand d und vom Material des Isolators, gekennzeichnet durch die Dielektrizitätskonstante ε (griechischer Buchstabe epsilon). Je größer A und ε sind, desto größer ist die Kapazität. Vergrößert man den Abstand d, dann verringert sich die Kapazität. In der Rundfunktechnik werden Kondensatoren mit veränderlicher Kapazität benötigt und realisiert:

1. Durch Ändern der Größe der gegenüberliegenden leitenden Flächen = Drehkondensator.
2. Durch Ändern des Abstandes der leitenden Flächen = Kapazitätsdiode.

Bild 2.42 und 2.43 Kapazitiver Widerstand

Je größer die Kapazität C und je höher die angelegte Frequenz f ist, desto mehr Ladung wird pro Sekunde transportiert. Bei hohen Frequenzen fließt also mehr Strom, d. h. der kapazitive Widerstand oder Blindwiderstand X_C wird kleiner:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C}$$

In Bild 2.42 ist der Verlauf des kapazitiven Widerstandes eines Kondensators von 5 µF für verschiedene Tonfrequenzen eingezeichnet. Die Kurve sinkt sehr schnell zu kleinen Werten und streckt sich dort in die Länge. Das ist für manche Betrachtungen ungünstig. Wählt man nach Bild 2.43 für beide Achsen logarithmische Teilungen, dann streckt sich die Kurve zu einer geraden Linie unter 45°. Auch hier handelt es sich nämlich um

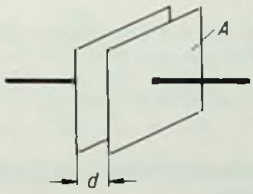


Bild 2.41 Zur Definition der Kapazität eines Plattenkondensators

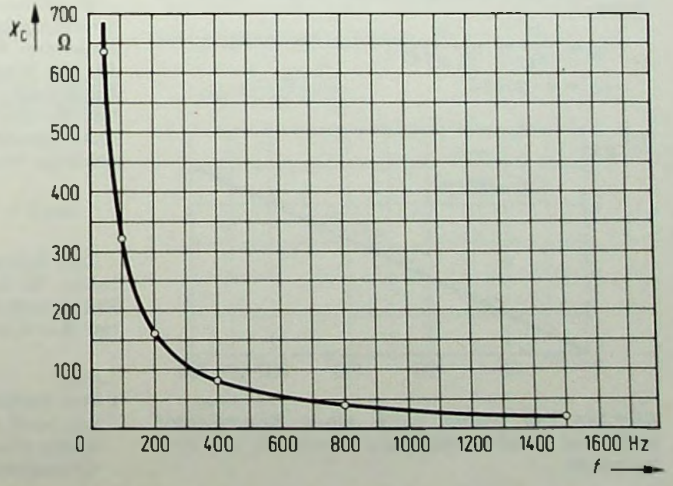


Bild 2.42 Verlauf des kapazitiven Widerstandes in einem linearen Liniennetz

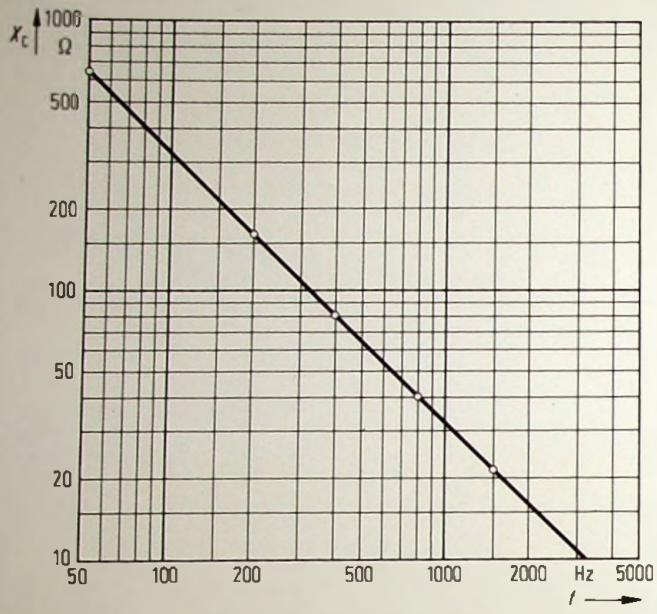


Bild 2.43 Verlauf des kapazitiven Widerstandes bei logarithmischer Achsenteilung

eine Hyperbel wie bei den Bildern 2.08 und 2.09. Diese Darstellungsweise wird für die bekannten Hf-Tapeten verwendet, die als Hilfsmittel für Schwingkreisberechnungen dienen.

Bild 2.44 Kondensatorstrom als Funktion der Frequenz

Legt man einen Kondensator an Wechselspannung, dann fließt nach dem Ohmschen Gesetz ein Strom

$$i_C = \frac{u}{X_C} = \frac{u}{\frac{1}{2\pi f C}}$$

$$i_C = u \cdot 2\pi f C$$

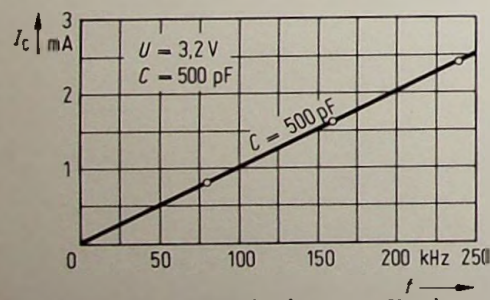


Bild 2.44 Der Strom durch einen Kondensator steigt bei gleicher Spannung linear mit der Frequenz an

Der Strom wächst bei konstant gehaltener Spannung proportional zur Frequenz an. Im Bild ist dies für u = 3,2 V und C = 500 pF dargestellt. Frequenzwerte werden also linear in Stromwerte umgewandelt. Auf diesem Prinzip beruht ein *Zähldiskriminator* genannter Signalumsetzer zum Hörbarmachen von frequenzmodulierten Sendern.

Bild 2.45 Verlustwinkel

Kondensatoren besitzen außer ihrem Blindwiderstand $X_C = 1/\omega C$ noch einen in Reihe damit liegenden Wirkwiderstand r. Er stellt ein Maß für die Wechselstromverluste oder die Güte des Kondensators dar. Im Zeigerdiagramm bilden r und X_C einen Winkel von 90°. Je kleiner der Verlustwiderstand r ist[1]), desto kleiner ist der zugehörige Verlustwinkel δ (delta):

$$\tan \delta = r \cdot \omega C$$

Den Zahlenwert für tan δ nennt man Verlustfaktor. Er ist im allgemeinen ziemlich klein. Für Kunststoffkondensatoren werden Werte von tan δ = 0,01 angegeben. Bei hohen Frequenzen

1 Der Verlustwiderstand wird hier mit r bezeichnet, weil er sich dann später besser vom Resonanzwiderstand R_{res} eines Schwingkreises unterscheidet.

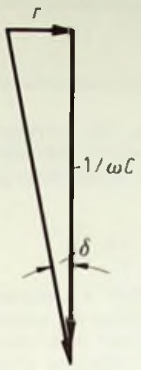


Bild 2.45 Der Wechselstrom durch einen Kondensator eilt der Spannung um 90° vor

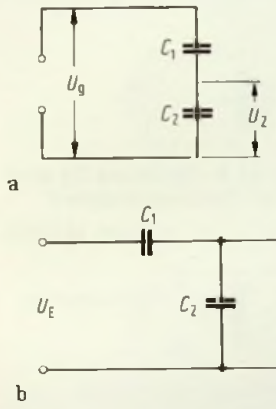


Bild 2.46 Zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren wirken als kapazitiver Spannungsteiler

steigt je nach Art des Dielektrikums der Verlustfaktor noch etwas an. Die geringsten Verluste haben gute Luft- und Glimmerkondensatoren.

Bild 2.46 Kapazitiver Spannungsteiler

Zwei in Reihe liegende Kondensatoren dienen als kapazitive Spannungsteiler für Wechselspannungen. Die Teilspannung U_2 berechnet sich wie beim ohmschen Spannungsteiler, man muß lediglich die kapazitiven Widerstände $1/\omega C$ einsetzen. Die Frequenz fällt dann heraus, der unbelastete kapazitive Spannungsteiler ist frequenzabhängig. Bei der Vierpolanordnung Bild 2.46b ergibt sich die Ausgangsspannung zu:

$$U_A = U_E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Formelzusammenstellung

Kapazitiver Widerstand

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{0{,}159}{f \cdot C}$$

Kapazitiver Blindstrom

$$i_C = u \cdot 2\pi f C$$

Verlustfaktor

$$\tan \delta = r \cdot 2\pi f C$$

Kapazitive Spannungsteilung

$$U_A = U_E \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Parallelschaltung von Kapazitäten

$$C_{ges} = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots C_n$$

Reihenschaltung

$$C_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots \frac{1}{C_n}}$$

Zwei Kapazitäten in Serie

$$C_{ges} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Induktivitäten

Bild 2.51 und 2.52 Induktionsgesetz

Zieht man einen Permanentmagneten schnell aus einer Spule mit hoher Windungszahl heraus, dann schlägt das an die Spule angeschlossene Meßinstrument kurz aus und geht wieder auf Null zurück. Das Magnetfeld oder der Magnetfluß Φ[1]) induziert[2]) infolge der Bewegung in der Spule eine Spannung, eine EMK e:

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}$$

w = Windungszahl

$d\Phi$ = Änderung des Magnetfeldes

dt = Zeitabschnitt, innerhalb dessen die Feldänderung $d\Phi$ stattfindet

(Für das Induktionsgesetz wurden kleine Buchstaben e und t verwendet, um anzudeuten, daß es sich um Augenblickswerte handelt.)

Die Spannung e ist um so größer, je höher die Windungszahl ist und je schneller sich der Magnetfluß ändert. Der Vorgang läßt sich umkehren. Schickt man einen Strom durch eine Spule, dann wird eine Kraft auf einen darin befindlichen Eisenkern ausgeübt, er bewegt sich!

Anwendungen: Drehspulinstrument, dynamischer Lautsprecher, Tauchspulmikrofon, elektrodynamisches Tonabnehmersystem.

In Bild 2.51 stellt die Wicklung w_1 mit dem Eisenkern einen Elektromagneten dar. Darüber ist eine zweite Spule mit der Windungszahl w_2 gewickelt. Fließt Strom durch w_1, dann wirkt der Eisenkern als Magnet. Schaltet man den Strom aus, dann verschwindet das Magnetfeld. Das bedeutet das gleiche wie das Herausziehen eines Permanentmagneten aus der Wicklung w_2, nämlich eine sehr schnelle Flußänderung $d\Phi$. In w_2 wird daher eine Spannung induziert. Große Windungszahlen für w_2 ergeben so hohe Spannungen, daß sich kräftige Funken damit erzeugen lassen. Anwendung: Zündspule im Kraftfahrzeug.

Der Effekt tritt auch ein, wenn anstelle von zwei getrennten Spulen nur eine Wicklung nach Bild 2.52 verwendet wird. Beim Öffnen des Schalters erfolgt eine sehr schnelle Flußänderung $d\Phi$ in der kurzen Zeit dt. Die entstehende Induktionsspannung ist bei hohen Windungszahlen höher als die Batteriespannung. Sie verursacht am aufgehenden Schaltkontakt einen Abreißfunken oder Lichtbogen. Größe der Induktionsspannung:

$$-e = L\frac{dI}{dt} \quad \text{bzw.} \quad e = -L\frac{dI}{dt}$$

Das Minuszeichen bedeutet, daß e entgegengesetzt zu U_B gepolt ist. Die vorher als Magnetfeld hineingesteckte Energie kommt jetzt gewissermaßen in entgegengesetzter Richtung wieder

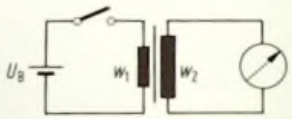


Bild 2.51 Durch Abschalten der Spannung U_B wird in der Wicklung w_2 eine Spannung induziert

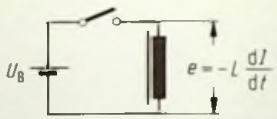


Bild 2.52 Selbstinduktionsspannung

heraus. L ist eine von der Windungszahl abhängige Spulenkonstante. Ihr Wert wird in Henry (H) angegeben; $1\ H = 1 \cdot 10^3\ mH = 1 \cdot 10^6\ \mu H$. Da die Spannung $-e$ in der vom erzeugenden Strom I selbst durchflossenen Spule induziert wird, spricht man von Selbstinduktion. Dieser Begriff gilt aber nur für den Vorgang der Spannungserzeugung, nicht als Bezeichnung für eine Spule. Die Spule hat eine *Induktivität* L, sie ist jedoch keine Selbstinduktion (wird oft verwechselt).

Bild 2.53 Induktiver Widerstand

Fließt Wechselstrom durch eine Spule, dann wird bei jedem Richtungswechsel ihr magnetisches Feld abgebaut und umgepolt wieder aufgebaut. Der dazu je Sekunde erforderliche Energieaufwand vergrößert sich, je schneller das Umpolen erfolgt, je kürzer also die Zeit dt bzw. je höher die Frequenz ist. Die Induktivität der Spule setzt demnach dem Wechselstrom einen Widerstand X_L entgegen. Er ist größer als der Gleichstromwiderstand und wächst bei höheren Frequenzen an.

1 Φ = großer griechischer Buchstabe Phi, zum Unterschied von φ = kleines griechisches phi.
2 inducere = einführen (lateinisch).

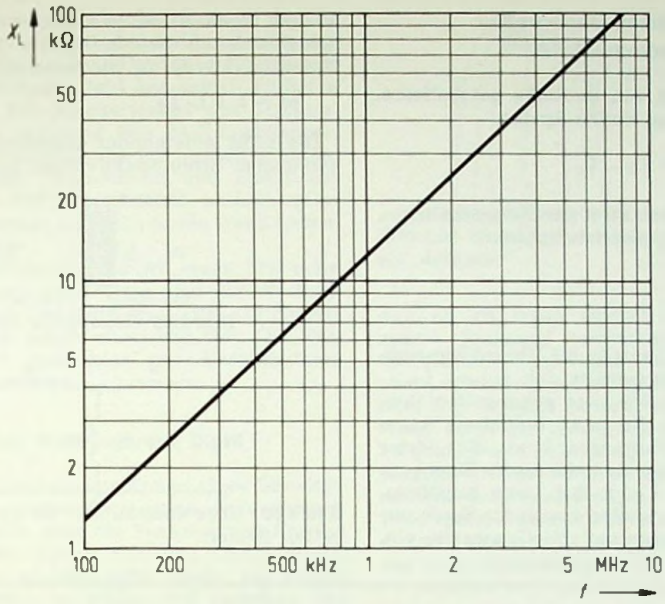


Bild 2.53 Verlauf des induktiven Widerstandes in einem Liniennetz mit logarithmischen Teilungen

Induktiver Widerstand
= 2 π · Frequenz · Induktivität

$$X_L = \omega L = 2 \pi f L = 6{,}28 f L \qquad [\Omega, \text{Hz}, \text{H}]$$

In einem logarithmischen Liniennetz ergibt sich für den induktiven Widerstand eine unter dem Winkel von 45° ansteigende gerade Linie. Bild 2.53 gilt für den induktiven Widerstand einer im Mittelwellenbereich von Rundfunkempfängern üblichen Spule mit $L = 2\ \text{mH} = 2 \cdot 10^{-3}\ \text{H}$ bei verschiedenen Frequenzen.

Bild 2.54 Phasenverschiebung, Blindwiderstand

Schaltet man eine Induktivität an Gleichspannung, dann liegt sofort volle Spannung an den Spulenenden. Der Strom steigt jedoch relativ langsam an, weil das magnetische Feld erst aufgebaut werden muß. Das bedeutet: Die Spannung eilt vor, der Strom eilt nach! Legt man Wechselspannung an, dann tritt der Höchstwert des Stromes mit einer nacheilenden Phasenverschiebung von 90° auf. Der induktive Widerstand X_L ist ein Blindwiderstand. Er wirkt nicht als echter Leistungsverbraucher, denn die zugeführte und in ein Magnetfeld umgewandelte Energie wird beim Ausschalten oder Umpolen wieder zurückgeliefert.

Jede Spule besitzt außerdem einen Wirkwiderstand r. Er besteht aus dem Gleichstromwiderstand der Wicklung und dem Verlustwiderstand für Wechselstrom. X_L und r müssen entsprechend ihrer Phasenverschiebung von 90° geometrisch im Zeigerdiagramm addiert werden. Der Gesamtwiderstand Z ergibt sich als dritte Seite des rechtwinkligen Dreiecks. r ist im allgemeinen so klein gegen X_L, daß $X_L \sim Z$ gesetzt werden kann. Je größer der Verlustwiderstand r ist, desto größer ist der *Verlustwinkel* δ (delta):

$$\tan \delta = \frac{r}{\omega L}$$

Den Kehrwert bezeichnet man als *Spulengüte* Q:

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

Je kleiner der Verlustwiderstand r ist, desto besser ist die Güte der Spule.

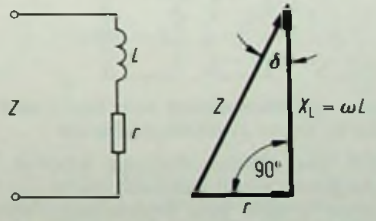


Bild 2.54 Induktivität L und Verlustwiderstand r einer Spule

Bild 2.55 und 2.56 Zusammenschalten von Spulen, Gegeninduktivität

Gesamtinduktivität von in Reihe geschalteten, nicht aufeinander koppelnden Spulen:

$$L_{ges} = L_1 + L_2 + L_3 \ldots L_n$$

Gesamtinduktivität von zwei parallelgeschalteten, nicht aufeinander koppelnden Spulen:

$$L_{ges} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

Ist $L_2 \geq 10\, L_1$, dann kann L_2 für Überschlagsrechnungen vernachlässigt werden, d. h. $L_{ges} \sim L_1$.

Gegeninduktivität: Bei zwei gekoppelten Spulen (Bild 2.55) hängt die in L_2 induzierte Spannung u_2 vom Kopplungsgrad k ab. Bei fester Kopplung durch einen gemeinsamen Eisenkern (Transformator) ist $k \sim 1$. Bei loser Kopplung, $k < 1$, wirkt gewissermaßen von jeder Spule nur ein Teil der Windungen auf die Gegenseite ein, so als wenn diese Windungen nach Bild 2.56 gemeinsam zu beiden Spulen gehören. Diese Gegeninduktivität M berechnet sich zu:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

Die nicht aufeinander koppelnden Spulenteile nennt man Streuinduktivitäten L_{s1}, L_{s2}.

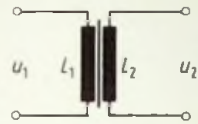


Bild 2.55 Gekoppelte Spulen

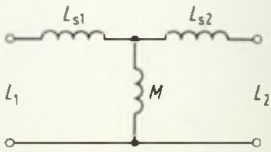


Bild 2.56 Gegeninduktivität M von zwei gekoppelten Spulen

Schwingkreise und elektrische Wellen

Bild 2.61 Geschlossener Schwingkreis

Kondensator und Spule verhalten sich bei Wechselstrom gegensinnig. Der kapazitive Widerstand $1/\omega C$ eines Kondensators wird bei höheren Frequenzen geringer, der induktive Widerstand ωL einer Spule wird größer. Beim Kondensator eilt der Strom um 90° vor, bei der Spule um 90° nach. Beim Zusammenschalten von Spule und Kondensator heben sich diese Eigenschaften für eine bestimmte Frequenz f_{res} auf, nämlich dann, wenn der induktive Widerstand der Spule gerade genauso groß wie der kapazitive Widerstand des Kondensators ist. Wirksam bleiben die Verlustwiderstände r_L und r_C von Spule und Kondensator. Eine derartige Zusammenschaltung wird *Schwingkreis, Resonanzkreis* oder *Abstimmkreis* genannt. Er bildet neben den Transistoren das wichtigste Bauelement von Rundfunkempfängern. Für den Resonanzfall, also für die Bedingung: induktiver Widerstand = kapazitiver Widerstand gilt daher:

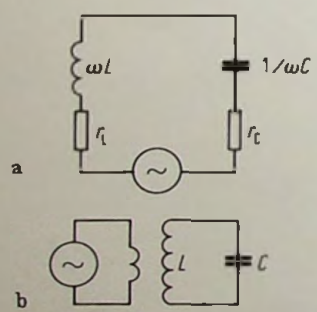


Bild 2.61a Reihenschaltung von Spule und Kondensator in einem Wechselstromkreis

Bild 2.61b Die gleiche Wirkung, nämlich einen Strom im Kreis, ergibt sich auch, wenn die Wechselstromquelle über eine Kopplungswicklung auf die Spule einwirkt (Verlustwiderstände zur Vereinfachung weggelassen)

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Daraus ergibt sich $\omega^2 = \frac{1}{LC}$

und $$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \qquad \text{(Hz, H, F)}$$

oder $$f_{res} = \frac{0{,}159}{\sqrt{LC}}$$

Im Resonanzfall fließt ein großer Strom im Kreis, weil die Blindwiderstände sich aufheben und nur die niedrigen Verlustwiderstände wirk-

sam bleiben. Der Resonanzstrom erzeugt um die Spule ein starkes magnetisches Feld und zwischen den Kondensatorplatten ein kräftiges elektrisches Feld. Das magnetische Feld hat seinen höchsten Wert während des Scheitelwertes des Stromes, das elektrische während des Nulldurchganges, weil dann die größte Spannung an den Kondensatorplatten liegt. Magnetische und elektrische Felder folgen also abwechselnd nacheinander; die Energie schwingt zwischen Spule und Kondensator hin und her.

Die gleiche Wirkung, nämlich einen Strom im Kreis, erzielt man auch, wenn man die Wechselstromquelle nach Bild 2.61b über eine Kopplungswicklung auf die Spule einwirken läßt. Die Verlustwiderstände sind hier zur Vereinfachung weggelassen worden.

Bild 2.62 Offener Schwingkreis, Dipol

Werden die Kondensatorplatten eines Schwingkreises etwas auseinandergezogen, so verringert sich die Kapazität, aber die Funktion des Kreises ändert sich nicht. Erregt man den Schwingkreis, z. B. über eine angekoppelte Spule, mit seiner Resonanzfrequenz, so bilden sich zwischen den Platten des Kondensators hochfrequente elektrische Felder aus, und um die Spule herum entstehen magnetische Kraftfelder. Zieht man die Belegungen völlig auseinander, so daß ihre Zuleitungen einen gestreckten Leiter bilden und die Spule in der Mitte liegt, so erhält man einen *offenen Schwingkreis*. Er wird bei völlig symmetrischem Aufbau Dipol genannt. Ein offener Schwingkreis läßt sich ebenfalls mit Hochfrequenzschwingungen erregen. Das elektrische Kraftfeld bildet sich dann frei im Raum aus, die Kraftlinien verlaufen bogenförmig von einer zur anderen Kondensatorbelegung.

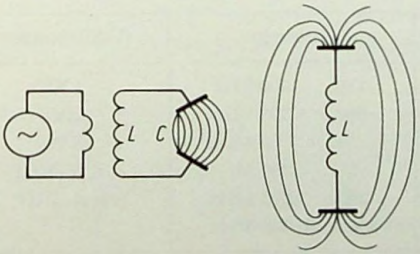


Bild 2.62 Auseinanderziehen eines Schwingkreiskondensators

Bild 2.63 Antennenanlage

Wird die untere Kondensatorplatte des offenen Schwingkreises durch eine Verbindung mit dem Grundwasserspiegel der Erde ersetzt, so bilden sich die elektrischen Feldlinien halbkreisförmig

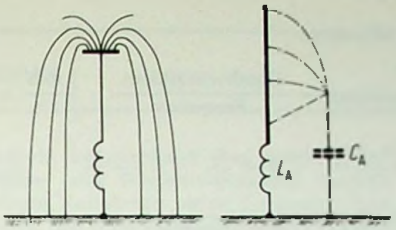


Bild 2.63 Einseitig geerdeter offener Schwingkreis als Antenne

aus, so als wenn spiegelbildlich zur Erde die zweite Belegung vorhanden wäre. Antennenanlagen für Mittelwellen-Rundfunksender stellen einen solchen einseitig geerdeten offenen Kreis dar. Die Antenne besteht aus einem oder mehreren durch die Luft gespannten oder senkrecht aufgehängten Drähten oder isoliert aufgestellten Masten. Dieses Antennengebilde entspricht der oberen Kondensatorplatte. Sie bildet mit der Erde einen Kondensator mit der *Antennenkapazität* C_A. Die Spule dieses offenen Kreises wird Antennenspule L_A genannt.

Bild 2.64 Elektromagnetische Felder

So wie in einem geschlossenen Schwingkreis (vgl. Bild 2.62) entstehen auch im Antennenkreis elektrische und magnetische Felder in wechselnder Folge. Sie breiten sich im Raum aus wie Wasserwellen auf der Oberfläche eines Teiches, in den man einen Stein hineinwirft. Der Abstand zwischen zwei Teilabschnitten des Antennenfeldes mit gleicher Kraftlinienrichtung wird λ (lambda) genannt. λ entspricht einer Periode der erzeugenden Frequenz. Die Wellen breiten sich mit der Lichtgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^8$ m/s aus. Wird z. B. eine Frequenz $f = 200$ kHz ausgestrahlt, dann durchlaufen zweihunderttausend Wellenzüge die Strecke von $3 \cdot 10^8$ m in einer Sekunde. Ein Wellenzug hat daher die Länge

$$l = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^5} = 1500 \text{ m}$$

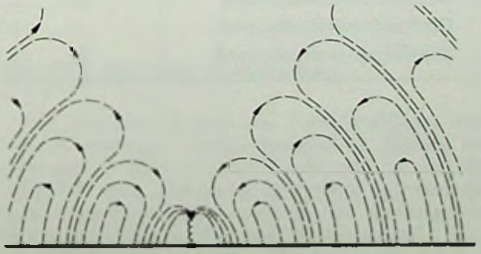


Bild 2.64 Bildung elektrischer Felder um eine Antenne

oder allgemein

$$\text{Wellenlänge} = \frac{\text{Geschwindigkeit}}{\text{Frequenz}} \qquad \left[\frac{\text{m/s}}{\text{1/s}} = \text{m}\right]$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \qquad \lambda = \frac{c}{f} \qquad f = \frac{c}{\lambda} \qquad [\text{m, Hz}]$$

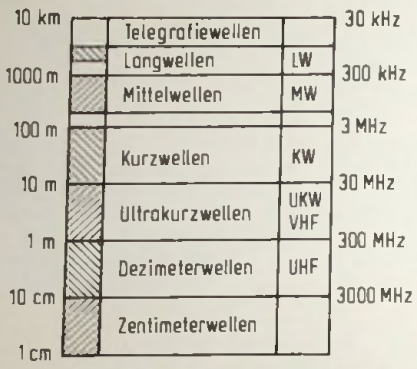


Bild 2.65 Wellenbereiche im logarithmischen Maßstab

Bild 2.65 Wellenbereiche

In der ersten Zeit der Funktechnik rechnete man nur mit Wellenlängen. Daher rührt die in der Tabelle aufgeführte Einteilung in Wellenbereiche (Zahlenangaben gegenüber Bild 1.02 abgerundet). Der UKW-Rundfunk arbeitet auf Frequenzen von 87,5 MHz bis 104 MHz.

In den USA hat sich ein anderes Bezeichnungsschema herausgebildet. Daraus wurden bei uns für die Frequenzen von Fernsehsendern die Bezeichnungen VHF = very high frequencies und UHF = ultra high frequencies übernommen.

Ausbreitung von Funkwellen

Funkwellen breiten sich von einer einfachen Sendeantenne nach allen Seiten wie Lichtstrahlen aus. Die *Bodenwelle* entlang der Erdoberfläche wird durch Hindernisse bald geschwächt und trägt dann nicht mehr zum Empfang bei. Die gegen den Himmel gerichteten *Raumwellen* werden an den elektrisch leitenden oberen Luftschichten der Erde, der Ionosphäre oder Heaviside-Schicht, je nach Wellenlänge mehr oder weniger gut reflektiert und gelangen wieder auf die Erde zurück. Daher ist auch an weit entfernten Stellen Empfang möglich, im äußersten Fall sogar auf der anderen Seite der Erde. – Wo Boden- und Raumwellen zugleich vorhanden sind, treffen sie durch die Wegunterschiede oft mit verschiedener Phasenlage ein, löschen sich aus und ergeben die als *Fading* bezeichneten Schwunderscheinungen.

Sehr kurze Wellen werden viel weniger von der Ionosphäre reflektiert, sie gehen also durch die Heaviside-Schicht hindurch. Dies ermöglicht Nachrichtensysteme über künstliche Satelliten, Steuerung von Weltraumraketen und Funkverbindungen bei Mondexpeditionen.

Bei UKW-Rundfunksendern wird durch besondere Antennenanordnungen die Raumstrahlung unterdrückt und die Energieabstrahlung in horizontaler Richtung verbessert. Man empfängt also die Bodenwelle. Die Reichweite ist deshalb nur wenig größer als die theoretische Sichtweite des Antennenturmes. Daher können in einem größeren Gebiet mehrere UKW-Sender auf gleicher Wellenlänge arbeiten, ohne sich gegenseitig zu stören. Der UKW-Rundfunk dient vorwiegend für Nahempfang.

	Wellenlänge	Frequenz	Abkürzungen
Langwellenbereich	2000...1000 m	150... 300 kHz	LW
Mittelwellenbereich	600... 200 m	500... 1 500 kHz	MW
Kurzwellenbereich	100... 10 m	3... 20 MHz	KW
Ultrakurzwellenbereich	10... 1 m	30... 300 MHz	UKW, VHF
Dezimeterwellenbereich	1... 0,1 m	300... 3 000 MHz	Dezi, UHF
Zentimeterwellenbereich	10... 1 cm	3000...30 000 MHz	

Empfangsantennen

Bild 2.71 UKW-Dipol-Antennen

Für den UKW-Empfang wird die Antenne auf die zu empfangende Wellenlänge abgestimmt. Man verwendet dazu Dipol-Antennen mit symmetrischer Zuführung, bei denen die Gesamtlänge der Stäbe etwa gleich der halben Wellenlänge ist. Eine solche Antenne besitzt eine Richtwirkung und gibt die größte Empfangsspannung, wenn sie quer zum Sender aufgestellt wird. Durch zusätzliche, elektrisch nicht mit der Antenne verbundene Stäbe läßt sich die Richtwirkung nach einer Seite bündeln und eine noch größere Empfangsspannung erzielen. Diese Stäbe werden als Direktoren (von Direktion = Richtung) und Reflektoren bezeichnet. In die Richtung des Senders zeigende Dipole (b) geben bedeutend schwächeren Empfang. Durch Reflexionen der Sendewellen an Gebäuden usw. treten aber oft Richtungsabweichungen auf. Die Antenne ist daher versuchsmäßig so zu drehen, daß die größte Lautstärke erzielt wird.

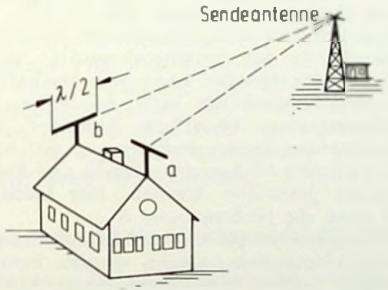


Bild 2.71 Richtwirkung von UKW-Dipolen

Für den UKW-Empfang mit seinem dichten Sendernetz genügen einfache Empfangsdipole. Bei Fernsehantennen erhöht man die Leistungsfähigkeit durch Direktoren und Reflektoren. Näheres darüber in der Spezialliteratur und im Buch „Fernsehtechnik ohne Ballast" des gleichen Verfassers.

Bild 2.72 Anpassung von UKW-Antennen

Ein auf die Wellenlänge abgestimmter Einfachdipol besitzt einen Strahlungs- oder Nennwiderstand von 60...70 Ω. Verbindet man die Dipolenden durch einen zweiten Stab zu einem *Faltdipol*, dann beträgt der Strahlungswiderstand 240 Ω. Die Hochfrequenzeigenschaften von Antennenkabeln kennzeichnet man durch ihren Übertragungs- oder *Wellenwiderstand*. Schließt man an einem Kabelende einen Generator bzw. eine Antenne mit dem Nennwert dieses Wellenwiderstandes an und an das andere Ende des Kabels den Empfänger mit dem gleichen Eingangswiderstand, dann wird die Antennenleistung sehr verlustarm zum Empfänger übertragen – Antenne, Kabel und Empfänger sind richtig angepaßt.

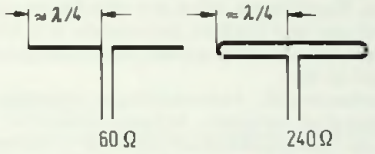


Bild 2.72 Gestreckter Dipol und Faltdipol

Im UKW-Bereich (87,5...104 MHz) beträgt die mittlere Frequenz 95,75 MHz und die zugehörige Wellenlänge

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{95{,}75 \cdot 10^6} = 3{,}14 \text{ m}$$

Die Dipolstäbe sollen eine Länge von $l = \lambda/4$ haben, müssen also 3,14 : 4 = 0,785 m lang sein. Die Frequenzen 87,5 MHz und 104 MHz werden dann noch annähernd gleichgut empfangen. Die Abweichung um ± 10 % bedeutet, daß die Antenne nicht ganz exakt angepaßt ist, aber nach Bild 2.17 verläuft das Maximum für Leistungsanpassung sehr flach.

Um bereits ohne Antennenaufwand Empfang zu ermöglichen, baut man in größere Rundfunkgeräte und Musiktruhen aus Metallfolie bestehende Flächendipole ein. Anstelle von Stäben werden kurze breite Metallflächen verwendet. Man kommt dann mit kleineren „Stablängen" aus.

Bild 2.73 Die UKW-Stabantenne

Für Taschen-, Reise- und Autoempfänger wäre ein vollständiger Empfangsdipol zu sperrig und unbequem. Man benutzt daher wie in den Bildern 2.63 und 2.64 beim Übergang auf den einseitig geerdeten Schwingkreis als Antenne nur einen senkrecht stehenden Antennenstab. Seine Länge beträgt etwa $\lambda/4$, oft sogar noch weniger. Der Wirkungsgrad ist also geringer als bei einem richtig angepaßten Dipol.

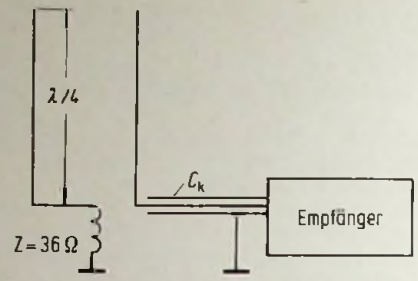


Bild 2.73 Stabantennen für Rundfunkempfänger

Das andere Ende der Ankopplungsspule innerhalb des Empfängers wird mit der Bezugs- oder Masseleitung des Gerätes verbunden. Ein solcher Antennenstab besitzt einen Wellenwiderstand von rund 36 Ω.

Stabantennen für Autoempfänger erfordern ein Abschirmkabel zwischen Antennenfußpunkt und Gerät, um Zündfunkenstörungen zu verhindern. Die Kapazität C_k dieses Kabels ist im Vergleich zur Antennenkapazität ziemlich groß. Die Autoantenne wirkt daher für den Empfängereingang nicht mit ihrem Wellenwiderstand, sondern als kapazitive Belastung.

Bild 2.74 UKW-Antennenkabel

Die Wellenwiderstände von Antennenkabeln hängen von den geometrischen Abmessungen der Querschnitte ab. Bei einem unabgeschirmten 60-Ω-Kabel für den einfachen Dipol beträgt der Abstand der beiden in Isoliermaterial eingebetteten Drähte 0,5...0,8 mm. Ein Kabel mit 240 Ω Wellenwiderstand besteht aus einer kunststoffisolierten Doppelleitung mit zwei 1 mm starken Litzen in 8 mm Abstand. Abgeschirmte Antennenleitungen enthalten zwei Innenleiter mit 120 Ω Wellenwiderstand oder einen Innenleiter (Koaxialkabel) mit 60 Ω Wellenwiderstand. Diese Kabel müssen durch Zusatzelemente an 240-Ω-Antennen oder an Empfängereingänge angepaßt werden.

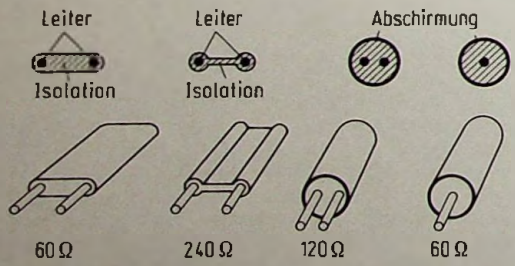


Bild 2.74 Antennenkabel für 60 Ω, 120 Ω und 240 Ω

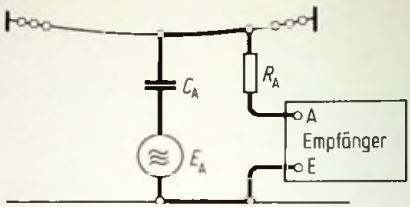


Bild 2.75 Wirkung einer Langdrahtantenne auf den Eingangskreis eines Empfängers

Bild 2.75 MW-Antennen

In den Kurz-, Mittel- und Langwellenbereichen ergeben Antennen von einer Viertelwellenlänge ebenfalls die besten Empfangsergebnisse. KW-Amateure und die kommerzielle Nachrichtentechnik arbeiten deshalb mit diesen Abmessungen. Auch in der ersten Zeit des Unterhaltungsrundfunks benutzte man noch Langdrahtantennen und erzielte damit heutzutage sagenhaft anmutende Fernempfangsergebnisse.

Die Ersatzschaltung für eine Außenantenne besteht aus der Kapazität C_A des Antennenleiters gegen Erde, einem Hochfrequenzwiderstand R_A und der in Reihe liegenden Hf-Quellenspannung E_A. Die Eingangsschaltungen für die KW-, MW- und LW-Bereiche von Empfängern werden für mittlere Werte der Antennenkapazität und des Strahlungswiderstandes bemessen. Deshalb muß in der Servicewerkstatt beim Abgleichen eines Empfängers eine „künstliche Antenne", bestehend aus einer Serienschaltung von 200 pF und 400 Ω, zwischen Meßsenderausgang und Empfängereingang geschaltet werden. Der Meßsender liefert dann die Hf-Spannung E_A.

Als Dachantenne für Einzelwohnungen und Gemeinschaftsantennen-Anlagen werden heute der Einfachheit halber vorwiegend senkrechte Stabantennen verwendet. Selbst bei den üblichen Stabhöhen H = 5 m sind sie beträchtlich kürzer als die Empfangswellenlängen. Ihre Kennwerte sind mit Hilfe von Übertragern Ü und Antennenverstärkern V an die Eingangsklemmen der Empfänger anzupassen.

Bild 2.76 Prinzip der Ferritantenne

Langdrahtantennen und Dipole sprechen auf das *elektrische* Feld des Senders an, nämlich auf die zwischen den auseinandergezogenen Kondensatorplatten verlaufenden elektrischen Kraftlinien (vgl. Bild 2.62 bis 2.64). Man kann aber auch – mit einer geschlossenen Spule – das *magnetische* Feld des Senders aufnehmen. Um die Spule fest mit dem Sender zu koppeln, also die größte Empfindlichkeit zu erzielen, muß die Spulenebene zum Sender gerichtet sein. Diese *Richt-* oder

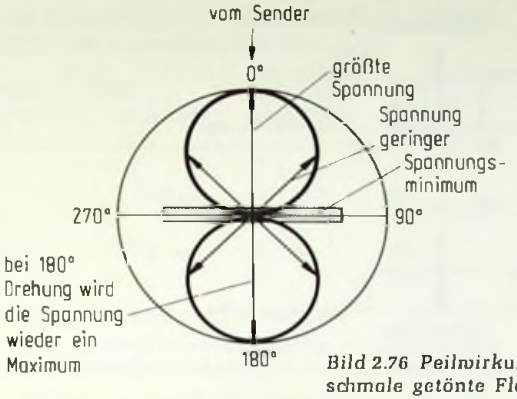


Bild 2.76 Peilwirkung der Ferritantenne; die Stabachse ist durch die schmale getönte Fläche angedeutet

Peilwirkung ergibt den Vorteil, die Lautstärke von Störsendern aus anderen Richtungen herabzusetzen. Diese Spulen erhalten einen langgestreckten Ferritstabkern. Die Abmessungen werden dadurch so klein, daß die Ferritantenne in das Empfängergehäuse eingebaut werden kann. Drehbare Ferritantennen am Empfänger werden durch einen besonderen Knopf bedient. Er ist oft mit einer Skala ausgerüstet, um eine gefundene günstige Stellung merken zu können. Taschensuper und Reiseempfänger haben meist starr eingebaute Ferritantennen; durch Drehen des gesamten Gerätes läßt sich die günstigste Empfangsanlage einstellen.

Modulation von Sendern

Hörbare Schallschwingungen liegen etwa zwischen 15 Hz (tiefe Töne) und 15 000 Hz (hohe Töne). Dieses Tonfrequenzband wird durch Mikrofone in Wechselströme gleicher Frequenz umgewandelt. Das Mikrofon ist damit der erste Signalumsetzer innerhalb der Rundfunk-Übertragungskette (vgl. Bild 1.01). Bei den Sendern der MW- und LW-Bereiche kann man keine höheren Modulationsfrequenzen als etwa 4500 Hz erwarten. Im UKW-Bereich wird bis 15 000 Hz moduliert. Dies ermöglicht die bessere Wiedergabequalität beim UKW-Empfang.

Bild 2.81 und 2.82 Amplitudenmodulation (AM)

Die vom Mikrofon gelieferten tonfrequenten Schwingungen werden der hochfrequenten Trägerschwingung aufmoduliert. Bei der Amplitudenmodulation bilden sich dadurch auf den ursprünglich gleichförmigen Hf-Amplituden die Tonfrequenzschwingungen als Hüllkurve oben und unten ab, vgl. Bild 2.33. Das Verhältnis des Nf-Scheitelwertes N zum Hf-Mittelwert H bezeichnet man als Modulationsgrad m:

$$m = \frac{N}{H} \cdot 100\ \%$$

Der Modulationsgrad ändert sich mit der Nf-Amplitude. Leise Musikstellen modulieren den Sender wenig aus, bei voller Orchesterlautstärke wird er fast bis 100 % durchmoduliert. – Beim Prüfen und Abgleichen von Empfängern arbeitet man mit 30 % Modulationsgrad.

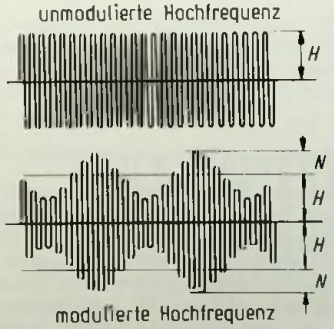


Bild 2.81 Amplitudenmodulation von Hf-Schwingungen; Amplitude = „Höhe" der einzelnen Schwingung

Nach Bild 2.32 entstehen beim *Modulieren*, Mischen oder *Überlagern* [1]) zweier Frequenzen f_1 und f_2 zusätzlich zwei neue Schwingungen, die Summen- und die Differenzfrequenz. Bei der Hochfrequenzmodulation liegen sie im Abstand der Tonfrequenz zu beiden Seiten des Trägers und werden Seitenfrequenzen genannt. Bild 2.82 a zeigt dies für eine Trägerfrequenz von 1000 kHz und eine Nf-Schwingung von 5 kHz. Moduliert man mit einem Frequenzband von 20 bis 8000 Hz, dann erhält man die entsprechenden Seitenbänder zur Trägerfrequenz, Bild 2.82 b.

Der Sender strahlt nachweisbar die Trägerfrequenz und die ebenfalls hochfrequenten Seitenbandfrequenzen aus. In ihnen ist das ursprüngliche Tonfrequenzsignal enthalten. Ein einziges

1 Der Sprachgebrauch kennt leider keine klare Unterscheidung gegenüber der Überlagerung oder Addition zweier Frequenzen nach Bild 2.26, bei der keine neuen Frequenzen entstehen.

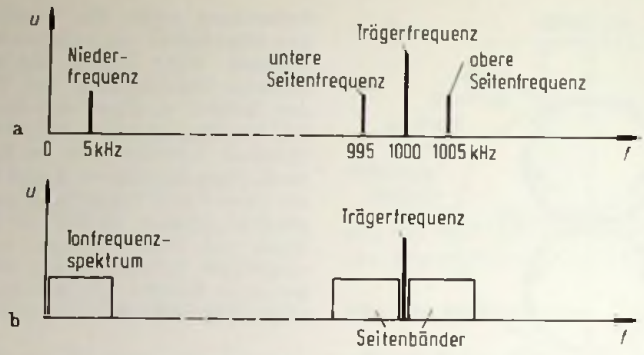


Bild 2.82 Ausbildung von Seitenfrequenzen und Seitenbändern bei der Amplitudenmodulation eines Trägers mit Niederfrequenz

Seitenband würde sogar am Empfangsort genügen, um es wieder in das Tonfrequenzgebiet herabzumischen und hörbar zu machen. Diese *Einseitenbandmodulation* wird bereits in der kommerziellen Nachrichtentechnik angewendet, weil man dabei nur die halbe hochfrequente Bandbreite benötigt und mehr Sender innerhalb eines Bereiches unterbringen kann. Auch für Rundfunksender wird diese Modulationsart erwogen. Sie erfordert allerdings speziell dafür geeignete Empfänger. Amplitudenmodulation bedeutet also:

1. Die Frequenz des Nf-Signals wird dargestellt durch hochfrequente Seitenbänder im gleichen Frequenzabstand.
2. Die Amplitude des Nf-Signals wird durch proportionale Amplitudenänderungen des Hf-Signals, d. h. durch den Modulationsgrad dargestellt.

Bild 2.83 Frequenzmodulation (FM)

Für UKW-Rundfunksender benutzt man ein anderes Verfahren, die Frequenzmodulation. Dabei bleiben die Senderamplituden konstant, aber die Sendefrequenz schwankt unter dem Einfluß

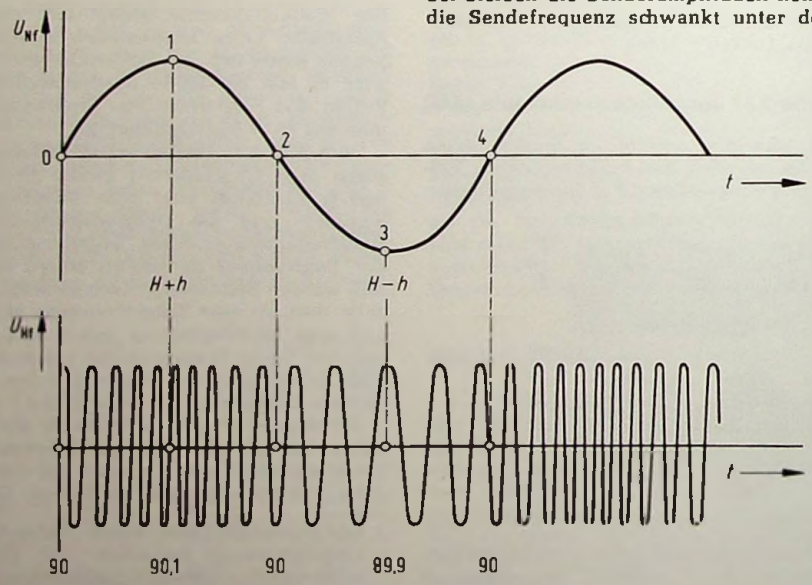


Bild 2.83 Verlauf einer frequenzmodulierten Hf-Schwingung

der Tonfrequenz um einen Mittelwert. Bildlich sieht dies folgendermaßen aus:

Zeitpunkt	Nf-Amplitude	Hf-Schwingungszahl	Zahlenbeispiel (MHz)
0	0	H [1])	90,0
1	$+ U_{Nf\,max}$	$H + h$ [2])	90,1
2	0	H	90,0
3	$- U_{Nf\,max}$	$H - h$	89,9
4	0	H	90,0

[1]) H = Nennfrequenz des Senders

[2]) h = größte Frequenzänderung = Frequenzhub

Macht man die Nf-Amplitude nur halb so groß, dann wird auch der Hub halbiert, er beträgt dann im Zahlenbeispiel ± 0,05 MHz = ± 50 kHz. Die Hf-Bandbreite liegt also zwischen 89,95 MHz und 90,05 MHz.

Bei der Frequenzmodulation wird die Amplitude des aufmodulierten Nf-Signals durch den Frequenzhub dargestellt.

Wie wirkt sich nun die Frequenz des Nf-Signals bei der Modulation aus? Steuert man mit einem Ton von 800 Hz aus, dann wird 800mal in der Sekunde der Frequenzhub durchlaufen. Bei einem Ton von 8000 Hz beispielsweise erfolgt dies 8000mal in der Sekunde, d. h.:

Die Frequenz des aufmodulierten Nf-Signals wird durch die Geschwindigkeit der Frequenzänderung dargestellt.

Für die Frequenzmodulation gilt also:

1. Je größer die niederfrequente Lautstärke oder der Dynamikumfang ist, desto größer ist die Frequenzänderung oder der Frequenzhub.

2. Die Frequenz des aufmodulierten Nf-Signals wird durch die Geschwindigkeit der Frequenzänderung dargestellt. Bei 800 Hz Tonfrequenz ändert sich die Frequenz der Hf-Schwingung 800mal in der Sekunde.

3. Die Senderamplituden bleiben stets konstant.

Diese Modulationsart erfordert einen besonderen Signalumsetzer oder Modulator im Sender. Man kann ihn sich in Gedanken so vorstellen, daß die Kapazität der Mikrofonmembran gegen Erde parallel zur Abstimmkapazität des Schwingkreises liegt. Vibriert die Membran beim Aufsprechen, dann verstimmt sich im gleichen Rhythmus die Sendefrequenz. Je lauter man spricht, desto größer wird die Kapazitätsänderung und damit der Frequenzhub.

Bild 2.84 Frequenzhub

Bei großem Frequenzhub des Senders wirken sich zufällige Störfrequenzen, auch solche von frequenzbenachbarten Sendern, viel weniger aus. Man macht deshalb den Hub bei FM-Sendern fünfmal größer als die höchste Tonfrequenz, also $h = 5 \times 15 = 75$ kHz. Bei größter Lautstärke schwankt dann die Frequenz um ± 75 kHz vom Mittelwert, die Bandbreite beträgt also 150 kHz. Demnach treten, ähnlich wie bei der Amplitudenmodulation Bild 2.82, Seitenfrequenzen auf, und zwar in Abständen, die der niederfrequenten Modulationsfrequenz entsprechen. An der Grenze des maximalen Frequenzhubes klingen die Amplituden der Seitenfrequenzen sehr schnell ab. – Der UKW-Rundfunkbereich hat eine Breite von

$$104 - 87{,}5 = 16{,}5\ \text{MHz} = 16\,500\ \text{kHz}.$$

Darin lassen sich bei 150 kHz Bandbreite etwa 110 UKW-Sender nebeneinander unterbringen.

Ein großer Vorteil der Frequenzmodulation besteht darin, daß während der Übertragung aufgetretene Störspannungen unwirksam gemacht werden können. Atmosphärische und andere Funkstörungen beeinflussen meist die Amplituden des Hf-Signals, nicht aber seine Frequenz. Deshalb bildet man FM-Empfänger so aus, daß sie gar nicht auf Amplitudenänderungen, sondern nur auf Frequenzänderungen ansprechen. Damit wird ein großer Teil der Störungen „abgeschnitten". Etwa aufgetretene störende Frequenzmodulationen werden durch den großen Frequenzhub der Sender verringert, wie im vorhergehenden Bild besprochen wurde.

Bild 2.85 Bessere Wiedergabe durch Frequenzmodulation

Störgeräusche beim Empfang von Sendern mit Amplitudenmodulation wirken sich hauptsächlich

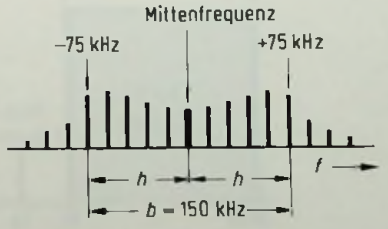


Bild 2.84 Seitenbandfrequenzen bei der Frequenzmodulation; die Mittenfrequenz oder Nennfrequenz des Senders ist hier mit einer Niederfrequenzschwingung von 15 kHz moduliert

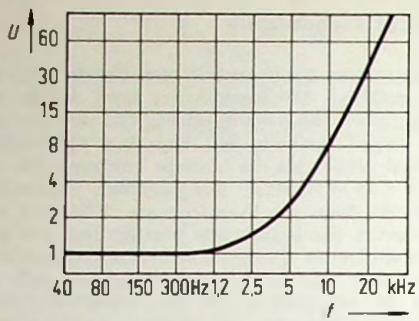


Bild 2.85 Höhenanhebung bei frequenzmodulierten Sendern

bei den hohen Tönen als Zischen, Prasseln und Pfeifen aus. Infolgedessen neigen Rundfunkhörer dazu, hohe Frequenzen im Empfänger zu unterdrücken und den Klang zu verdunkeln.

Bei der Frequenzmodulation verstärkt man absichtlich die hohen Tonfrequenzen im Sender mehr als die tiefen. Sie würden also beim Empfang zu laut erscheinen und können durch eine geeignete Schaltung wieder auf das normale Maß zurückgeführt werden, so daß der Klang hierdurch nicht verfälscht wird. Während der Übertragung eingedrungene Störungen hoher Frequenz werden im gleichen Maß herabgesetzt und sind dann weit weniger wirksam. So ist es bei Frequenzmodulation möglich, hohe Töne bis 15 kHz ohne Störungen wiederzugeben. Diese Höhenanhebung im Sender wird Pre-Emphasis, die empfängerseitige Rückführung auf den normalen Zustand wird De-Emphasis genannt [1]).

1 Emphase, griechisch, nachdrückliche Betonung in der Rede.

Vorteile der Frequenzmodulation

1. Während der Übertragung eingestreute Störimpulse, die über den konstanten Sendepegel hinausragen, lassen sich im Empfänger durch Abkappen oder Begrenzen beseitigen. Störungen durch Amplitudenmodulation treten nicht auf, wenn der Empfänger nur auf Frequenzänderungen anspricht.
2. Durch Höhenanhebung im Sender und Höheneinebnung im Empfänger werden auf dem Übertragungsweg eingestreute hohe Störfrequenzen (Zischen) stark abgeschwächt, ohne daß der Originalklang beeinträchtigt wird.
3. FM-Sender stören sich beim Empfang gegenseitig weit weniger als AM-Sender, weil Nutz- und Störsender ständig ihre Frequenz ändern. Dadurch kann kein konstantes Überlagerungspfeifen auftreten, sondern ein weit weniger störendes unregelmäßiges Geräusch. Durch spezielle FM-Demodulatoren (Synchrodetektor) lassen sich störende Nachbarsender gänzlich unterdrücken.

Bild 2.86 Doppelmodulation beim Stereo-Rundfunk (Multiplex-Signal)

Stereofonie bedeutet das natürliche räumliche Hören, bei dem das rechte und das linke Ohr den Schalleindruck etwas anders empfängt. Aus den dabei auftretenden akustischen Laufzeiten und Phasenunterschieden ergibt sich der Richtungseindruck. Man kann z. B. bei einem Orchesterkonzert mit geschlossenen Augen heraushören, wo die Bläser und wo die Streicher sitzen. Um bei Rundfunkwiedergabe diesen natürlichen Eindruck zu erzielen, müssen ähnlich wie beim normalen Hören mit zwei Ohren die Schalleindrücke mit zwei Mikrofonen aufgenommen und als Rechts- und Linksinformation getrennt über-

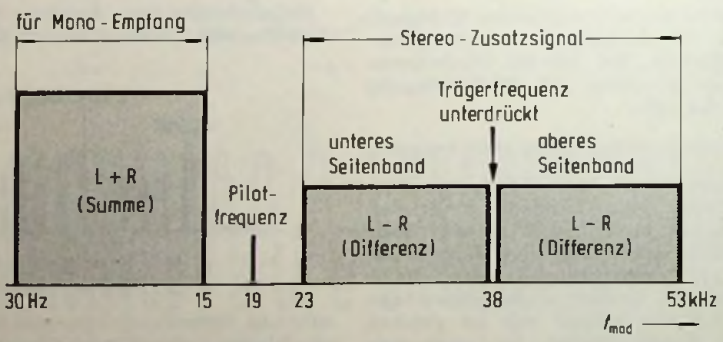


Bild 2.86 Aufbau des Stereo-Multiplex-Signales. Das gesamte Frequenzband bis 53 kHz wird einem UKW-Sender in Frequenzmodulation aufmoduliert

tragen werden. Das ginge über zwei getrennte Sender mit zwei verschiedenen Wellenlängen und zwei darauf abgestimmten getrennten Empfängern und Lautsprechern.

Um diesen Aufwand zu sparen, hat man ein Modulationsverfahren erdacht, bei dem Rechts- und Linksinformation über den gleichen Sender ausgestrahlt werden. Außerdem liefert er das *Summensignal*, damit man auch mit einkanaligen Empfängern wie bisher einen vollständigen Klangeindruck erhält, wenn auch ohne Richtungshöreffekt. Ein Schritt zu dieser Hf-Stereomodulation wurde bereits in den Bildern 2.27 und 2.28 behandelt, das Zusammensetzen eines Rechts- und eines Linkssignals zum Summen- und zum Differenzsignal:

$$S = L + R \qquad D = L - R$$

Dem Sender werden diese beiden Signale S und D in getrennten Frequenzbändern aufmoduliert, und zwar wird das Differenzsignal in ein höheres Frequenzgebiet verschoben oder transponiert. Das Verfahren eignet sich nur für den UKW-Rundfunk, weil dort größere Bandbreiten für einen Sender zur Verfügung stehen.

Man begrenzt zunächst den Tonfrequenzumfang auf 30 Hz bis 15 kHz. Das Summensignal S = L + R liegt dann in einem Diagramm für die Modulationsfrequenzen f_{mod} im normalen Nf-Bereich von 30 Hz bis 15 kHz. Es ist mit jedem UKW-Empfänger als normale Sendung abzuhören.

Das Differenzsignal wird zunächst einem Stereo-Hilfsträger von 38 kHz in Amplitudenmodulation aufmoduliert. Neben dieser Trägerfrequenz entstehen also zwei Seitenbänder von 23 bis 37,97 kHz und von 38,03 bis 53 kHz, wie bei Bild 2.82 erläutert wurde. Darauf unterdrückt man durch Sperrkreise nur diese 38-kHz-Trägerfrequenz. Sie würde sonst den Aussteuerbereich des Senders beeinträchtigen. Im Modulationsspektrum befindet sich also bei 38 kHz eine Lücke. Dieser 38-kHz-Hilfsträger wird allerdings im Empfänger wieder benötigt. Um ihn dort neu zu erzeugen, schachtelt man seine halbe Frequenz, den sogenannten Pilotton von 19 kHz, in die Lücke zwischen die beiden Tonfrequenzinformationen für Mono-Empfang und für das Stereo-Zusatzsignal. Das Stereo-Multiplex-Signal besteht also aus Summensignal, Pilotton und dem Stereo-Zusatzsignal, d. h. dem auf 38 kHz im AM-Verfahren aufmodulierten Differenzsignal. Dieses gesamte Frequenzspektrum von 30 Hz bis 53 kHz wird nun in Frequenzmodulation dem UKW-Sender aufgeprägt.

Im Empfänger ist dann diese komplizierte Doppelmodulation – AM innerhalb der FM – beim Stereo-Empfang wieder in die ursprünglichen Rechts- und Linkssignale zurückzuverwandeln. Dazu dient ein etwas komplizierter, aber recht interessanter Signalumsetzer, der *Stereo-Decoder* (decodieren = entziffern, entschlüsseln).

Intermodulation, Kreuzmodulation

In Nf-Verstärkern und Rundfunkempfängern können durch Übersteuerung ungewollte Störmodulationen zwischen zwei verschiedenen Frequenzen auftreten. Bei Nf-Verstärkern spricht man dann von *Intermodulation*. Werden z. B. die Grundfrequenzen 250 Hz und 6000 Hz übersteuert und gemischt, dann entstehen für die Grundfrequenz 250 Hz Harmonische bei 500 Hz und 750 Hz. Sie modulieren die Frequenz von 6000 Hz, und dies ergibt ein Spektrum mit den Teilfrequenzen 5250 Hz, 5500 Hz, 5750 Hz, 6000 Hz, 6250 Hz, 6500 Hz und 6750 Hz. Ein solches Tongemisch klingt sehr unangenehm.

Bei Empfängern können von der Antenne an die Eingangsstufe zwei verschiedene Sendefrequenzen mit so großer Amplitude gelangen, daß sie sich dort mischen. Man nennt dies *Kreuzmodulation*. Aus den Frequenzen 500 kHz und 900 kHz im MW-Bereich ergibt sich z. B. die Summenfrequenz 1400 kHz. An dieser Stelle der Skala ist dann tatsächlich ein unentwirrbares Gemisch der beiden Sender zu hören.

3 Passive Bauelemente

Mit *Bauelement* bezeichnet man die *elektrischen Einzelteile*, aus denen sich eine Geräteschaltung aufbaut, also Widerstände, Kondensatoren, Spulen, Drosseln, Transformatoren, Potentiometer, Dioden, Transistoren und Röhren. Dabei hat sich die Unterscheidung in *aktive* und *passive* Bauelemente eingebürgert. Passive Bauelemente wirken als reine Gleich- oder Wechselstromwiderstände (Widerstände, Kapazitäten, Induktivitäten). Zu den aktiven Bauelementen rechnet man Dioden, Röhren und Transistoren. Sie dienen als elektronisch steuerbare Schalter, Gleichrichter, Verstärker und Schwingungserzeuger.

Festwiderstände

Festwiderstände dienen zum Einstellen von Stromwerten, für Spannungsteiler oder als Arbeitswiderstände in Verstärkerstufen. Derartige ohmsche oder lineare Widerstände werden in folgenden Bauarten hergestellt:

1. *Drahtwiderstände.* Sie bestehen aus Widerstandsdraht (meist Chromnickel oder Konstantan), der auf hitzefeste keramische Körper aufgewickelt ist. Der Draht ist durch eine wärmebeständige Oxidschicht isoliert. Drahtwiderstände vertragen hohe Belastungen, der Widerstandsbereich ist jedoch nach oben begrenzt.

2. *Schichtwiderstände.* Sie bestehen aus kleinen Keramikröhren oder -stäbchen, auf denen eine feine Hartkohleschicht aufgebracht ist. Der hohe spezifische Widerstand der Kohleschicht ergibt hohe Ohmwerte. Sie werden noch vergrößert durch Einschleifen einer schraubenförmigen Wendel. Sie teilt die Schicht in einen schmalen Kohlestreifen auf, der bandartig um den keramischen Körper herumliegt. Hiermit lassen sich Widerstandswerte bis zu mehreren Megohm auf sehr kleinem Raum unterbringen. – Die Belastungsgrenze von Schichtwiderständen darf nicht überschritten werden, d. h. Strom- und Spannungswerte dürfen nicht größer werden, als sie sich aus der Leistungsformel $P = U \cdot I$ errechnen. Maßgebend ist jedoch nicht allein die im Widerstand verbrauchte Leistung, sondern die Erwärmung, die einen bestimmten Wert nicht überschreiten darf.

3. *Metallfilm-Schichtwiderstände.* Bei ihnen ist anstelle der Kohleschicht ein Edelmetallfilm auf den Keramikkörper aufgedampft. Diese Metallschicht ist nur wenige Atome dick, so daß sich nach diesem Verfahren große und sehr konstante Widerstandswerte erreichen lassen. Metallfilm-Schichtwiderstände kommen daher hauptsächlich für Meßgeräte in Frage.

Durch Aufdampfen oder Aufstäuben von sehr dünnen Metallschichten werden auch Widerstandselemente in integrierten Schaltungen erzeugt.

4. *Dickfilmschaltungen.* In diesen auf engstem Raum zusammengefaßten Verstärker- und Umsetzerstufen, werden die Widerstände durch Aufdrucken erzeugt. Dazu benutzt man eine Mischung von Glaspuder, Metallpulver und Bindemitteln. Diese aufgedruckte Masse wird dann auf der Keramikgrundplatte eingebrannt und ergibt Metallschichtwiderstände. Ihr Ohmwert wird durch Länge und Breite der kleinen aufgedruckten Fläche bestimmt.

Widerstandswerte, Farbcode

Für die Abstufung der Werte von Festwiderständen hat sich international eine bestimmte Zahlenreihe eingeführt. Man teilt das Gebiet zwischen zwei Zehnerwerten in 12 Stufen ein (E-12-Reihe). Jeder folgende Widerstandswert ist, zum Teil stark abgerundet, 20 % größer als der vorhergehende. Das ergibt vom Dezimalwert 10 bis zum Dezimalwert 100 folgende Reihe [1]:

10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 100

Damit stehen genügend fein und gleichmäßig gestufte Widerstandswerte zur Verfügung. Anders betrachtet: Jeder Wert darf um ± 10 % vom Sollwert abweichen, dann berührt er gerade eben die Toleranzgrenzen der benachbarten Stufe. Für

1 Die Zahlenreihe entspricht gleichen Abständen auf einer logarithmischen Teilung, vgl. Bild 1.11 bis 1.13.

andere Dezimalstellen werden Kommas gesetzt oder Nullen angehängt,

1,2	1,5	1,8	2,2	oder
330	390	470	560	usw.

Wird der Wert in Ziffern aufgedruckt, dann läßt man vielfach das Ohmzeichen bei der Einheit weg,

680 Ω = 680 1,8 kΩ = 1,8 k 2,2 MΩ = 2,2 M

Eine neuere internationale Kurzschreibweise [2]) verwendet den Buchstaben R und die Ziffer 0 entsprechend der nebenstehenden Tabelle für Stellenzahl und Einheit.

Übliche Bezeichnung	Neue Bezeichnung	Einige Beispiele	
0,1 Ω	R 10	0,27 Ω	R 27
1,0 Ω	1 R 0	1,5 Ω	1 R 5
10 Ω	10 R	33 Ω	33 R
100 Ω	100 R	220 Ω	220 R
1 kΩ	1 k 0	1500 Ω	1 K 5
10 kΩ	10 K	0,47 MΩ	470 K
0,1 MΩ	100 K		
1,0 MΩ	1 M 0		
10 MΩ	10 M		

Da sich Ziffern schlecht auf kleine Bauelemente aufdrucken lassen und leicht unleserlich werden, verwendet man statt dessen vielfach einen ebenfalls international üblichen Farbcode. Hierbei werden die ersten beiden Ziffern des Ohmwertes, die Zahl der folgenden Nullen und die Toleranzklasse (± 1 %, ± 2 %, ± 5 %) durch insgesamt vier Farbpunkte oder Farbringe auf dem Widerstandskörper gekennzeichnet. Für die Bedeutung dieser Farben gibt es Tabellen und andere Hilfsmittel in Art von Uhren oder Rechenschiebern. Ein solcher Farbenschlüssel sollte in jeder Werkstatt vorhanden sein. Ihn hier abzudrucken, hat wenig Wert, er wäre in Buchform unbequem zu handhaben.

Veränderliche Widerstände, Drehwiderstände

Veränderliche Widerstände in Rundfunkempfängern sind fast immer Schichtwiderstände, bei denen die Widerstandsschicht ringförmig auf eine Isolierplatte aufgetragen ist. Ein drehbarer Schleifarm greift mehr oder weniger große Widerstandswerte ab. Die Enden der Widerstandsbahn werden mit a = Anfang und e = Ende bezeichnet, der Schleifer mit s. Der Anschluß, auf dem der Schleifer anliegt, wenn er von der Frontseite aus nach links gedreht wird, ist a. Drehwiderstände zur Lautstärkeeinstellung sind oft mit einem Ausschalter zusammengebaut, der bei Linksdrehung das Gerät ausschaltet. Außerdem erhält die Widerstandsbahn für spezielle Schaltungen (gehörrichtige Lautstärkeeinstellung) eine oder mehrere Anzapfungen. *Tandemwiderstände* sind zwei Potentiometer, die durch eine gemeinsame Achse betätigt werden. Man benötigt sie für Stereoverstärker. *Doppelwiderstände* sind zwei Potentiometer, die unabhängig voneinander durch zwei zentrisch angeordnete Achsen betätigt werden.

Kleine Drehwiderstände, die nur einmal oder doch selten eingestellt werden, besitzen statt des Bedienungsknopfes einen Schraubenzieherschlitz. Sie werden Einstell- oder Trimmwiderstände genannt. Meistens sind sie so ausgebildet, daß sie sich mit ihren Anschlüssen direkt in gedruckte Schaltungen einlöten lassen.

2 IEC-Publikation 62.

Für Hifi-Anlagen und Mischpulte werden auch Schiebepotentiometer verwendet. Bei ihnen ist die Widerstandsbahn geradlinig angeordnet, und der Schleifkontakt gleitet in einer Schienenführung darauf hin und her. Vorteile: leicht zu bedienen, und die jeweilige Einstellung ist gut zu erkennen und zu merken.

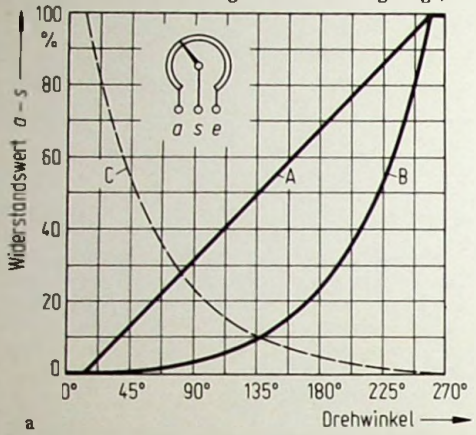
Die vielfach übliche Bezeichnung Lautstärkeregler (bzw. Drehregler oder Schieberegler) sollte der exakte Techniker vermeiden. Die Ausdrücke Regler und Regelung gelten für die in Kapitel 9 behandelten selbsttätigen Regelkreise. Handbediente Potentiometer sind Drehwiderstände, Schiebewiderstände, Stellwiderstände oder Einsteller.

Bild 3.01 und 3.02 Widerstandsverlauf von Drehwiderständen

Nimmt der Ohmwert eines Drehwiderstandes zwischen dem Anfang a der Widerstandsbahn und dem Schleifer s beim Drehen nach Kurve A in Bild 3.01 gleichmäßig zu, so spricht man von einer *linearen* Widerstandszunahme. Steigt der Wert nach Kurve B erst langsam und dann steil an, so hat das Potentiometer einen logarithmischen Widerstandsverlauf. Bild 3.02 stellt die Kurve B umgezeichnet in einem Diagramm mit senkrechter logarithmischer Teilung dar. Man er-

kennt, wie sie sich zu einer Geraden streckt. Man kann somit kleine Widerstandswerte mit der gleichen Sicherheit einstellen wie große.

Diese Potentiometer dienen als Spannungsteiler zur Lautstärkeeinstellung in Empfängern. Wie schon in der Einleitung zu Bild 1.15 gesagt, reagiert das menschliche Ohr nicht auf absolute, sondern auf prozentuale Lautstärkeunterschiede. Man merkt deutlich, wenn sich eine Tonfrequenzspannung um 50 % ändert, ganz gleich, ob der Ausgangswert klein oder groß war. Bei einem Potentiometer mit linearer Kennlinie (Kurve A in Bild 3.01) als Lautstärkeeinsteller ändert sich der Widerstandswert und damit die Spannung am Anfang des Drehbereiches sehr schnell, z. B. von 10 auf 20, also um 100 % für eine Winkeländerung von 20°. Am oberen Ende beträgt die Änderung für 20° Drehwinkel nur noch rund 10 %, nämlich von 90 auf 100.



a

Bild 3.01 Kennlinien von Potentiometern in linearem Maßstab; A = lineare Widerstandszunahme; B = logarithmische Widerstandszunahme, C = negativ logarithmischer Verlauf

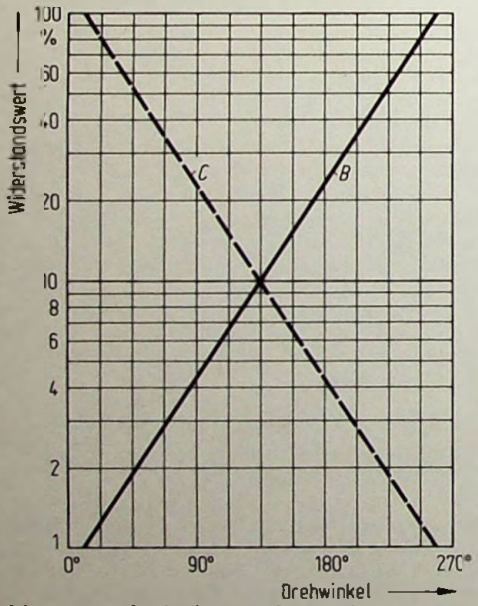


Bild 3.02 Verlauf des Widerstandswertes von Potentiometern mit logarithmischer Kennlinie. Senkrechte Achse des Liniennetzes logarithmisch geteilt; B = positiv logarithmischer Kurvenverlauf; C = negativ logarithmischer Kurvenverlauf

Beim Spannungsteilerpotentiometer mit logarithmischer Kennlinie nach Kurve B wächst dagegen die Lautstärke bei gleichem Drehwinkel um den gleichen Dezibelwert. Der Lautstärkeeindruck nimmt stetig zu.

Außer diesen Potentiometern mit positiv logarithmischem Kurvenverlauf gibt es auch solche mit negativer logarithmischer Kennlinie, Kurve C in Bild 3.01 und 3.02, oder solche mit S-förmiger Kennlinie. Beim Ersatz defekter Potentiometer sind daher die diesbezüglichen Angaben genau zu beachten. Auf dem Bezeichnungsschild von Potentiometern oder in den Ersatzteillisten von Serviceanweisungen wird neben dem Ohmwert der Kurvenverlauf durch Abkürzungen lin = linear, log = logarithmisch, pos = positiv oder neg = negativ gekennzeichnet, z. B. 10 kΩ lin oder 500 kΩ pos log.

Bild 3.03 Belastbarkeit und Temperaturkoeffizient von Widerständen

Die Belastbarkeit eines Schichtwiderstandes hängt von der Größe der wärmeabgebenden Oberfläche ab. Je höher die Nennleistung, desto größer müssen die Abmessungen des Widerstandsstäbchens sein. Üblich sind Widerstandsreihen von 0,05 W bis 20 W Nennleistung. Diese Nennleistung bedeutet aber nicht, daß sie unter allen Umständen dem Widerstand in Form elektrischer Leistung zugemutet werden darf. Ausschlaggebend ist vielmehr die betriebsmäßige Temperatur der hauchdünnen Kohleschicht.

Bild 3.03 zeigt eine Kurve für die abnehmende Belastbarkeit eines bestimmten Widerstandstyps bei höheren Umgebungstemperaturen. Widerstände ändern bei Belastung bzw. bei Erwärmung auch ihren Ohmwert. Für jedes Material gibt es eine Zahl, die die Widerstandsänderung pro Grad Übertemperatur ausdrückt. Man nennt sie Temperaturkoeffizient oder abgekürzt TK. Es gilt die Beziehung:

$$R_{\ddot{u}} = R_0 \cdot (1 + TK \cdot \Delta T)$$

$R_{\ddot{u}}$ = Widerstandswert bei der Übertemperatur $T_{\ddot{u}}$

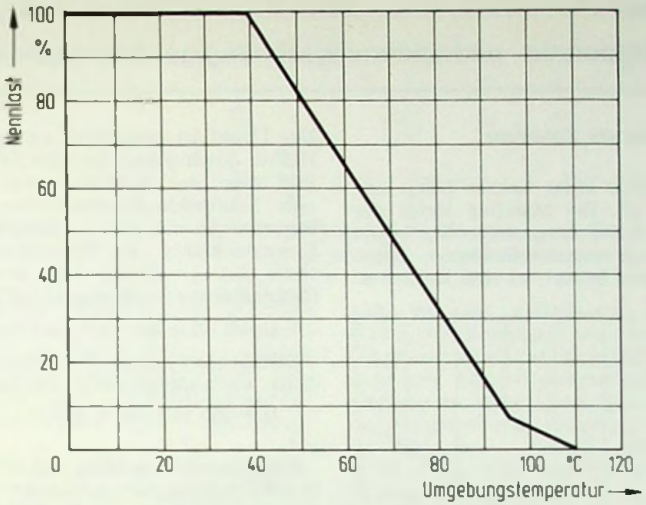


Bild 3.03 Abnahme der Belastbarkeit von Schichtwiderständen bei höherer Umgebungstemperatur

R_0 = Widerstandswert bei der Bezugstemperatur (18 °C oder 25 °C)

ΔT = Temperaturzunahme in Grad

Normale Kohleschichtwiderstände haben negative TK-Werte um $-500 \cdot 10^{-6}$/grd, d. h. $-0{,}05$ %/grd. Ein Widerstand von 470 Ω nimmt dann beispielsweise bei 60 Grad Temperaturerhöhung folgenden Wert an:

$$R_{\ddot{u}} = 470\ (1 - 500 \cdot 10^{-6} \cdot 60)$$

$$R_{\ddot{u}} = 470 \cdot 0{,}97 = 456\ \Omega$$

Die Änderung bleibt demnach innerhalb der üblichen Toleranzgrenzen von ± 5 % oder ± 10 % des Nennwertes.

Schichtwiderstände werden nach DIN 41 400 in Güteklassen geliefert. Die Klassenbezeichnung entspricht der im Dauerbetrieb unter erschwerten Umständen höchstzulässigen Widerstandsänderung in Prozent. Ein Widerstand der Klasse 5 darf also seinen Wert um insgesamt ± 5 % bei den im DIN-Blatt festgelegten Dauer- und Stoßprüfungen ändern.

Temperatur- und spannungsabhängige Widerstände

Bild 3.04 Glühdrähte als Kaltleiter

Der Widerstandswert eines Leiters hängt von seiner Temperatur ab. Bei Metallen steigt der Widerstandswert mit der Temperatur. Sie haben einen positiven Temperaturkoeffizienten, leiten also in kaltem Zustand besser, es sind *Kaltleiter*.

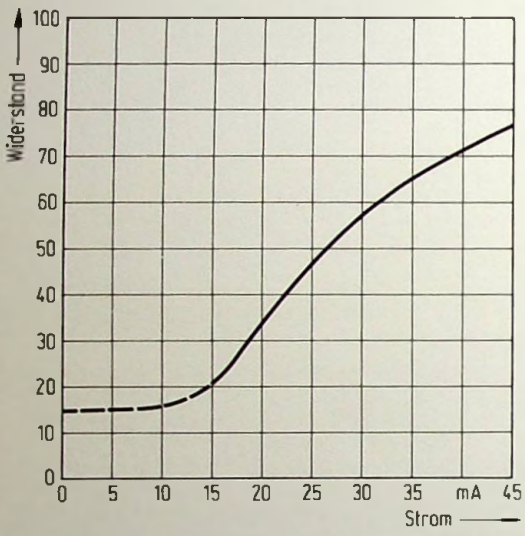


Bild 3.04 Widerstandswerte eines Glühlämpchens in Abhängigkeit vom durchfließenden Strom

Der Effekt ist besonders ausgeprägt, wenn man Drähte durch Strom bis zum Glühen erhitzt. Das Bild zeigt den Kaltleitereffekt in Abhängigkeit vom hindurchfließenden Strom für eine kleine Signallampe mit 50 mA Nennstrom. Bei kleinen Strömen beträgt der Widerstandswert nur etwa 15 Ω. Bei $I = 10\ \text{mA} = 10 \cdot 10^{-3}\ \text{A}$ entsteht am Glühfaden ein Spannungsabfall von nur

$$U = I \cdot R = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 15 = 0{,}15\ \text{V}$$

Schickt man jedoch einen Strom von 50 mA hindurch, dann nimmt der Faden eine Spannung von

$$U = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 75 = 3{,}75\ \text{V}$$

auf.

Glühlämpchen werden daher in Nf-Stufen als Überlastungsschutz verwendet. Man legt sie in den Ausgangskreis und bemißt sie so, daß ihr Faden im normalen Betrieb kalt bleibt, d. h. wenig Spannung daran verlorengeht. Wird die Stufe stark übersteuert oder tritt ein Kurzschluß an den Ausgangsklemmen auf, dann steigt zwar der Strom an, aber der Widerstandswert der Lampe erhöht sich ebenfalls und begrenzt dadurch den Strom auf ungefährliche Werte.

Bild 3.05 bis 3.07 PTC-Widerstände

Vielseitiger verwendbar und in größerer Typenauswahl erhältlich sind Kaltleiter aus keramischen halbleitenden Materialien, wie Bariumtitanat. Sie werden gepreßt und gesintert und in Form von Widerstandsstäbchen mit Anschlußdrähten oder

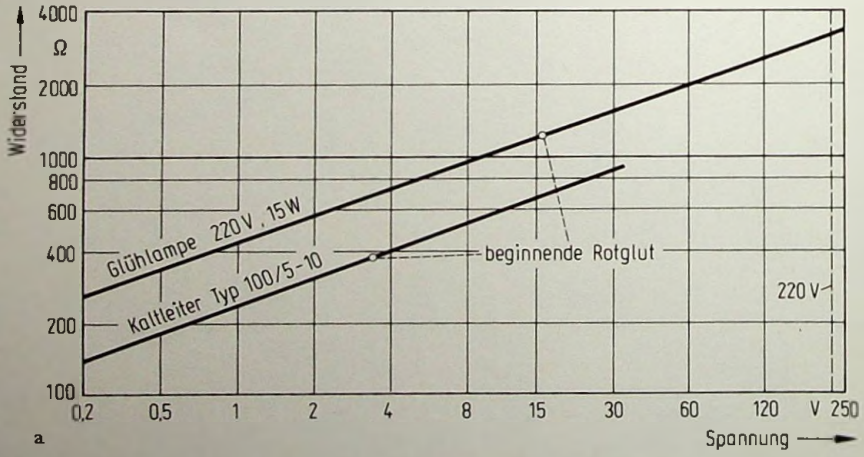


Bild 3.05 Widerstandskennlinien von Kaltleitern in logarithmischem Maßstab

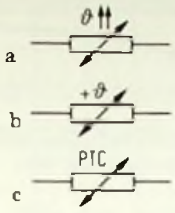


Bild 3.06 Schaltsymbole für PTC-Widerstände

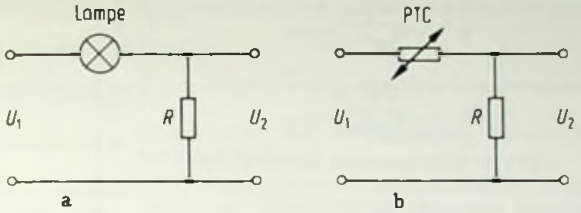


Bild 3.07 Glühlämpchen, Eisenwasserstoffwiderstände oder PTC-Widerstände stabilisieren die Spannung U_2 am Verbraucher R

Anschlußösen geliefert. In Bild 3.05 ist unten die Kennlinie eines solchen Kaltleiters in logarithmischem Liniennetz als Funktion der angelegten Spannung aufgetragen. Darüber ist zum Vergleich die Kennlinie einer 15-W-Glühlampe eingezeichnet. In beiden Fällen ergeben sich lineare Kennlinien.

Keramische Kaltleiter werden abgekürzt als PTC-Widerstände bezeichnet. PTC ist die Abkürzung von Positiver Temperatur-Coeffizient. Bild 3.06a zeigt das normenmäßige Schaltsymbol für einen solchen Kaltleiter. Es ist etwas künstlich erdacht. Die beiden Pfeile und der griechische Buchstabe ϑ = theta für Temperatur sollen bedeuten, daß der Widerstandswert in gleicher Richtung ansteigt wie die Temperatur. Neuerdings findet man auch das Schaltzeichen Bild 3.06b. Darin bedeutet $+\vartheta$ den positiven Temperaturkoeffizienten.

Trotz der einleuchtenden theoretischen Grundlage dieser Symbole sind sie in der Praxis recht schwerfällig. In Vorträgen, im Unterricht, in der Lehrlingsunterweisung oder beim telefonischen Bestellen von Ersatzteilen kann man schlecht von einem Widerstand mit griechischem Buchstaben theta und zwei gleichsinnigen Pfeilen sprechen. Man muß also stets erst umdenken, was das bedeutet. Warum dann nicht gleich nach Bild 3.06c „PTC-Widerstand" sagen?

Anwendungen: Technische Kaltleiter und Glühlämpchen werden, wie bereits erwähnt, als Übersteuerungsschutz, aber auch als Strombegrenzer und Spannungskonstanthalter verwendet. Bei ansteigendem Strom durch den Kaltleiter erhöht sich dessen Widerstandswert, eine größere Spannung fällt daran ab, und die eigentliche Nutzspannung wird begrenzt. Als gut übersehbares Beispiel sei hier Bild 3.07a gebracht. Die Spannung U_1 sei von der Netzspannung abhängig. Sie kann sich daher um $\pm$ 10 % ändern. Legt man eine passend bemessene Glühlampe in Reihe mit dem eigentlichen Stromverbraucher R, dann erhöht sich bei ansteigender Netzspannung der Widerstandswert der Lampe. Dies wirkt dem Ansteigen des Stromes entgegen, und die Spannung am Verbraucherwiderstand R steigt prozentual weniger als die Netzspannung an, die Spannung U_2 wird „stabilisiert". Spezielle Kaltleiter dieser Art, bestehend aus feinen Eisendrähten in einem mit Wasserstoff gefüllten Glaskolben, sogenannte Eisenwasserstoffwiderstände, wurden früher zum Stabilisieren des Heizstromes der in Reihe geschalteten Heizfäden von Verstärkerröhren benutzt. – Anstelle eines Glühlämpchens dient in Bild 3.07b ein PTC-Widerstand als Spannungsstabilisator.

Bild 3.08 und 3.09 Heißleiter

Der Widerstandswert von Kohle, Flüssigkeiten und Halbleitern wird beim Erwärmen kleiner. Sie besitzen einen negativen Temperaturkoeffizienten. Bauelemente, bei denen dieser Effekt ausgenutzt wird, nennt man Heißleiter. Sie werden unter verschiedenen Firmenbezeichnungen geliefert. Diese Kurzbezeichnungen bringen meist zum Ausdruck, daß es sich um wärmeabhängige Widerstände handelt, z. B.:

Nevi (negativer Widerstand, Telefunken)

Thermewid (thermisch negativer Widerstand, Siemens)

NTC (negativer Temperaturkoeffizient, englische Fachliteratur und Valvo)

Thermistor (thermal sensitive resistor, SEL, USA)

Der Heißleiter, dessen Kurve in Bild 3.08 dargestellt ist, hat bei 20 °C einen Widerstandswert

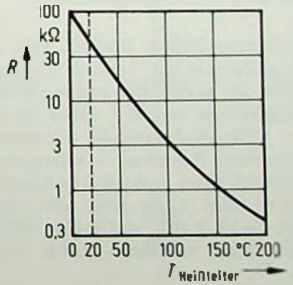


Bild 3.08 Widerstandswert eines Heißleiters in Abhängigkeit von der Temperatur

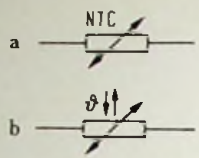


Bild 3.09 Schaltsymbole für Heißleiter

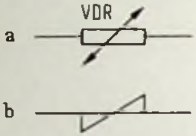


Bild 3.10 Schaltsymbole für VDR-Widerstände

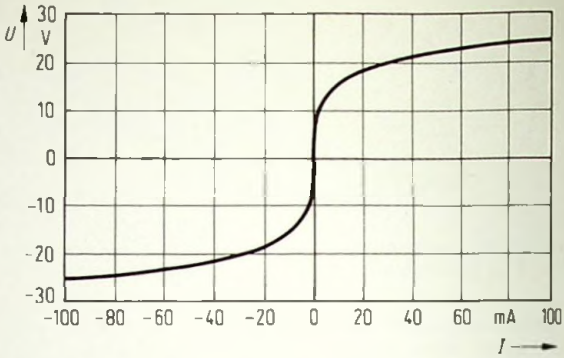


Bild 3.11 Verlauf der Kennlinie eines VDR-Widerstandes

von über 30 kΩ. Er sinkt bei 60 °C auf 10 kΩ ab. Heißleiter werden für zwei verschiedene Aufgaben verwendet:

1. *Anlaß-Heißleiter* lassen Ströme langsam ansteigen, man kann damit hohe Einschaltströme herabsetzen.

2. *Regel-Heißleiter* stabilisieren den Arbeitspunkt von Transistoren. Hierbei nutzt man die in Bild 3.08 dargestellte Eigenschaft aus. Die Ströme von Transistoren ändern sich stark mit der Temperatur. Durch einen an geeigneter Stelle eingefügten Heißleiter, der bei zunehmender Temperatur seinen Widerstandswert verringert, kann diese Stromänderung ausgeglichen (kompensiert) werden.

Als Schaltzeichen für Heißleiter wird meist ein Widerstandssymbol nach Bild 3.09a mit dem Zusatz NTC verwendet. Für die Normensymbole gilt das gleiche, wie für Heißleiter gesagt. Die entgegengesetzt gerichteten Pfeilspitzen in Bild 3.09b bedeuten „Temperatur steigt, Widerstandswert sinkt" und umgekehrt.

Bild 3.10 bis 3.12 VDR-Widerstände

Bei VDR-Widerständen ändert sich ebenfalls der Widerstandswert in weiten Grenzen, und zwar nimmt er ab, wenn die angelegte Spannung steigt. Im Englischen werden diese Bauelemente deshalb als VDR-Widerstände bezeichnet, von Voltage Dependent Resistor = spannungsabhängiger Widerstand. Eine andere Bezeichnung dafür lautet *Varistor*. Bild 3.10a zeigt ein sinnfälliges Schaltsymbol. Bild 3.10b stellt das in amerikanischen Schaltungen meistens dafür verwendete Symbol dar.

Bild 3.11 zeigt die Kennlinie eines VDR-Widerstandes. Bei kleinen Spannungen ist der hindurchfließende Strom äußerst gering. Bei steigenden Strom- bzw. Spannungswerten verringert sich der Widerstandswert ständig. So ergeben sich beispielsweise in Bild 3.11 rechnerisch etwa folgende Werte:

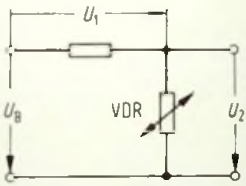


Bild 3.12 Spannungsstabilisierung mit einem VDR-Widerstand

I	U	R
20 mA	18 V	$\frac{18}{20 \cdot 10^{-3}} = 900\ \Omega$
60 mA	24 V	$\frac{24}{60 \cdot 10^{-3}} = 400\ \Omega$
100 mA	25 V	$\frac{25}{100 \cdot 10^{-3}} = 250\ \Omega$

Polt man die Speisespannung um, dann ergibt sich von Null aus ein zweiter, ähnlich verlaufender Ast im negativen Gebiet. Vielleicht haben deswegen die Amerikaner das Symbol Bild 3.10b gewählt. Meist stellt man nur den Verlauf der Kennlinien im positiven Gebiet dar.

Schaltet man einen solchen VDR-Widerstand nach Bild 3.12 als Teil eines Spannungsteilers, dann bleibt bei ansteigender Betriebsspannung U_B die Teilspannung U_2 annähernd konstant. Sie wird *stabilisiert*, z. B. auf 20...24 V in Bild 3.11.

Kondensatoren

Bild 3.21 Ausführungsformen und Schaltsymbole

Nach dem Anwendungszweck kann man drei Arten von Kondensatoren unterscheiden:

1. *Abstimmkondensatoren* legen die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen fest. Sie sollen einen sehr konstanten Kapazitätswert und niedrige Verluste haben.

2. *Koppelkondensatoren* übertragen Wechselspannungen auf die folgende Empfängerstufe. Ihr Kapazitätswert ist weniger kritisch, Ausführungen mit ± 10...20 % Kapazitätstoleranzen sind angängig. Dagegen muß der Isolationswiderstand recht groß sein, wenn Gleichspannungen abgeriegelt werden sollen.

3. *Erdungskondensatoren*. Sie sollen Schaltungspunkte, die keine Signalspannung führen dürfen, auf dem kürzesten Wege mit dem Bezugspotential, also der Bezugs- oder Masseleitung verbinden.

Kondensatoren gibt es in verschiedenen technischen Ausführungsformen. Kondensatoren mit konstanter Kapazität bestehen z. B. aus dünnen Aluminiumfolien, die durch Papierstreifen isoliert und zu Wickeln zusammengerollt sind. Kleine Kapazitätswerte steckt man zum Schutz in Rohre und vergießt sie (Rollkondensatoren). Größere Kapazitätswerte werden mit Kunststoff oder Wachs umhüllt oder in Metallbechern untergebracht. Für hochwertige Ausführungen mit sehr geringem Verlustfaktor verwendet man Kunststoffolien als Dielektrikum und dampft dünne Metallschichten als leitende Belege auf. Andere hochwertige Kleinkondensatoren haben Glimmerplatten als Dielektrikum, oder sie sind aus keramischen Werkstoffen mit aufgebrannten Silberschichten aufgebaut. Man schützt sie durch Lack- oder Kunstharzüberzüge gegen Feuchtigkeit und Beschädigungen. Bei keramischen Kondensatoren läßt sich der Temperaturkoeffizient TK_C, d. h. die Änderung des Kapazitätswertes durch die Temperatur, fabrikatorisch genau festlegen. $TK_C = 150 \cdot 10^{-6}/°C$ bedeutet z. B., daß der Kapazitätswert sich je Grad Temperaturerhöhung um den Faktor $1{,}5 \cdot 10^{-4}$ oder 0,000 150 ändert.

Diese Eigenschaft von keramischen Kondensatoren hat große Bedeutung für die Temperaturkompensation von Schwingkreisen. Spulen haben nämlich im allgemeinen einen positiven Temperaturkoeffizienten. Er kann durch den negativen Temperaturkoeffizienten von keramischen Kondensatoren ausgeglichen oder kompensiert werden, so daß die Resonanzfrequenz des Schwingkreises auch bei schwankenden Temperaturen konstant bleibt.

Bei Elektrolytkondensatoren besteht eine Belegung aus Aluminiumfolie mit einer Aluminiumoxidschicht, die als Dielektrikum wirkt. Die sehr dünne isolierende Oxidschicht ergibt eine sehr große Kapazität. Als Gegenbelegung dient mit Chemikalien getränktes Fließpapier. Die isolierende Oxidhaut bildet sich unter dem Einfluß einer Gleichspannung. Der Kondensator muß deshalb stets mit richtig gepolter Gleichspannung betrieben werden. Betrieb mit reiner Wechselspannung zerstört die Oxidhaut und dadurch den Kondensator. Ferner ist zu beachten:

1. Im Betrieb fließt stets ein kleiner Gleichstrom, der *Reststrom*, durch den Kondensator.

2. Der Scheitelwert der angelegten Gleichspannung einschließlich der überlagerten Wechselspannung darf niemals den aufgedruckten Spannungswert überschreiten.

Elektrolytkondensatoren werden in Metall- oder Isolierstoffgehäusen untergebracht. Die Metallgehäuse bilden meist den Minuspol.

Anstelle von Aluminium verwendet man auch *Tantal* für Elektrolytkondensatoren, vornehmlich für solche mit sehr kleinen Abmessungen und für geringe Spannungen.

Bild 3.21a zeigt das allgemeine Schaltsymbol für einen Kondensator. Elektrolytkondensatoren werden nach Bild 3.21d dargestellt. Dieses Zeichen hebt sich sehr markant aus größeren Schaltbildern heraus, erfordert jedoch etwas mehr Zeichenarbeit. Um sie zu ersparen, wird auch das Symbol 3.21a verwendet und nur das Pluszeichen hinzugefügt. Für Drehkondensatoren mit stetig veränderlicher Kapazität gilt das Symbol 3.21b. Trimmerkondensatoren, die nur einmalig auf einen bestimmten Wert abgeglichen werden, erhalten das Zeichen 3.21c.

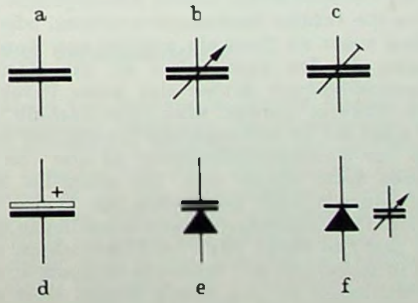


Bild 3.21 Schaltsymbole für Kondensatoren

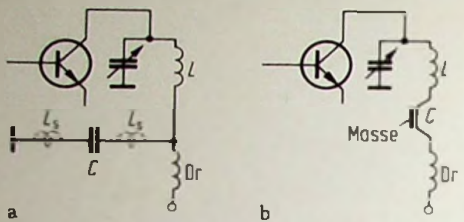


Bild 3.22 Erdungskondensatoren; a = die Streuinduktivitäten L_s der Kondensatorenzuleitungen beeinträchtigen die Wirkung der Erdungskapazität; b = Prinzip des Durchführungskondensators

Zu den veränderlichen Kondensatoren gehören auch die später besprochenen Kapazitätsdioden. Sie werden sehr deutlich durch das Symbol 3.21e gekennzeichnet, das eine Kapazität in Serie mit einer Diode darstellt. Sehr prägnant wäre es, wie bei Elektrolytkondensatoren, außerdem ein Pluszeichen an der Katodenseite anzubringen, denn Kapazitätsdioden müssen mit einer so gepolten Gleichspannung betrieben werden! Das ebenfalls sehr sinnfällige Zeichen 3.21f erfordert wieder etwas mehr Zeichenarbeit und auch mehr Platz. Eng gedrängte Schaltbilder werden dadurch unübersichtlich. Unzweckmäßig, aber leider üblich, ist die Gepflogenheit, eine Kapazitätsdiode nur durch ein einfaches Diodensymbol darzustellen. Dies mindert erheblich das Verständnis für die spezielle Funktion dieses Schaltelementes.

Bild 3.22 Erdungskondensatoren

Wie bereits erwähnt, müssen besonders bei hohen Frequenzen die „kalten" Punkte einer Schaltung, die keine Hf-Spannung führen sollen, auf dem kürzesten Weg mit dem Bezugspotential, also dem Chassis, direkt oder über Erdungskondensatoren verbunden werden. Die Erdungskapazitäten sollen z. B. im UKW-Bereich nicht größer als 200 bis 500 pF und im KW- und MW-Bereich nicht größer als 5 bis 10 nF sein. Größere Werte bilden nach Bild 3.22a mit den Induktivitäten L_s kurzer Anschlußdrähte bereits Schwingkreise und stören die richtige Spannungsverteilung, oder sie wirken sogar als Drosseln anstelle von Kondensatoren. In den Zuleitungen zu den Kondensatorenbelegungen dürfen also keine Induktivitäten wirksam werden. Man führt deshalb nach Bild 3.22b die zu entkoppelnde Leitung der einen Seite der Kondensatorbelegung zu und von der anderen Seite wieder weg. Die erdseitige Belegung dagegen wird großflächig mit Masse verbunden. Die Zuleitungsinduktivitäten liegen dann nicht mehr in Reihe mit dem Kondensator, sondern in Reihe mit der Schwingkreisspule L oder der Hf-Drossel Dr. An diesen Stellen stört aber die zusätzliche Induktivität nicht.

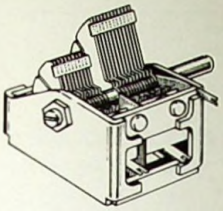


Bild 3.23 Zweifachdrehkondensator mit unterschiedlichen Plattenpaketen

In Form von *Durchführungskondensatoren* dienen diese Bauelemente besonders dazu, hochfrequenzmäßig zu erdende Leitungen durch Abschirmwände zu führen. Wie Erdungskondensatoren wirken auch die Breitband-Entstörkondensatoren für Netzleitungen. Drei Kapazitäten, nämlich 0,1 µF + 2x 5 nF, sind hierbei so in einem Wickel kombiniert, daß hochfrequente Störspannungen damit gegen Masse abgeleitet werden. Dabei fließt der Betriebsstrom ähnlich wie in Bild 3.22b über die Kondensatorfolien, um ihre Induktivität als Hf-Drossel auszunutzen.

Bild 3.23 Drehkondensatoren

Drehkondensatoren dienen zum Einstellen verschiedener Kapazitätswerte. Sie bestehen aus einer Anzahl von Aluminiumplatten oder – bei hochwertigen Ausführungen – versilberten Messingplatten. Die Hälfte der Platten bildet ein feststehendes Paket, den *Stator*, zwischen dessen Platten durch Drehen einer Achse ein bewegliches Paket mit etwa gleicher Plattenzahl, der *Rotor*, eingedreht wird. Als Dielektrikum dient Luft, Hartpapier oder Kunststoffolie. Die am Drehkondensator eingestellte Kapazität wird um so größer, je weiter man den Rotor in den Stator hineindreht. Sie nimmt bei Luftkondensatoren für Rundfunkempfänger erst wenig zu und steigt dann steil an, ähnlich wie die Widerstandskurve bei logarithmischen Widerständen (Bild 3.01). Dies wird durch besondere Form der Randkurve des Rotors erreicht.

UKW-Drehkondensatoren haben geringere Kapazitäten und geringere Abmessungen. Meist sind beide Belegungen gegen Masse isoliert. Dadurch lassen sich die Schwingkreise freizügiger in die Schaltung einordnen und Dipolantennen symmetrisch an den Eingangskreis ankoppeln.

Trimmerkondensatoren zum Einstellen bestimmter Kapazitätswerte gleichen in Form und Wirkungsweise kleinen Drehkondensatoren mit Halbkreisplatten. Als Dielektrikum dient Luft, Kunststoffolie oder Keramik. Die Achse besitzt einen Schlitz zum Einstellen mit einem Schraubenzieher. Eine Andruckfeder verhindert, daß sich der Rotor bei Erschütterungen von selbst verstellt. Kapazitätsdioden werden im Kapitel 6 besprochen.

Spulen

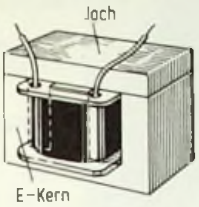


Bild 3.31 Niederfrequenzspule mit Eisenkern und Joch

Bild 3.31 Niederfrequenzspulen

Niederfrequenzspulen haben hohe Windungszahlen und einen Eisenkern. Die Spulenwicklung befindet sich auf einem Isolierstoffkörper, der auf den mittleren Steg eines E-förmigen Eisenblechpaketes aufgesteckt ist. Der Weg für die Kraftlinien wird durch ein Eisenjoch geschlossen. Gleichstromdurchflossene Nf-Spulen besitzen ein so starkes magnetisches Gleichfeld, daß es ein zusätzlicher Wechselstrom in einer Richtung nur wenig verstärken kann. Die Drossel ist „gesättigt". Da sich kein richtiges Wechselstromfeld ausbilden kann, ist die Induktivität kleiner als bei derselben Spule ohne Gleichstrom-Vormagnetisierung. Abhilfe bringt ein Luftspalt[1]), der das Joch etwas vom Eisenkern entfernt. Dadurch wird das störende Gleichstromfeld so geschwächt, daß die Induktivität für Wechselstrom größer als ohne Luftspalt wird. Der Luftspalt ist besonders auch für Übertrager notwendig, weil bei ihnen eine der Wicklungen meistens von einem Betriebsgleichstrom durchflossen wird. Ohne Luftspalt würden nämlich die Signalwechselspannungen infolge der einseitigen Vormagnetisierung verzerrt werden.

Bild 3.32 Hochfrequenzspulen

Für Hochfrequenzspulen benutzt man anstelle von Eisenblechkernen Kerne aus Eisenverbindungen (Ferrite). Die Spulen bestehen vielfach aus einem zylindrischen Wickelkörper mit Kreuzspulenwicklung und einem Ferrit-Gewindekern. Er wird zum Einstellen des gewünschten Induktivitätswertes mehr oder weniger tief in die Spule eingeschraubt (Bild 3.32a).

1 Übliche Bezeichnung im Gegensatz zu einem durchgehend geschlossenen Eisenweg. In der Praxis wird dieser Luftspalt durch Zwischenlegen von Hartpapier erzielt.

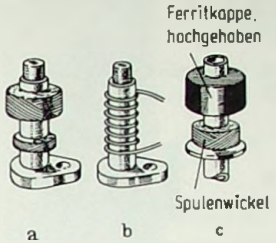


Bild 3.32 Hochfrequenzspulen; a = MW-Spule; b = UKW-Spule; c = Zf-Spule mit Ferritkappe

In Metallteilen werden durch das Wechselfeld der Spule Wirbelströme induziert. Dadurch wird Leistung verbraucht, und der Verlustwiderstand der Spule erhöht sich. Abschirmbecher müssen also einen genügenden Abstand von der Spulenwicklung haben, damit sie vom Wechselfeld der Spule nicht erreicht werden. Auch der Spulendraht ist bei hohen Frequenzen zu unterteilen. Spulen für die MW- und LW-Bereiche werden deshalb mit Hf-Litze aus voneinander isolierten feinen Einzeldrähten gewickelt.

Für KW- und UKW-Spulen ist dies nicht erforderlich. Bei ihnen fließt infolge des *Haut-* oder *Skineffektes* der Hf-Strom ohnehin nur auf der Oberfläche des Drahtes. KW- und UKW-Spulen bestehen aus wenigen Windungen dicken Drahtes auf einem Wickelkörper (Bild 3.32b).

Hochwertige Spulen erhalten einen geschlossenen Ferritkern. Solche Topfspulen haben einen höheren Gütewert als offene Spulen. Die Ferritkappe des Topfes (Bild 3.32c) schirmt dabei gleichzeitig die Wicklung ab. Infolgedessen kann die eigentliche Abschirmhaube recht klein sein.

Bisweilen werden Spulen mit kleinen Induktivitätswerten dadurch hergestellt, daß man eine spiralartige Leiterbahn in Form einer gedruckten Schaltung aus der Kupferfolie herausätzt.

Bild 3.33 Variometerspulen

Anstelle von Drehkondensatoren werden z. B. für Autosuper induktive Abstimmsysteme angewendet. Diese L-Abstimmsysteme oder Variometer bestehen aus einer zylindrischen Spulenwicklung, in die ein verschiebbarer Ferritkern eintaucht. Die Wicklung ist außerdem von einer Ferrithülse umgeben. Der herausgezogene Ferritkern ergibt einen großen Luftspalt im Kraftlinienweg dieser Topfspule. Die Induktivität ist gering. Bei eingetauchtem Kern ist die Induktivität am

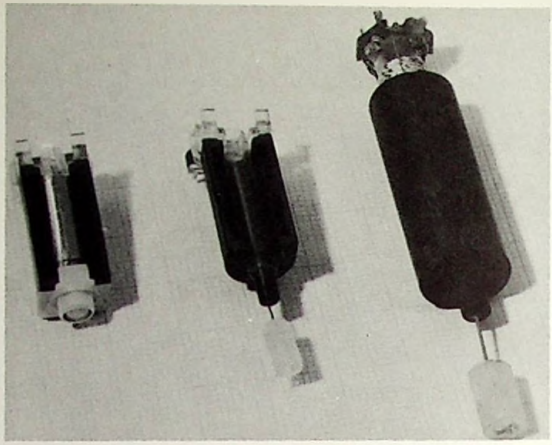


Bild 3.33 AM-Abstimmvariometer; rechts mit 25 mm Kernweg, in der Mitte und links mit 12,5 mm Kernweg (Blaupunkt)

größten. Die Ferritkerne werden durch Seilzüge oder Gestänge verschoben. Das Bild zeigt Abstimmvariometer für Blaupunkt-Autosuper. (Funkschau 1970, Heft 17, Seite 594)

Ferritantennen, Hf-Drosseln, Ferritperlen

Die Ferritstabantenne besteht aus einem langgestreckten Ferritkern mit isoliert aufgebrachter Wicklung für MW- und LW-Abstimmkreise. Um die Induktivität auf den genauen Wert abgleichen zu können, sind einige Windungen verschiebbar angeordnet. Je länger und dicker der Stab ist, desto wirksamer ist die Antenne. Ihre Richtwirkung wurde bereits in Bild 2.76 behandelt.

Spulen, die nicht für Abstimmkreise, sondern lediglich als Hf-Widerstände oder Drosseln dienen sollen, werden vielfach ohne Ferritkern gewickelt. Zum Abriegeln von Hf-Spannungen im UKW-Bereich schiebt man Ferritperlen über die zu verdrosselnde Leitung. Sie erhöhen deren Induktivität und ergeben die gewünschte Drosselwirkung mit geringstem Aufwand.

Übertrager

Bild 3.41 Kopplung zwischen zwei Spulen

Ordnet man im Magnetfeld einer wechselstromdurchflossenen Spule eine zweite Wicklung an, so wird darin nach dem Induktionsgesetz (vgl. 2.51 und 2.52) eine Wechselspannung gleicher Frequenz induziert. Diese Spannung ist um so größer:

1. je dichter die Windungen der beiden Spulen zusammenliegen, je fester sie also „gekoppelt" sind;
2. je größer die Windungszahl der zweiten Spule ist.

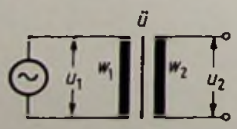


Bild 3.41 Transformator als Spannungswandler

Die an der Stromquelle liegende Wicklung wird Primärspule, die zweite Sekundärspule genannt. Bei fester Kopplung entsteht ein Übertrager oder Transformator, mit dem sich Wechselspannungen auf gewünschte Werte herauf- oder herabtransformieren lassen. Die Spannungen verhalten sich wie die Windungszahlen:

$$\frac{\text{Primärspannung}}{\text{Sekundärspannung}} = \frac{\text{Primärwindungszahl}}{\text{Sekundärwindungszahl}}$$

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{w_1}{w_2} = \ddot{u} = \text{Übersetzungsverhältnis}$$

Hat z. B. die Sekundärwicklung w_2 die doppelte Windungszahl wie die Primärwicklung w_1, so wird darin eine doppelt so hohe Spannung u_2 induziert.

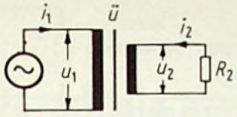


Bild 3.42 Ströme und Spannungen eines belasteten Transformators

Bild 3.42 Stromübersetzung

Schließt man an die Sekundärspule einen Widerstand R_2 an, so durchfließt ihn der Strom i_2. Die im Widerstand verbrauchte Leistung kann nur aus der Stromquelle an der Primärwicklung stammen. Bei Sekundärbelastung steigt daher der Primärstrom an. Die Sekundärleistung $u_2 \cdot i_2$ entspricht unter Vernachlässigung einiger Verluste ungefähr der Primärleistung $u_1 \cdot i_1$:

Primärleistung $\approx$ *Sekundärleistung*

Ist die Sekundärspannung doppelt so groß wie die Primärspannung, so kann der Sekundärstrom nur halb so groß sein wie der Primärstrom, um die gleiche Leistung zu ergeben. Die Ströme in beiden Wicklungen verhalten sich also umgekehrt wie die Spannungen:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{i_2}{i_1} = \ddot{u} = \text{Übersetzungsverhältnis}$$

Bild 3.43 Widerstandsübersetzung

Aus Primärspannung und Primärstrom läßt sich ein Widerstand R_1 errechnen, der die gleiche Leistung verbraucht, wie es tatsächlich durch die Sekundärbelastung R_2 geschieht. R_2 kann also durch einen Widerstand R_1 ersetzt werden, der unmittelbar parallel zur Primärwicklung liegt.

Verdoppelt man die Sekundärwindungszahl, so wird die Spannung u_2 doppelt so groß. Dadurch steigt der Strom i_2 ebenfalls auf das Doppelte. Wenn Strom und Spannung sich verdoppeln, so wird die Leistung viermal so groß. Vierfache Leistung heißt aber, daß der Primärstrom viermal so groß wird oder aber, daß der Primärwiderstand R_1 nur noch ein Viertel so groß wie vorher ist. Bei Verdoppelung des Übersetzungsverhältnisses vervierfacht sich also das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2. Ganz allgemein ergibt sich, daß bei einem Übersetzungsverhältnis ü die Widerstände sich wie $\ddot{u} \cdot \ddot{u} = \ddot{u}^2$ verhalten:

$$R_1 = \ddot{u}^2 \cdot R_2 \qquad R_2 = \frac{R_1}{\ddot{u}^2} \qquad \ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

Ein Transformator übersetzt also Spannungen mit dem Verhältnis ü, Ströme im Verhältnis 1 : ü und Belastungswiderstände mit $\ddot{u}^2$.

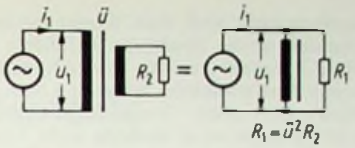


Bild 3.43 Der Sekundärwiderstand R_2 wirkt wie ein Primärwiderstand R_1 von der Größe $\ddot{u}^2 \cdot R_2$

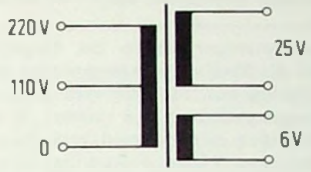


Bild 3.44 Schema eines Netztransformators

Bild 3.44 Netztransformatoren

Netztransformatoren liefern für Empfänger, die aus dem Wechselstromlichtnetz betrieben werden, die Betriebsspannungen für Röhren und Transistoren. Derartige Transformatoren haben mehrere Sekundärwicklungen, aus denen je nach Windungszahl hohe und niedrige Spannungen entnommen werden. Die Transformatorwirkung tritt auch dann ein, wenn Primär- und Sekundärseite lediglich durch Anzapfungen einer gemeinsamen Wicklung gebildet werden. Die Spannungen ergeben sich auch in diesem Fall aus dem Verhältnis der Windungszahlen. Man nennt eine solche Anordnung Auto- oder Spartransformator.

In einem leer laufenden Transformator oder einer Eisendrossel fließt ein höherer Wechselstrom, als es dem Blindwiderstand $X_L = \omega L$ entspricht. Ursache sind die verschiedenartigsten Verluste. Bei jedem Richtungswechsel der Spannung muß das Eisen ummagnetisiert werden. Dies erfordert eine Wirkleistung, die von der Stromquelle aufzubringen ist und den Verluststrom verursacht. Im Transformatoreisen induzierte Wirbelströme setzen ebenfalls nutzlos Leistung in Wärme um. Ferner verursacht der ohmsche Gleichstromwiderstand der Kupferwicklungen Verluste. Erwärmt sich ein Transformator im Leerlauf sehr stark oder ist der primär aufgenommene Strom im Leerlauf bereits sehr hoch, dann besteht der Verdacht, daß innerhalb der Wicklungen ein Windungskurzschluß aufgetreten ist.

Bild 3.45 Eingangs- und Zwischenübertrager

Eingangsübertrager sind meist reine Spannungsübertrager wie z. B. der Mikrofon-Übertrager einer Verstärkeranlage. Er soll die niedrigen Spannungen des Tauchspulenmikrofons

hochtransformieren und dem Eingangstransistor eine möglichst große Spannung zuführen. Dabei kann eine Parallelkapazität zur Sekundärwicklung bereits eine merkliche Belastung bzw. einen Kurzschluß für hohe Frequenzen bedeuten. Mikrofonübertrager sind deshalb dicht beim zugehörigen Transistor anzuordnen. Man kann dann für Musikübertragungen die Spannung im Verhältnis 1 : 20 und bei Sprachübertragungen sogar in einem Verhältnis bis 1 : 40 hinauftransformieren.

Zwischenübertrager treten im Empfängerbau vorwiegend als Treibertransformatoren für Transistor-Endstufen auf. Sie übersetzen den relativ hohen Ausgangswiderstand eines Transistors auf die niedrigen Eingangswiderstände von Leistungstransistoren. Eine Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung liefert außerdem eine zweite Spannung mit 180° Phasenumkehr[1]) für Gegentakt-Endstufen.

In der neueren Schaltungstechnik werden Übertrager nach Möglichkeit vermieden, weil das Wickeln der Spulen dafür selbst bei äußerster Rationalisierung teuer und umständlich ist. Die Widerstandsanpassung und das „Herauftransformieren" von Spannungen kann man jetzt günstiger mit Transistorstufen anstelle von Übertragern erreichen. Lediglich für Anlagen mit langen Zuleitungen, z. B. im Studiobetrieb oder bei großen Beschallungsanlagen, sind Übertrager weiterhin zweckmäßig und vorteilhaft.

Bild 3.46 Ausgangsübertrager

Ausgangsübertrager dienen vorzugsweise dazu, den hohen Innenwiderstand von Lautsprecherröhren auf den niedrigen Widerstand der Tauchspulen von dynamischen Lautsprechern zu übersetzen bzw. den Lastwiderstand an den Innen-

1 Vgl. Bild 2.23, Abschnitt „Phasenumkehr bei Sinusschwingungen".

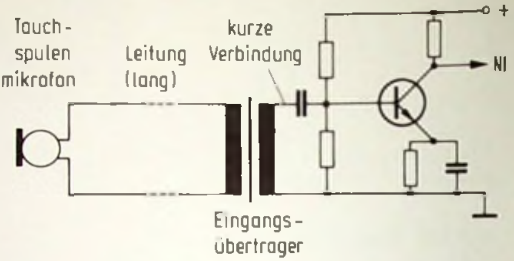


Bild 3.45 Der Mikrofonübertrager transformiert die Spannung des niederohmigen Mikrofons hoch und führt der Verstärkerstufe eine größere Eingangsspannung zu

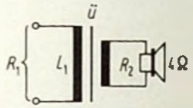


Bild 3.46 Widerstandsanpassung durch einen Ausgangsübertrager

widerstand anzupassen, so daß die maximale Leistung entnommen werden kann. Die Primärwicklung wird dabei zusätzlich vom Anoden- oder Kollektorgleichstrom durchflossen. Eintakt-Ausgangsübertrager müssen daher wie Nf-Drosseln, Bild 3.31, einen Luftspalt im Eisenweg erhalten. Bei Gegentakt-Ausgangsübertragern heben sich die Wirkungen der Gleichströme in den beiden Teilwicklungen auf, sie benötigen keinen Luftspalt.

Um tiefe Töne zu übertragen, ist die Induktivität der Primärwicklung so hoch wie möglich zu machen, die Wicklung muß also viele Windungen und der Transformator einen großen Eisenkern erhalten. Um hohe Frequenzen gut zu übertragen, sollen Primär- und Sekundärwicklung sehr fest verkoppelt sein. Man erreicht dies durch verschachtelte Wicklungen, bei denen abwechselnd Teile der Primär- und Sekundärwicklung auf den Spulenkörper aufgebracht werden.

4 Zusammengesetzte Schaltelemente

RC-Glieder

RC-Glieder sind wichtig für die Nf-Technik, deshalb muß man ihr Verhalten in einem breiten Frequenzband kennen. Dabei sind auch die Phasenbeziehungen zu beachten, sie spielen eine Rolle bei FM-Demodulatoren und bei RC-Filtern im Gegenkopplungsweg von Verstärkern (aktive Filter).

Bild 4.01 Reihenschaltung von R und C

Der Zweipol Bild 4.01a stellt einen frequenzabhängigen Scheinwiderstand dar. Blindwiderstand $1/\omega\,C$ und Wirkwiderstand R sind im Zeigerdiagramm Bild 4.01b im Winkel von 90° geometrisch zu addieren. Der Scheinwiderstand der Serienschaltung beträgt:

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega\,C)^2}}$$

Für den Phasenwinkel φ gilt:

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

In der Hf-Technik dient auch der Winkel δ als Bezugswert (vgl. 2.45):

$$\tan\delta = R\,\omega\,C$$

Die Frequenz, bei der $R = X_C = 1/\omega\,C$ ist, nennt man Grenzfrequenz f_g:

$$f_g = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C} \qquad f_g = \frac{0{,}159}{R\,C}$$

Zu dieser Grenzfrequenz gehört der Phasenwinkel $\varphi = 45°$.

Bild 4.01b ist für diesen Fall $R = X_C$ gezeichnet. Die Teilspannungen u_R und u_C sind dann ebenfalls gleichgroß. Liegt eine Spannung u_Z am Eingang bzw. am Gesamtwiderstand Z, dann beträgt die Teilspannung

$$u_R = u_C = 0{,}707\,u_Z$$

Ersetzt man den Festwiderstand R durch einen verstellbaren Widerstand (Potentiometer), dann läßt sich der Scheinwiderstand Z in weiten Grenzen ändern. Ein solcher Zweipol dient als Tonblende im Nf-Teil von Empfängern. Man schaltet sie zwischen Signalleitung und Nulleitung. Macht man R klein, dann bildet C einen Nebenschluß für hohe Frequenzen, ihre Verstärkung wird herabgesetzt. Bei großen Widerstandswerten wird Z hochohmig und beeinflußt den Frequenzgang nicht.

Bild 4.02 RC-Reihenschaltung als frequenzabhängiger Spannungsteiler

Die Teilspannung u_C an der Kapazität C ist stets um 90° phasenverschoben gegenüber der Spannung u_R. Im Vektordiagramm bilden u_R und u_C die Schenkel eines rechtwinkligen Dreiecks mit der Eingangsspannung u_1 als Hypotenuse. Zeichnet man einen Halbkreis über u_1, dann sind alle darin eingetragenen Dreiecke rechtwinklig (Geometrie-Lehrsatz). Die Seiten u_R und u_C des dick gezeichneten Dreiecks gelten wieder für die Grenzfrequenz f_g, d. h. $u_R = u_C$, $\varphi = 45°$. Erhöht man bei gleichbleibender Amplitude u_1 die Frequenz der Wechselspannung auf den Wert f_2, dann wird der kapazitive Widerstand und damit die Teilspannung u_C kleiner. Der 90°-Winkel des Dreiecks wandert nach rechts den Kreisbogen entlang. Dies ergibt die Werte u_{R2} und φ_2 des gestrichelten Dreiecks. Auf dem Kreisbogen kann man sich also eine Frequenzskala denken. Für jede Frequenz ergibt das zugehörige Dreieck die

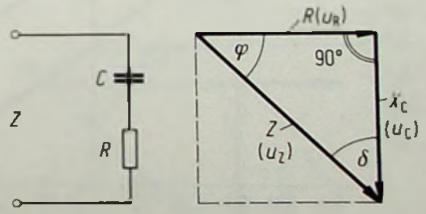


Bild 4.01 RC-Reihenschaltung; a = Schaltbild; b = Zeigerdiagramm

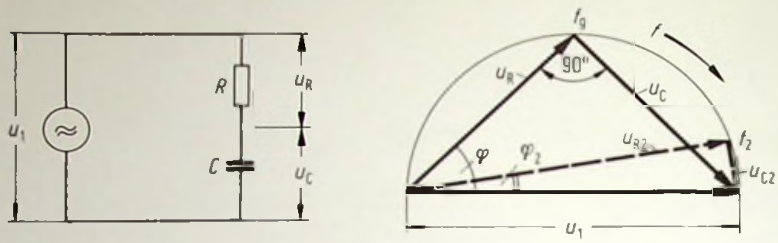


Bild 4.02 Frequenzabhängiger Spannungsteiler

Teilspannungen der RC-Reihenschaltung. Bei hohen Frequenzen wird u_C sehr klein. Die Spannung u_R ist dann etwa gleich der Speisespannung u_1 und hat fast die gleiche Phasenlage.

Bild 4.03 Tiefpaß, Siebglied

Bei einem Spannungsteiler-Vierpol nach Bild 4.03a wird bei höheren Frequenzen die Ausgangsspannung immer geringer, weil der kapazitive Widerstand $1/\omega\,C$ immer kleiner wird. Dies war bereits aus dem Zeigerdiagramm Bild 4.02b abzulesen. Trägt man die Teilspannungen u_2 und die Phasenwinkel φ für verschiedene Frequenzen auf, dann ergibt sich Bild 4.03b. Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz werden ungeschwächt hindurchgelassen. Bei der Grenzfrequenz sinkt die Ausgangsspannung auf den Wert 0,7, danach fällt sie stark ab (logarithmische Teilung!). Dieses Siebglied wirkt als Tiefpaß und schwächt hohe Frequenzen ab. Anwendungen:

1. *Siebglied für Störfrequenzen.* Für eine Störfrequenz f_s gilt:

$$\text{Siebfaktor } s = \frac{u_1}{u_2} \qquad u_2 = \frac{u_1}{s}$$

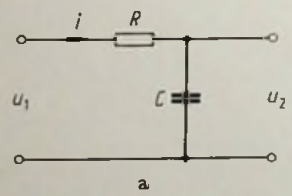
Für Frequenzen $f_s \geq 2\,f_g$ ist $s \approx 2\,\pi\,f_s\,R\,C$. Je größer R und C sind, desto besser ist die Siebwirkung. Sie wird hauptsächlich ausgenutzt, um im Stromversorgungsteil die störende 50-Hz-Lichtnetzfrequenz zu unterdrücken. Beispiel: $R = 3000\ \Omega$, $C = 20\ \mu F = 20 \cdot 10^{-6}\ F$, $f_s = 50\ Hz$;

$$s = 2\,\pi\,50 \cdot 3000 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 18{,}8 \approx 20$$

Die Störspannung wird auf rund $1/_{20}$ herabgesetzt.

2. *Zeitkonstantenglied.* Schaltet man eine Gleichspannung an den Eingang von Bild 4.03a, dann dauert es eine gewisse Zeit, bis sich der Kondensator C über den Widerstand R auf die volle Spannung aufgeladen hat. Maßstab dafür ist die Zeit τ (griechisch = tau), in der sich C auf 63 % des Maximalwertes auflädt. Hierfür gilt:

$$\tau = R \cdot C \qquad \text{in Sekunden [s]}$$



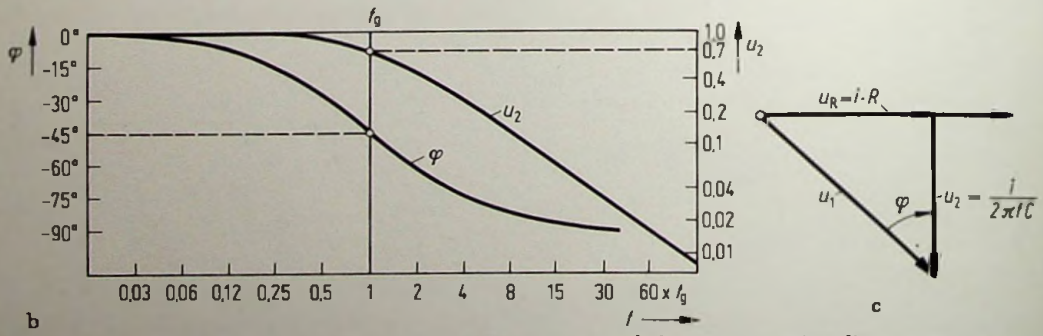


Bild 4.03 Tiefpaß; a = Schaltung; b = Frequenzverhalten; c = Zeigerdiagramm

Schnelle Spannungsänderungen wirken sich bei großer Zeitkonstante nur wenig aus. Die Spannung am Kondensator bleibt annähernd konstant und folgt nur sehr langsam einer durchgreifenden Änderung der Eingangsspannung. Ausgenutzt wird dies bei der automatischen Verstärkungsregelung von Empfängern, damit nicht plötzliche kurzzeitige Spannungsänderungen die Verstärkung schwanken lassen.

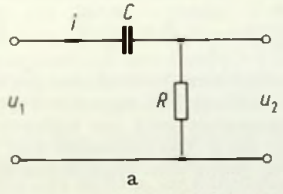
Die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ dient allgemein als Bemessungswert für RC-Glieder. Man gibt sie oft anstelle der Grenzfrequenz an:

$$\tau = \frac{1}{\omega_g}$$

So wird die Höhenanhebung von frequenzmodulierten UKW-Sendern (vgl. Bild 2.85) im Empfänger durch einen Tiefpaß mit $\tau = 50\ \mu s$ wieder rückgängig gemacht. Dies entspricht einer Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{1}{\tau} \qquad \text{bzw.} \quad f_g = \frac{1}{2\,\pi\,\tau}$$

$$f_g = \frac{10^6}{2\,\pi \cdot 50} = 3200\ \text{Hz}$$



a

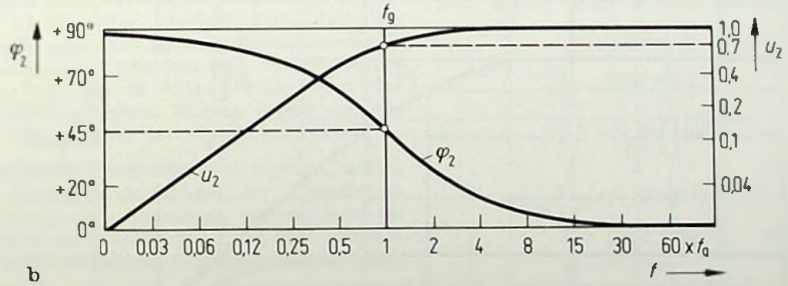
Bild 4.03c zeigt ein vereinfachtes Zeigerdiagramm für die Grenzfrequenz eines Tiefpasses. Der in den unbelasteten Vierpol hineinfließende Strom ist in Phase mit der Spannung u_R am Widerstand R. Die Phase der Ausgangsspannung eilt um $\varphi = 45°$ nach, denn zuerst muß Strom in die Schaltung hineinfließen, dann baut sich die Spannung am Kondensator auf.

Achtung: Alle angegebenen Formeln gelten nur für den unbelasteten Vierpol. Ein etwa vorhandener Lastwiderstand muß groß gegenüber dem Scheinwiderstand X_C des Kondensators sein.

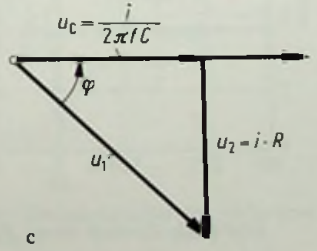
Bild 4.04 Hochpaß

Widerstand und Kondensator haben ihre Plätze vertauscht. Der Kondensator ist für Gleichspannung undurchlässig, die Spannung u_2 ist null. Bei tiefen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand X_C größer als der ohmsche Widerstand R. Am Ausgang entsteht daher nur eine kleine Teilspannung u_2. Bei der Grenzfrequenz wird $u_2 = 0{,}7\ u_1$. Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz werden gleichmäßig durchgelassen, die Schaltung wirkt als Hochpaß. In Nf-Verstärkern muß man bei RC-Gliedern dieser Art die Grenzfrequenz mindestens an die untere Grenze des Übertragungsbereiches legen, damit tiefe Töne nicht benachteiligt werden.

Aus dem Zeigerdiagramm Bild 4.04c geht hervor, daß der Phasenwinkel für die Grenzfrequenz wieder 45° beträgt. Bei höheren Frequenzen verringert sich der Winkel bis auf Null, weil der kapazitive Widerstand kleiner wird und keinen



b



c

Bild 4.04 Hochpaß; a = Schaltung; b = Frequenzverhalten; c = Zeigerdiagramm

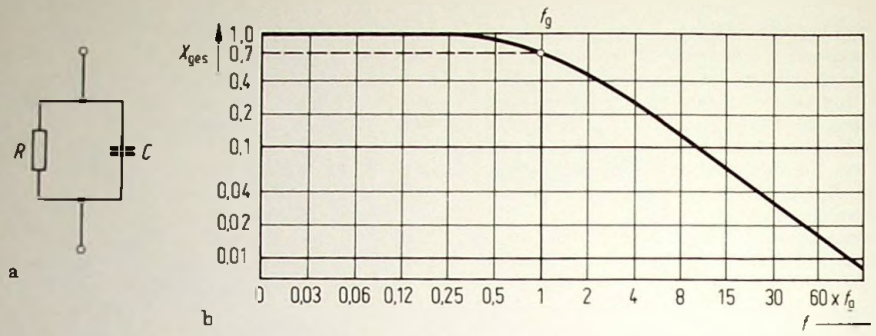


Bild 4.05 RC-Parallelglied; a = Schaltung; b = Frequenzverhalten

Einfluß mehr hat. Bei tiefen Frequenzen steigt der Phasenwinkel auf + 90° an. Die Kurve für φ im Diagramm Bild 4.04b zeigt den gesamten Verlauf.

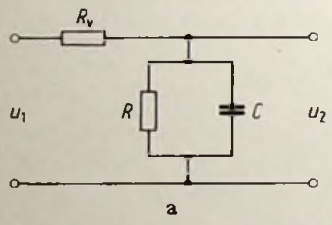


Bild 4.06a Spannungsteiler mit RC-Parallelglied

Bild 4.05 Widerstand und Kondensator parallel

Wechselströme niedriger Frequenz fließen in Bild 4.05a vorwiegend durch den ohmschen Widerstand. Der kapazitive Widerstand ist bei tiefen Frequenzen sehr groß und kann vernachlässigt werden. Bei der Grenzfrequenz f_g wird der kapazitive gleich dem ohmschen Widerstand. Die Impedanz beträgt hier nur das 0,7fache von R. Bei f_g ist:

$$R = \frac{1}{\omega_g C} \qquad R = \frac{0{,}159}{f_g \cdot C} \qquad f_g = \frac{0{,}159}{R \cdot C}$$

Bild 4.05b zeigt den Verlauf des Gesamtwiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz. Bei höheren Frequenzen wird der kapazitive Widerstand kleiner als R. Die Impedanz X_{ges} entspricht dann ziemlich genau dem kapazitiven Widerstand

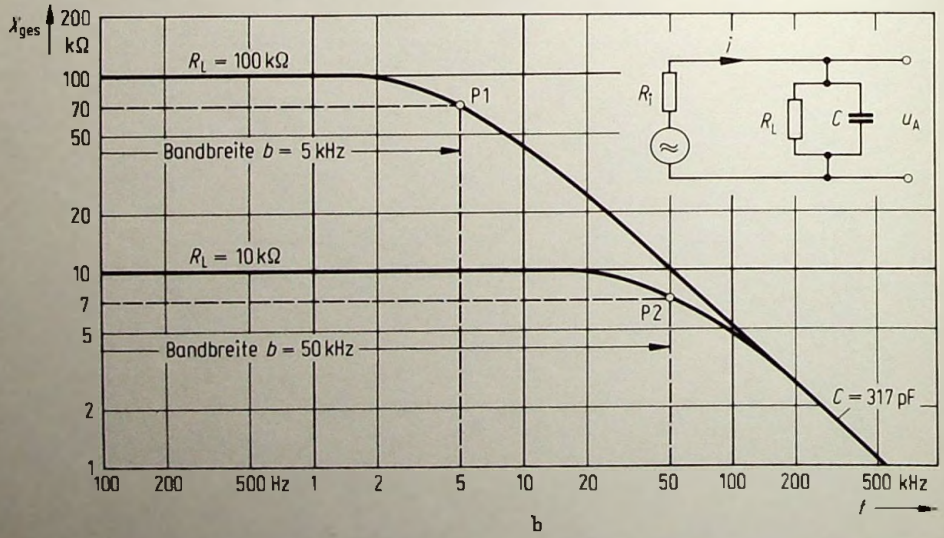


Bild 4.06b Einfluß eines Parallel-RC-Gliedes auf die obere Grenzfrequenz

$1/\omega C$. Wechselströme unterhalb der Grenzfrequenz erzeugen eine gleichmäßige, dem ohmschen Widerstand entsprechende Spannung. Höhere Frequenzen werden dagegen immer mehr kurzgeschlossen und ergeben nur geringe Spannungen. – Dieses RC-Glied wirkt als Zweipol. Im folgenden Bild dient es als Teil eines Spannungsteilers. Auch dann behält es die Eigenschaften eines frequenzabhängigen Scheinwiderstandes.

Bild 4.06 Widerstände beeinflussen die Bandbreite

Bei dem Spannungsteiler Bild 4.06a bleibt die Teilspannung u_2 ebenfalls bis zur Grenzfrequenz ziemlich konstant, dann fällt sie entsprechend Bild 4.05b ab. Ein solcher frequenzabhängiger Spannungsteiler tritt bei allen Verstärkerstufen auf und ist oben rechts in Bild 4.06b nochmals dargestellt. Der Vorwiderstand R_V entspricht dem Innenwiderstand R_i der Signalquelle, R_L stellt den Last- oder Arbeitswiderstand dar und C die unvermeidlichen Streukapazitäten. Das Gebiet bis zur Grenzfrequenz nennt man die Bandbreite eines Übertragungssystems. Die obere Kurve in Bild 4.06b gilt für $R_L = 100\ k\Omega$, $C = 318\ pF$. Die Grenzfrequenz bzw. Bandbreite beträgt dann 5 kHz, entsprechend dem Punkt P 1 im Diagramm. Höhere Frequenzen werden zunehmend benachteiligt, die Wiedergabe klingt dumpf.

Setzt man den Lastwiderstand R_L auf 10 kΩ herab, dann ergibt sich eine Grenzfrequenz bzw. Bandbreite von 50 kHz. Im Diagramm erhält man hierfür den Punkt P 2 und die zugehörige Kurve für $R_L = 10\ k\Omega$. Sie verläuft linealglatt bis 20 kHz, ergibt also eine gute Wiedergabequalität. Der kapazitive Ast schmiegt sich an die vorige Kurve an, erst bei 50 kHz beginnt jetzt der Höhenabfall. Aus beiden Kurven ergibt sich ein wichtiges Grundgesetz der Verstärkertechnik:

Die Bandbreite kann erweitert werden, indem man die Arbeitswiderstände der Verstärkersysteme herabsetzt. Allerdings verliert man im gleichen Maße an Verstärkung, weil die Teilspannung an einem kleineren Arbeitswiderstand auch geringer wird.

Früher, zur Zeit der Röhrentechnik, war dieses Gesetz sehr hinderlich, weil eine Röhre ein teures Gebilde darstellte. Man mußte bei der Röhrenbestückung sparen. Transistorsysteme, besonders in Form integrierter Schaltungen, sind dagegen viel billiger. Deswegen bestehen heute kaum noch Schwierigkeiten, den Verstärkern eine große Bandbreite zu geben, denn den Verstärkungsverlust durch niedrige Arbeitswiderstände kann man leicht durch zusätzliche verstärkende Transistorsysteme ausgleichen.

Bild 4.07 und 4.08 Klangeinsteller

Mit RC-Gliedern lassen sich die Spannungen hoher, tiefer oder mittlerer Frequenzen gegenüber dem Gesamtfrequenzband herabsetzen. Man nutzt dies aus bei den Klangeinstellern von Rundfunkgeräten und HiFi-Verstärkern. Man spricht auch von „Entzerrern", weil man damit linear verzerrte Durchlaßkurven wieder auf einen angenehmen Klang zurückführen kann.

Eine der vielseitigsten Anordnungen dieser Art zeigt Bild 4.07. Mit dieser Schaltung kann man wahlweise die Höhen und die Tiefen eines Klangbildes anheben oder absenken. Das Netzwerk besteht aus zwei parallelgeschalteten RC-Spannungsteilern. In Mittelstellung der beiden Potentiometer ergibt sich eine ziemlich frequenzabhängige Spannungsteilung im Verhältnis 10 : 1, d. h. die Ausgangsspannung beträgt nur rund $^1/_{10}$ der Eingangsspannung. Dieser mittlere Ausgangsspannungswert ist in Bild 4.08 als 0-dB-Pegel angesetzt.

Dreht man den mit H = Höhen bezeichneten Einsteller nach oben, dann gelangen über die Kapazität C 1 die hohen Frequenzen direkt zum Ausgang, werden also angehoben entsprechend dem oberen Ast des rechten Kurventeiles in Bild 4.08. Dreht man den Schleifer nach unten, dann bilden das Potentiometer H und der Kondensator C 2 einen Tiefpaß. Er unterdrückt die Höhen, sie werden beschnitten, die Frequenzkurve senkt sich rechts nach unten. Viele Zwischenstellungen sind möglich.

Dreht man den Schleifer des Tiefeneinstellers T ganz nach oben, dann wird der Kondensator C 3 kurzgeschlossen, und tiefe Frequenzen können nun besser über diesen Spannungsteiler zum

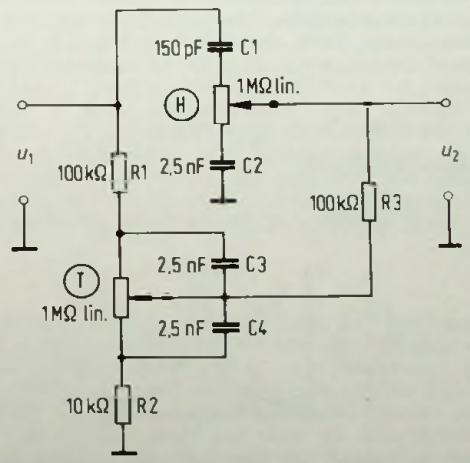


Bild 4.07 Klangeinsteller für hohe und tiefe Frequenzen

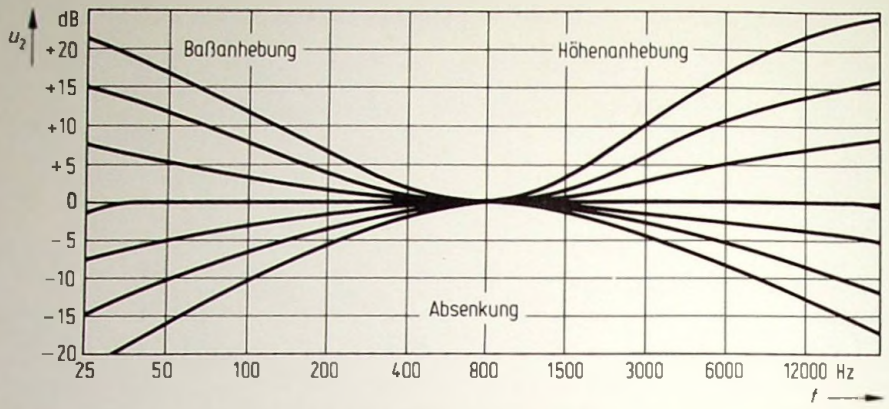


Bild 4.08 Wirkung des Klangeinstellers 4.07 (Fächerentzerrer)

Ausgang gelangen, es entsteht eine „Baßanhebung". In der unteren Schleiferstellung hat der kapazitive Widerstand von C 3 für tiefe Frequenzen wenig Einfluß, sie werden abgesenkt. — Der Widerstand R 3 entkoppelt die Ausgänge der beiden Spannungsteiler voneinander, damit sie sich nicht gegenseitig beeinflussen.

Da sich die Kurven in Bild 4.08 wie ein Kuhschwanz auf und nieder schwenken lassen, trägt dieser Klangeinsteller bei den Technikern den Namen „Kuhschwanz-Entzerrer". Wer einen mehr seriösen Ausdruck anwenden will, sagt „Fächer-Entzerrer".

Eigenschaften von Schwingkreisen

Bild 4.11 Resonanzwiderstand eines Parallelschwingkreises

Der Wechselstromwiderstand X_C eines Kondensators steigt bei tiefen, der einer Spule bei hohen Frequenzen. Durch Parallelschalten erhält man einen Schwingkreis. Bei der Resonanzfrequenz f_r ist

$$X_C = X_L \quad \text{bzw.} \quad \frac{1}{\omega C} = \omega L$$

Daraus ergibt sich

$$f_r = \frac{0{,}159}{\sqrt{L\,C}}$$

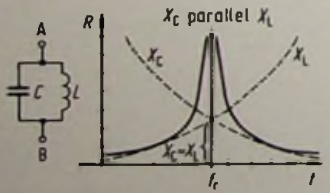


Bild 4.11 Verlauf der Einzelwiderstände und der Parallelschaltung von C und L bei verschiedenen Frequenzen

Trägt man die für verschiedene Frequenzen gemessenen Impedanzwerte in ein Diagramm ein, dann ergibt sich bei f_r ein bedeutend höherer Wert als für die Einzelimpedanzen von L und C. Man nennt dies den Resonanzwiderstand und bezeichnet die Kurve als Resonanzkurve. Statt der Impedanzwerte kann man auch die am Kreis bei verschiedenen Frequenzen herrschenden Spannungen messen und als Kurve auftragen. Im Prüffeld und in der Servicewerkstatt bildet man die Kurven auf dem Bildschirm eines Elektronenstrahl-Oszillografen ab. Dazu benutzt man einen Meßsender, der selbsttätig das gewünschte Frequenzband durchstimmt (wobbelt).

Die Resonanzwirkung ist von größter Bedeutung für die Funktechnik. Durch „Abstimmen" eines Kreises auf die Frequenz eines Senders ergibt sich dafür eine größere Spannung als für alle anderen Frequenzen. Dadurch ist es überhaupt erst möglich, eine gewünschte Empfangsfrequenz aus der Vielzahl der vorhandenen herauszusieben. — In Bild 4.11 ist die Skala für R linear, die für f logarithmisch geteilt, um deutlicher zu machen, wie sich die Form der Resonanzkurve ergibt. Bei linearer Frequenzskala müßte X_L als Gerade dargestellt werden.

Bild 4.12 Größe des Resonanzwiderstandes

Man denke sich den Parallelschwingkreis in Reihe mit einem hochohmigen Widerstand R an der Hf-Spannung u liegend. Dann verhält sich

$$R_p : R = u_2 : u_1 \quad \text{d. h.} \quad R_p = R\frac{u_2}{u_1}$$

Beim Durchmessen ergibt sich dann, daß R_p bei der Resonanzfrequenz um einen Faktor Q größer ist als der induktive oder kapazitive Widerstand allein:

$$R_p = Q \cdot \omega L = Q \cdot \frac{1}{\omega C}$$

Bei verlustfreier Kapazität (Luftdrehkondensator) entspricht Q der in Bild 2.54 erwähnten Spulengüte $Q = \frac{\omega L}{r}$. Damit wird

$$R_p = \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{1}{\omega C} \qquad R_p = \frac{L}{r \cdot C}$$

Der Vorwiderstand R entspricht bei Hf-Verstärkern dem Innenwiderstand R_i der Stufe, und u ist gleich der Quellspannung e. Die Verstärkerwirkung beruht auf dem hohen Resonanzwiderstand des Kreises. Er bewirkt eine hohe Spannungsverstärkung.

Der hohe Resonanzwiderstand wird auch zum Sperren von Störfrequenzen ausgenutzt. Ein solcher Sperrkreis in der Signalleitung wird auf die Störfrequenz abgestimmt und stellt einen so hohen Widerstand nur für diese Frequenz dar, daß die Störspannung dahinter stark herabgesetzt wird.

Bild 4.13 und 4.14 Bandbreite eines Kreises

Ein Schwingkreis mit Ferritkernspule und Hf-Litze ergibt bei gleichbleibender Spannung u in der Schaltung Bild 4.12 eine größere Resonanzspannung u_2 als eine Luftspule mit Volldraht. Je höher die Resonanzspannung ist, desto besser ist die Spule oder der Schwingkreis. Das Verhältnis von Resonanzspannung zur zugeführten Spannung wird als Kreisgüte Q bezeichnet (Q = Qualität). Bei verlustfreiem Kondensator ist die Kreisgüte Q identisch mit der Spulengüte

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

Q hängt also vom Wirkwiderstand r ab (vgl. Bild 2.54). Ein schlechter Kreis ist stärker gedämpft. Die Dämpfung d ist gleich dem Kehrwert des Gütefaktors und entspricht bei verlustfreiem Kondensator gleichzeitig dem tan δ der Spule:

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{r}{\omega L} = \tan \delta$$

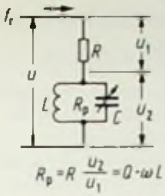


Bild 4.12 Anordnung zum Aufnehmen von Resonanzkurven

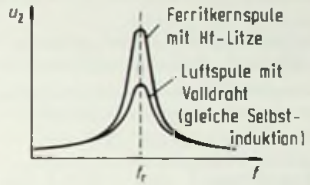


Bild 4.13 Resonanzkurven von Kreisen verschiedener Güte

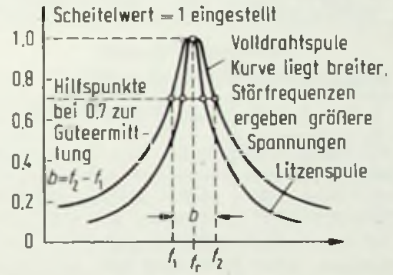


Bild 4.14 Resonanzkurven, bezogen auf den einheitlichen Scheitelwert 1,0

Der Zahlenwert für die Güte läßt noch nicht erkennen, wie der Kreis Nachbarfrequenzen unterdrückt. Deshalb wird zweckmäßig beim Aufnehmen von Resonanzkurven die Spannung so eingestellt, daß nach Bild 4.14 der Scheitelwert gerade 1 V beträgt. Der schlechte Kreis hat daher eine breitere Resonanzkurve. Das bedeutet: Störende Nachbarsender werden von ihm weniger gut unterdrückt. Der Abstand zwischen den Frequenzen f_1 und f_2, bei dem die Spannung gerade auf 0,7 V absinkt, wird Bandbreite b genannt. Sie hängt gleichfalls von der Güte ab:

$$b = \frac{f_r}{Q}$$

Geringere Güte Q heißt aber auch, daß der Resonanzwiderstand geringer ist. Hier gilt das gleiche, wie bereits bei der Bandbreite von RC-Gliedern in Bild 4.06 besprochen: Fordert man größere Bandbreite, um auch weiterabliegende Frequenzen gut zu übertragen, dann muß man mit dem Widerstandswert herabgehen, also den Kreis dämpfen. Das bedeutet Verstärkungsverlust und niedrigere Spannung am Kreis.

Bild 4.15 Bandbreite und Resonanzwiderstand bei verschiedenen Frequenzen

Überschläglich kann man bei guten Kreisen eine Güte von rund 100 annehmen. Daraus ergeben sich die *Tabellenwerte*. Sie bedeuten:

1. *Langwellenkreise* haben geringe Bandbreiten und große Resonanzwiderstände.. Sie ergeben gute Trennschärfe und hohe Resonanzspannungen.

2. *Mittelwellenkreise* haben größere Bandbreiten und kleinere Resonanzwiderstände als im Langwellengebiet. Trennschärfe und Resonanzspannungen sind daher geringer.

3. Im *Kurzwellen-Bereich* sind die Resonanzkurven sehr breit (60...200 kHz). Die sehr niedrigen Resonanzwiderstände von 7,5 bis 25 kΩ ergeben nur kleine Resonanzspannungen.

4. Im *UKW*-Bereich beträgt die Bandbreite 1000 kHz, ist also etwa so breit wie der gesamte Mittelwellenbereich; der Resonanzwiderstand ist auf 5,3 kΩ abgesunken.

Langwellenbereich $L = 2000\ \mu H$, $Q = 100$						
f	150	200	250	380	350	kHz
b	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	kHz
R_a	190	250	310	300	440	kΩ
Mittelwellenbereich $L = 200\ \mu H$, $Q = 100$						
f	500	750	1000	1250	1500	kHz
b	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0	kHz
R_a	63	94	126	157	188	kΩ
Kurzwellenbereich $L = 2\ \mu H$, $Q = 100$						
λ	50	40	30	20	15	m
f	6	7,5	10	15	20	MHz
b	60	75	100	150	200	kHz
R_a	7,5	9,4	12,6	19	25	kΩ
UKW-Bereich, $f = 100$ MHz $C = 30$ pF, $Q = 100$						
$b = 1000$ kHz				$R_a = 5{,}3$ kΩ		

Bild 4.15. Bandbreiten und Resonanzwiderstände in den einzelnen Bereichen

Bild 4.16 Serienwiderstand eines Schwingkreises

Werden Spule und Kondensator in Reihe geschaltet, so ergeben sich für die Resonanzfrequenz sehr kleine Widerstandswerte. Die Blindwiderstände X_C und X_L heben sich auf, und wirksam bleibt nur der Widerstandswert R_S der Serienschaltung. Er entspricht der Summe der Verlustwiderstände $r_C + r_L$ aus Bild 2.61. Dieser Serienwiderstand R_S ist Q-mal kleiner als der Wechselstromwiderstand der Spule oder des Kondensators allein:

$$R_S = \frac{X_L}{Q} = \frac{X_C}{Q} = \frac{\omega L}{Q} = \frac{1}{Q \cdot \omega C}$$

Serienresonanzkreise dienen als Saugkreise für Störfrequenzen. Sie werden zwischen Signalleitung und Nulleitung geschaltet und stellen für die Störfrequenzen einen so niedrigen Widerstand dar, daß diese kurzgeschlossen werden. Weiterabliegende Frequenzen werden dagegen nicht beeinträchtigt.

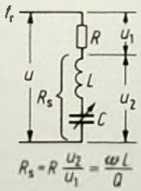


Bild 4.16 Resonanzwirkung eines Reihenkreises

Phasenwinkel bei Schwingkreisen

Bild 4.17 und 4.18 Phasengang eines Parallelschwingkreises

Der Phasengang von Schwingkreisen ist wichtig für FM-Demodulatoren. Diese Signalumsetzer beruhen vielfach darauf, daß die einzelnen Frequenzen des Modulationsspektrums unterschiedliche Phasendrehungen erfahren und daraus das tonfrequente Signal zurückgewonnen wird. Für einen Einzelkreis ergibt sich der grundsätzliche Phasenverlauf Bild 4.17. Für die Resonanzfrequenz ist der Phasenwinkel $\varphi = 0$. Niedrige Frequenzen ergeben positive Phasenwinkel, höhere Frequenzen negative Phasenwinkel. Die Größtwerte liegen bei $+ 90°$ und $- 90°$.

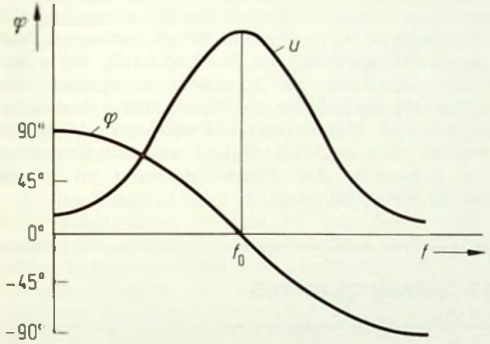


Bild 4.17 Phasen- und Amplitudenverlauf eines Parallelschwingkreises

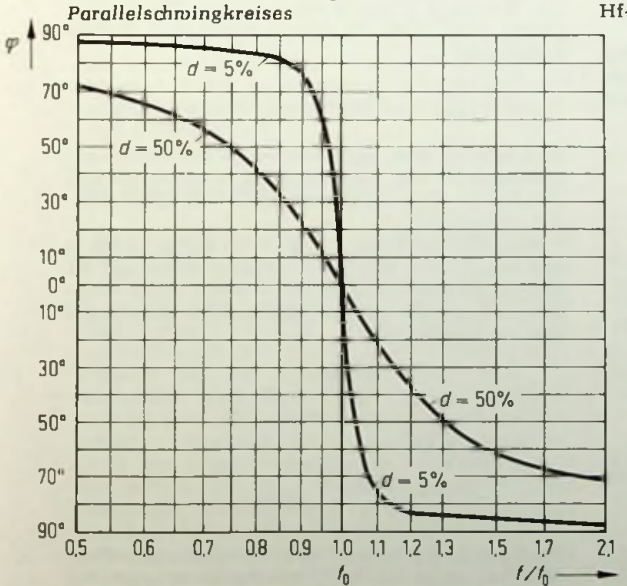
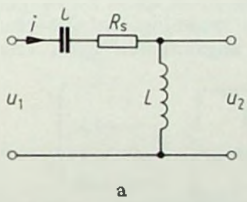


Bild 4.18 Bei größerer Dämpfung verläuft die Phasenkurve flacher

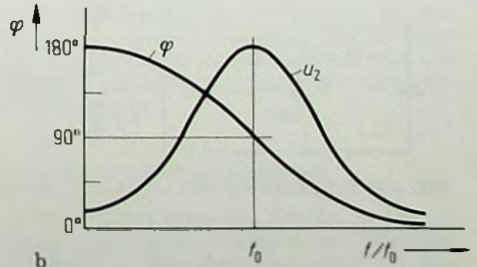
Damit ein Signalumsetzer von Frequenz auf Phasenwinkel verzerrungsfrei arbeitet, muß auch die Phasenkennlinie eine große „Bandbreite" haben. Ähnlich wie bei RC-Gliedern oder Resonanzkurven erreicht man dies, indem man den Impedanzwert herabsetzt, also die Dämpfung vergrößert. In Bild 4.18 sind die normierten Kurven für $d = 5\,\%$ und $d = 50\,\%$ gezeichnet. Bei dem stark gedämpften Kreis verläuft der Phasenwinkel in einem weit größeren Gebiet linear. Bei der Resonanzfrequenz ist der Phasenwinkel $\varphi = 0$, wie bereits im vorigen Bild erläutert wurde.

Bild 4.19 Phasengang eines Serienkreises in Vierpolschaltung

Manche FM-Demodulatoren benötigen Schwingkreisanordnungen, bei denen die Ausgangsspannung im Resonanzfall um $\varphi = 90°$ gegenüber der Eingangsspannung gedreht ist. Dies bewirkt ein nach Bild 4.19a als Vierpol geschalteter Serienresonanzkreis. Er wirkt für den zugeführten Hf-Strom i bei Resonanz als niedriger reeller



a



b

Bild 4.19 Serienschwingkreis in Vierpolanordnung; a = Schaltung; b = Phasen- und Amplitudenverlauf

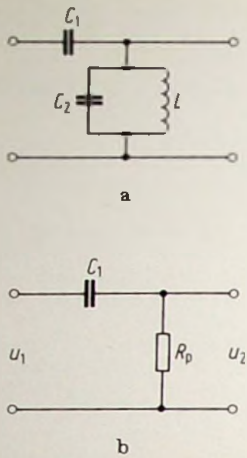


Bild 4.20 Parallelkreis als Hochpaß; a = Schaltung; b = Ersatzschaltung im Resonanzfall

Widerstand R_S. Induktiver Widerstand X_L und kapazitiver Widerstand X_C sind entgegengesetzt gerichtet und heben sich bei Resonanz auf. Der große reelle Resonanzstrom i erzeugt an der Induktivität L eine um $\varphi = +90°$ voreilende maximale Resonanzspannung u_2. Bild 4.19b zeigt den Amplituden- und Phasenverlauf der Ausgangsspannung.

Bild 4.20 Phasengang eines Parallelkreises in Vierpolschaltung

Die gleiche Wirkung erzielt man mit einem Parallelschwingkreis nach Bild 4.20a, wenn eine Kapazität C_1 in die Zuleitung geschaltet wird. Man kann sich im Resonanzfall die Anordnung nach Bild 4.20b als Serienschaltung der Kapazität C_1 und eines Widerstandes R_p vorstellen. Die Spannung an R_p ist dann um 90° phasenverschoben gegen die Spannung an der Kapazität. Beim Anlegen verschiedener Frequenzen verläuft die Spannung u_2 wieder in Form einer Resonanzkurve. Der Phasenwinkel ändert sich ebenfalls von 90° aus in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Linearität der Phasenänderung ist jedoch besser als in Bild 4.19.

Besondere Formen von Schwingkreisen

Bild 4.21 und 4.22 Angezapfter Schwingkreis

Wird die Spule eines Schwingkreises angezapft oder eine Wicklung mit kleinerer Windungszahl induktiv angekoppelt, dann erscheint zwischen den Klemmen A und B ein nach dem Übertragergesetz (vgl. 3.43) herabtransformierter Widerstandswert

$$R = \frac{R_p}{\ddot{u}^2} \qquad \text{bei } \ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} \text{ bzw. } w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}}$$

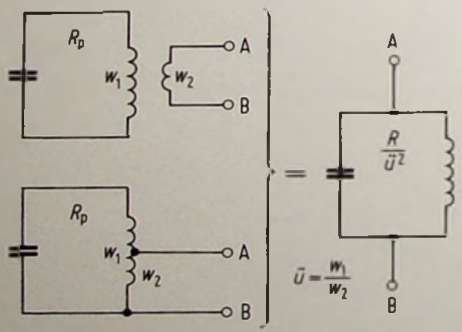


Bild 4.21 Schwingkreis mit induktiver Anzapfung

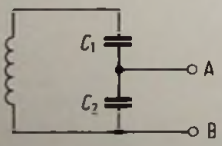


Bild 4.22 Kapazitiv angezapfter Schwingkreis

Man benutzt dies, um die hochohmigen Resonanzwiderstände von Parallelschwingkreisen an niederohmige Eingangswiderstände von Transistoren anzupassen.

Beispiel: Ein Kreis mit $R_p = 60\ k\Omega = 60\,000\ \Omega$ und einer Spule mit $w_2 = 72$ Windungen soll an den Eingangswiderstand $R_E = 750\ \Omega$ eines Transistors angepaßt werden. Bei welcher Windungszahl ist anzuzapfen?

$$\ddot{u}^2 = \frac{R_p}{R_E} = \frac{60\,000}{750} = 80$$

$$\ddot{u} = \sqrt{80} \approx 9$$

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{72}{9} = 8 \text{ Wdg.}$$

Die Schwingkreisspannung wird dabei zwar ebenfalls auf rund $^1/_{10}$ herabtransformiert, aber bei höher liegender Anzapfung würde der niederohmige Belastungswiderstand den Resonanz-

widerstand ganz erheblich verschlechtern, so daß die Verhältnisse weit ungünstiger wären.

Da Spulenanzapfungen herstellungstechnisch ungünstig sind, zapft man in solchen Fällen die Schwingkreise oft nach Bild 4.22 kapazitiv an. Man bildet also die Kreiskapazität als Spannungsteiler aus und greift die niedrigere Teilspannung an der größeren Kapazität C_2 ab. Auf diese Weise lassen sich ebenfalls niederohmige Belastungswiderstände an einen Schwingkreis anpassen.

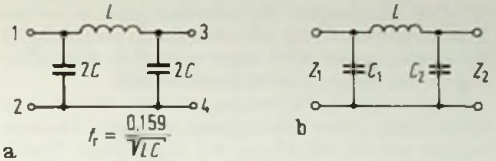


Bild 4.23 π-Kreis oder π-Filter; a = mit symmetrischen Kapazitäten; b = als Anpassungsfilter zwischen den Impedanzen Z_1 und Z_2

Bild 4.23 Der π-Kreis

Seine Kapazität besteht ebenfalls aus zwei in Reihe liegenden Teilkapazitäten. Der Kreis ist als Vierpol geschaltet. Beim symmetrischen π-Kreis, Bild 4.23a, hat jeder Kondensator den Wert 2 C; dann gilt die normale Resonanzformel. Mit verschieden großen Kapazitäten, Bild 4.23b, kann man den π-Kreis als Anpassungsfilter für unterschiedliche Quellwiderstände und Belastungswiderstände benutzen. Eigenschaften des π-Kreises:

1. Am Eingang oder Ausgang liegende zusätzliche Kapazitäten werden in den Kreis einbezogen. So dient der π-Kreis dazu, die sonst störende Kapazität des Antennenkabels von Autoradioempfängern zur Schwingkreiskapazität zu addieren. Zur Bereichsabstimmung muß dann die Spule als Variometer ausgebildet sein.
2. Die Elemente L und C_2 wirken als Tiefpaß und unterdrücken höhere Frequenzen.
3. Mit dem π-Filter kann man niederohmige Antennen an hochohmige Verstärkervierpole anpassen, z. B. bei Autoempfängern und bei Sendeantennen. KW-Amateure nennen diese Anordnung *Collins-Filter*.

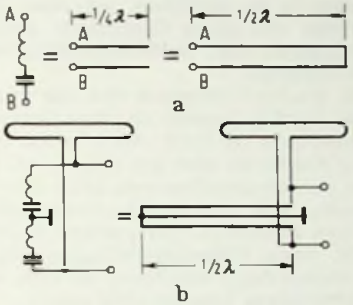


Bild 4.24 Eine offene λ/4-Leitung oder eine kurzgeschlossene λ/2-Leitung hat die Eigenschaften eines Serienresonanzkreises

Bild 4.24 UKW-Stichleitungen

Für hohe Frequenzen dienen Lecherleitungen oder Stichleitungen als Resonanzkreise. Sie bestehen aus parallelgeführten Drahtstücken bestimmter Länge. Als Saugkreis wirkt nach Bild 4.24a entweder ein am anderen Ende offenes Paralleldrahtsystem von etwa einer viertel Wellenlänge oder ein kurzgeschlossenes Stück von der halben Wellenlänge des zu sperrenden Frequenzbandes. UKW-Rundfunkempfänger erhalten mitunter Sperrkreise für rund 1,5 m Wellenlänge, damit sie keine Störungen im Fernsehband III verursachen. Für diese Wellenlänge bestehen die Saugkreise aus 30 oder 60 cm langen Drahtstükken, denn bei isolierten Drähten muß wegen der größeren Kapazität die Stichleitung kürzer als eine viertel oder eine halbe Wellenlänge sein.

Die Saugkreise werden zwischen Antennenleitung und Erde angeschlossen. Da Dipolantennen

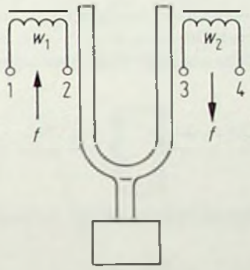


Bild 4.25 Stimmgabel als Resonanzkreis

symmetrisch gegen Erde ausgebildet sind, braucht man zwei Lechersysteme, die nach Bild 4.24b zu drei Leitungen vereinigt werden können. Sie bestehen aus miteinander verdrillten und zu einer Locke aufgewickelten isolierten Drähten oder aus drei parallel geführten Leitungszügen einer gedruckten Schaltung.

Bild 4.25 Stimmgabel-Resonatoren

LC-Schwingkreise erfordern Spulen, Spulen zu wickeln ist umständlich, Spulen hoher Güte sind teuer. Deswegen ging man dazu über, für fest abgestimmte Kreise andersartige Resonatoren zu verwenden. Bei ihnen wird die elektrische Schwingung auf ein schwingfähiges mechanisches

Gebilde übertragen. Es schwingt nur in seiner Eigenfrequenz. Diese sehr konstante mechanische Schwingfrequenz wird dann wieder in eine elektrische Schwingung zurückverwandelt.

Hierzu ein Gedankenexperiment: Neben der einen Zinke einer Stimmgabel wird ein Elektromagnet mit der Wicklung w 1 angeordnet. Speist man sie mit Wechselspannung von der Eigenfrequenz f der Stimmgabel, dann beginnt die Gabel kräftig zu schwingen. Die andere mitschwingende Zinke erzeugt dann nach dem Induktionsgesetz in der Wicklung w 2 eines ähnlich aufgebauten, von einem Gleichstrom gespeisten Elektromagneten eine Wechselspannung von der gleichen Frequenz.

Weicht die Speisefrequenz von der Eingangsfrequenz der Stimmgabel ab, dann kommt die Gabel nicht recht „in Tritt". Sie schwingt nur mit kleinerer Amplitude oder gar nicht. Beim Durchstimmen der Eingangsfrequenz kann man daher am Ausgang eine Resonanzkurve mit sehr steilen Flanken ausmessen. Die gesamte Anordnung entspricht einem Schwingkreis hoher Güte, obgleich zwischendurch das Signal in eine mechanische Schwingung umgewandelt wurde.

Bild 4.26 Schwingquarze, Keramikschwinger

In dünne Scheiben geschnittene und geschliffene Quarzkristalle lassen sich wie eine Stimmgabel zu mechanischen Eigenschwingungen anregen. Die Quarzscheibe erhält zwei Elektroden, so daß eine Art Kondensator entsteht. Führt man einer Elektrode ein Frequenzspektrum Δf zu, dann erscheint an der anderen nur die Resonanzfrequenz f_r des Quarzes. Die Wirkung beruht darauf, daß im Quarz mechanische Druckwellen von seiner Eigenresonanz entstehen. Je nach den Abmessungen und dem Schliff liegen die Resonanzfrequenzen zwischen einigen Kilohertz bis zu rund 100 MHz.

Setzt man einen Quarz unter Druck, dann liefert er eine proportionale Spannung. Man bezeichnet dies als Piezoeffekt [1]), also: Spannung am Quarz erzeugt Druckwellen – Druck auf den Quarz erzeugt Spannung. Dies wird ausgenutzt bei Kristallmikrofonen und Kristalltonabnehmern. Anstelle von Quarz verwendet man dort Seignettesalz, das ebenfalls den piezoelektrischen Effekt aufweist. Für Hochfrequenzfilter benutzt man anstelle der teuren Naturquarze Schwingelemente aus einem keramischen Werkstoff, aus Bariumtitanat.



Bild 4.26 Schwingkristall als Resonanzkreis

Bild 4.27 und 4.28 Ersatzschaltung und Resonanzfrequenzen von Schwingkristallen

Für Quarz- oder Keramikschwinger gilt die Ersatzschaltung Bild 4.27a. Sie entspricht einem Serienresonanzkreis $C_1 - L - r$ mit der Frequenz f_s und der parallelliegenden Halterungskapazität C_0. Durch Umzeichnen erhält man Bild 4.27b. Der Quarz stellt nun einen kapazitiv angezapften Parallelschwingkreis dar. Für dessen Resonanzfrequenz f_p liegen die Kapazitäten C_1 und C_0 in Serie. Die Gesamtkapazität ist daher kleiner als bei dem Reihenkreis Bild 4.27a. Die kleinere Kreiskapazität ergibt eine höhere Parallelresonanzfrequenz f_p als die Serienfrequenz f_s. Außerdem bedeutet Parallelresonanz einen hohen Impedanzwert.

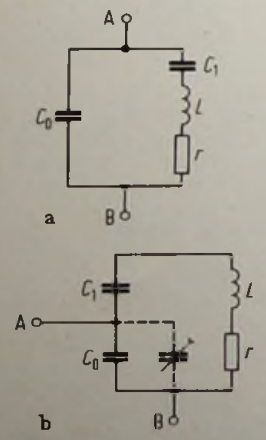


Bild 4.27 Ersatzschaltung für Schwingkristalle

Nimmt man die Impedanzwerte eines Quarz- oder Keramikschwingers in Abhängigkeit von der Frequenz auf, dann ergibt sich ein Verlauf nach Bild 4.28. Er gehört zu einem Kristallelement mit der Serienfrequenz 465 kHz für den Zf-Teil eines Empfängers.

Die Serienresonanzfrequenz f_s eines solchen Schwingelementes ist konstant. Die Parallelresonanzfrequenz f_p läßt sich etwas beeinflussen, indem man einen kleinen Trimmerkondensator parallel zu C_0 in Bild 4.27b schaltet. Die Gesamtkapazität des Parallelkreises wird dann größer, seine Resonanzfrequenz niedriger. Durch Verstellen des Trimmers läßt sich also diese Frequenz etwas „ziehen". Das wird ausgenutzt, um in Sendern und bei Normalfrequenzanlagen den vorgesehenen Frequenzwert ganz exakt einzustellen.

1 piezein (griechisch) = zusammendrücken.

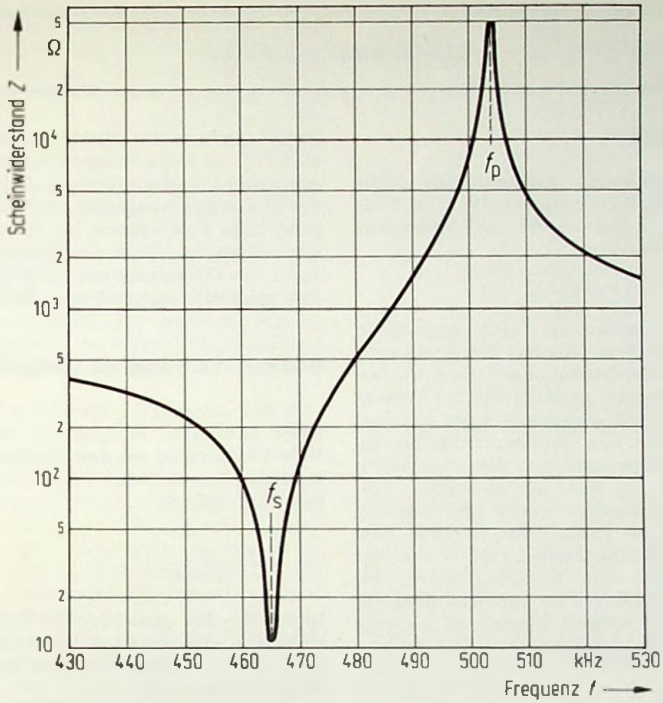


Bild 4.28 Serien- und Parallelresonanz bei einem Schwingkreis

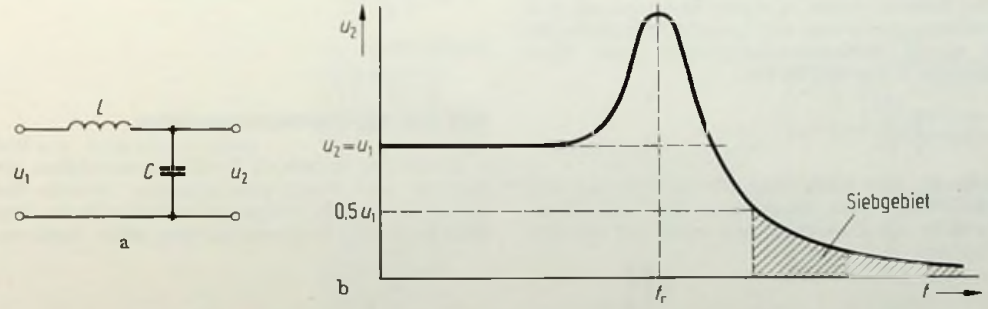


Bild 4.29 Schaltung und Siebwirkung eines LC-Siebgliedes

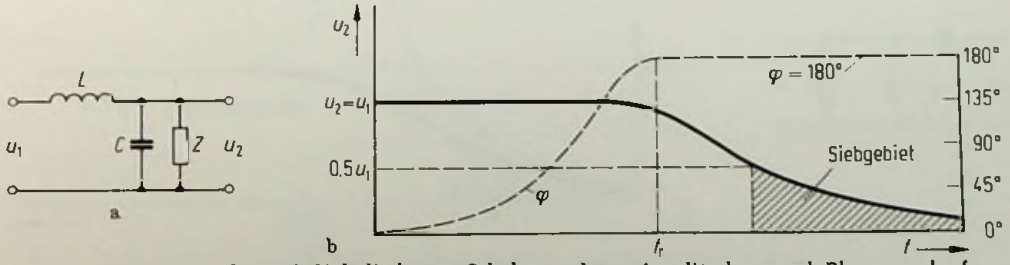


Bild 4.30 Angepaßtes LC-Siebglied; a = Schaltung; b = Amplituden- und Phasenverlauf

LC-Glieder als Filter

Bild 4.29 LC-Siebglied

LC-Vierpole ermöglichen wirkungsvolle Siebschaltungen für breite Frequenzbänder. Die Tiefpaßschaltung Bild 4.29a ergibt im *Siebgebiet* Bild 4.29b den Siebfaktor

$$s = \omega^2 L C \qquad s = 4\pi^2 f^2 L C$$

Die Siebwirkung verbessert sich gegenüber einem RC-Glied mit dem Quadrat der Frequenz. Außerdem ist der Gleichspannungsverlust an der Induktivität L bedeutend geringer als bei Widerstandssiebung. Die Siebwirkung besteht nur bei Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz f_r. Für f_r besteht Serienresonanz, die Ausgangsspannung u_2 wird zur Resonanzspannung. LC-Siebglieder mit Eisenkerndrosseln und Kapazitäten von 30...100 µF dienen im Netzteil von Empfängern dazu, die Brummfrequenz von 50 Hz oder 100 Hz hinter dem Netzgleichrichter zu sperren. UKW-Siebglieder im Hochfrequenzteil arbeiten mit kleinen Induktivitäten und Kapazitäten von einigen Nanofarad.

Bild 4.30 Angepaßtes LC-Siebglied

Die Resonanzstelle in einem Siebglied läßt sich beseitigen, wenn man den Vierpol nach Bild 4.30a mit einem Anpassungswiderstand bzw. einer Impedanz Z von der Größe

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

abschließt. Bild 4.30b zeigt den Amplituden- und Phasenverlauf bei Anpassung bzw. Belastung. Unterhalb der Grenzfrequenz wirkt auf die Eingangsklemmen des Vierpols nur der Wirkwiderstand Z, und die Eingangsspannung gelangt ungeschwächt an den Ausgang. Allerdings dreht sich die Phase der Ausgangsspannung von $\varphi = 0°$ für sehr tiefe Frequenzen bis zu $\varphi = 180°$ bei der Grenzfrequenz. Von der Grenzfrequenz ab tritt dann die Dämpfung ein, aber die Ausgangsphasenlage bleibt nun mit $\varphi = 180°$ konstant.

Bild 4.31 LC-Glied als Hochpaß

In der Anordnung Bild 4.31a läßt der Kondensator C höhere Frequenzen besser durch, und tiefe Frequenzen werden durch die Induktivität L kurzgeschlossen. Man erhält einen Hochpaß mit der Siebwirkung

$$s = \frac{1}{\omega^2 L C}$$

innerhalb des gestrichelten Gebietes. Auch hier schrumpft der Resonanzhöcker zusammen, wenn man den Ausgang mit dem Anpassungs- oder Wellenwiderstand

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

abschließt.

Bild 4.32 LC-Tonfrequenzweichen

LC-Glieder dienen als Tonfrequenzweichen, um Tiefton- und Hochtonlautsprechern jeweils das für sie bestimmte Frequenzband zuzuführen. Das Bild zeigt die Weichenschaltung einer hochwer-

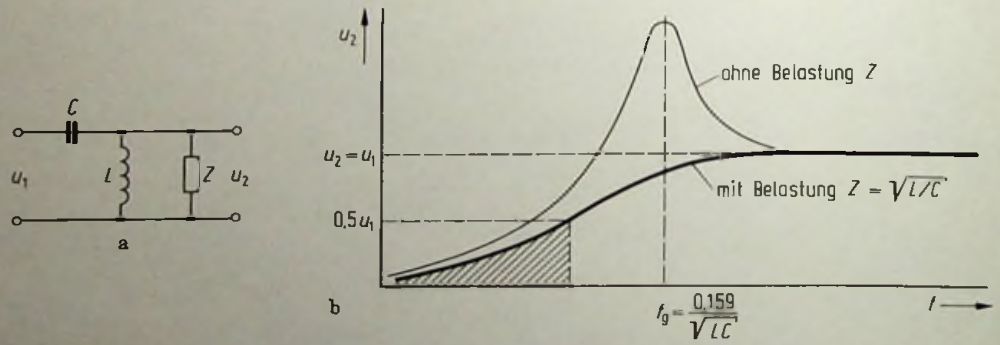


Bild 4.31 LC-Hochpaß; a = Schaltung; b = Durchlaßkurve

tigen Lautsprecherbox. Das Hochtonsystem wird über einen LC-Hochpaß gespeist. Seine Grenzfrequenz errechnet sich zu 3750 Hz. Darunterliegende Frequenzen werden also gesperrt. Die Widerstände von 3,5 Ω und 10 Ω setzen die Spannung herab bzw. unterdrücken die Resonanzstelle.

Dem Mitteltonlautsprecher ist ein Serienresonanzkreis vorgeschaltet, der das Frequenzgebiet um 1400 Hz bevorzugt. Infolge der Dämpfung durch den Lautsprecherwiderstand liegt das Durchlaßband genügend breit.

Das Tieftonsystem wird gegen höhere und mittlere Frequenzen durch eine Drossel abgeriegelt. Die Grenzfrequenz aus dem Blindwiderstand ωL und dem Lautsprecherwiderstand R liegt bei etwa 240 Hz.

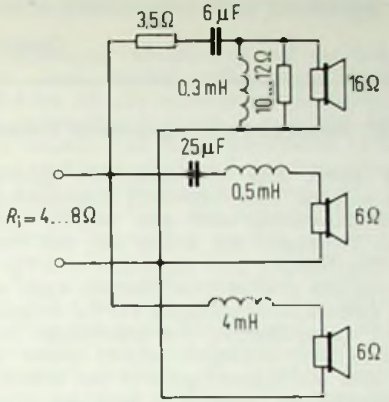


Bild 4.32 Tonfrequenzweichen für Lautsprecherboxen

Bild 4.33 Antennenweichen

Für UKW-Empfänger (Bereich II) und Fernsehempfänger (Bereiche I, III, IV und V) müssen getrennte Antennen vorgesehen werden, da Dipole mit ihren auf $\lambda/4$ abgestimmten Stablängen stets nur für einen Empfangsbereich geeignet sind. Lästig wäre, wenn man für jede Antenne ein eigenes Kabel vom Dach in die Wohnung führen müßte. Man schließt deshalb die Antennen über Hoch- und Tiefpässe an ein gemeinsames Kabel an und führt in der Wohnung über eine umgekehrt wirkende Weiche die Frequenzbänder der Fernseh- und der Rundfunksteckdose zu. Die Grenzfrequenz der Filter legt man bei einer solchen Anordnung etwa in die geometrische Mitte zwischen die beiden zusammenzuführenden Bereiche. Das geometrische Mittel ist die Wurzel aus zwei miteinander multiplizierten Zahlenwerten. Bereich II endet bei 100 MHz, Bereich III beginnt bei 174 MHz, man legt dann die Grenzfrequenz auf

$$f_g = \sqrt{100 \cdot 174} = 132 \text{ MHz}$$

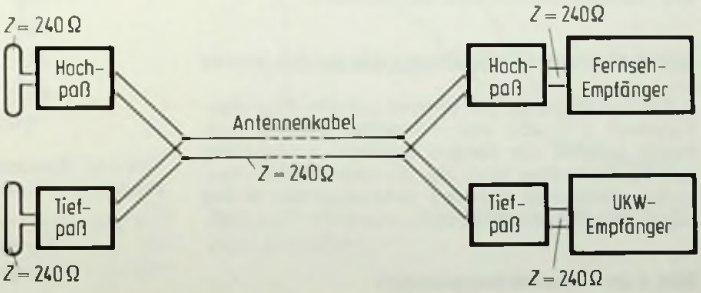


Bild 4.33 Antennenweichen

Gekoppelte Kreise

Bild 4.41 Resonanzkurven getrennter Kreise

Zwei durch eine Verstärkerstufe getrennte Kreise ergeben eine schmalere Resonanzkurve als ein Einzelkreis, also eine bessere Trennschärfe. Verursacht ein Störer auf der Flanke eines Einzelkreises eine Spannung von $^1/_{10}$ der Spannung des gewünschten Senders, dann wird sie am zweiten Kreis nochmals auf $^1/_{10}$, insgesamt also auf $^1/_{100}$ geschwächt. Die gemeinsame Resonanzkurve von mehreren Kreisen ergibt sich, indem man die Spannungswerte der Einzelkurven multipliziert. Dabei setzt man den Höchstwert der Kurven gleich 1 und erhält dann „normierte Kurven" [1].

Bild 4.42 Resonanzkurven gekoppelter Kreise

Direkt gekoppelte Kreise ergeben bei loser Kopplung eine schmale Gesamtkurve, ähnlich wie die beiden vollständig entkoppelten Kreise in Bild 4.41. Bei festerer Kopplung verbreitert sich die Kurve. Die Kuppe bekommt zwei Höcker mit einer Einsattelung, die Flanken bleiben gleich steil. Die Bandbreite der Kurve kann also durch den Kopplungsgrad eingestellt werden. Derartige Bandfilter lassen die Seitenbänder von modulierten Sendern gleichmäßig gut hindurch.

Bild 4.43 Induktive Kopplung der beiden Kreise

Ein Bandfilter ist ein Vierpol mit den Eingangsklemmen 1–2 und den Ausgangsklemmen 3–4. Meist werden die Spulen induktiv miteinander gekoppelt, indem man sie in einem durch Versuche ermittelten Abstand nebeneinander in ein Abschirmgehäuse einbaut.

Bild 4.44 Fußpunktkopplungen

Es gibt mehrere Möglichkeiten, zwei Abstimmkreise miteinander zu koppeln, um eine Bandfilterwirkung zu erzielen.

Bild 4.44a. Vom weiter entfernt angeordneten oder abgeschirmten zweiten Kreis führt eine Kopplungswicklung zum ersten Kreis.

Bild 4.44b. Die beiden voneinander abgeschirmten Spulen sind am Fußpunkt über einen gemeinsamen Spulenteil gekoppelt. Diese gemeinsame Induktivität entspricht dann dem Wert M in Bild 2.56.

Bild 4.44c. Die beiden voneinander abgeschirmten Spulen sind am Fußpunkt über eine gemeinsame Kapazität gekoppelt.

Diese Ausführung wird vorgezogen, weil ein Kondensator billiger kommt und einfacher anzubringen ist als eine zusätzliche Spulenwicklung.

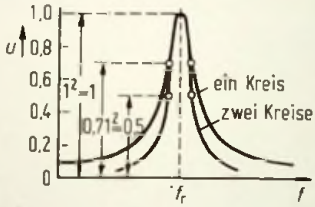


Bild 4.41 Resonanzkurven eines Einzelkreises und zweier durch Verstärkerstufen entkoppelter Kreise

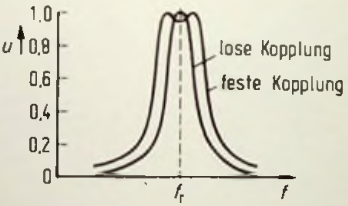


Bild 4.42 Resonanzkurve von zwei gekoppelten Kreisen bei loser und fester Kopplung

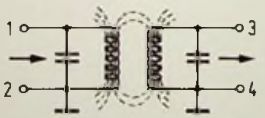
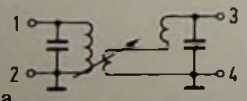
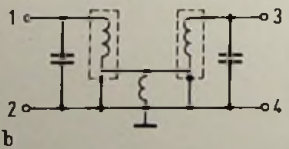


Bild 4.43 Gegenseitige induktive Kopplung der gesamten Spulenwicklungen

1 Vgl. Bild 4.14.





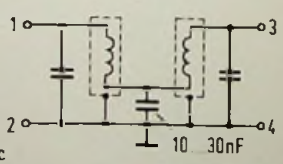


Bild 4.44 Fußpunktkopplungen; a = mit getrennter Kopplungswicklung; b = mit gemeinsamen Spulenteil; c = kapazitive Fußpunktkopplung

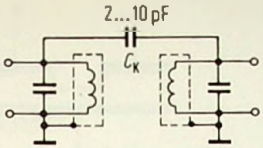


Bild 4.45 Bandfilter mit kapazitiver Kopplung am Scheitel der Kreise

Bild 4.45 Kapazitive Kopplung am Scheitel der Kreise

Die beiden Schwingkreise sind über eine kleine Kapazität C_K am Scheitel gekoppelt. Die Spulen sind voneinander abzuschirmen. Verwendet man anstelle des Festkondensators C_K eine Kapazitätsdiode, dann läßt sich die Bandbreite des Filters elektronisch steuern.

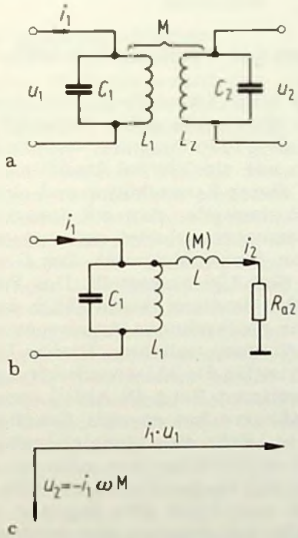


Bild 4.46 Zum Phasenverlauf von Bandfiltern; a = Bandfilter mit induktiver Kopplung M; b = Ersatzschaltung für den zweiten Kreis; c = Zeigerdiagramm

Bild 4.46 Phasengang eines Bandfilters

Gegenseitige Induktion M und der Sekundärkreis eines induktiv gekoppelten Bandfilters, Bild 4.46a, können durch eine Koppelspule L und den Resonanzwiderstand R_{a2} in Bild 4.46b ersetzt werden. Die Gegeninduktivität M bewirkt dabei im Resonanzfall nach dem Zeigerdiagramm Bild 4.46c einen Phasenwinkel von $\varphi = +90°$ am Sekundärkreis. Von der Resonanzfrequenz abweichende Frequenzen werden am ersten und am zweiten Kreis in der Phase gedreht. Die Kurve für den Ausgangsphasenwinkel verläuft daher nach Bild 4.46d steiler als bei einem Einzelkreis. Bei Verwendung als FM-Demodulator, also beim Umwandeln von Frequenzänderungen in Phasenänderungen, ergeben sich dadurch höhere Ausgangsspannungen. Ähnlich wirken auch kapazitiv gekoppelte Bandfilter.

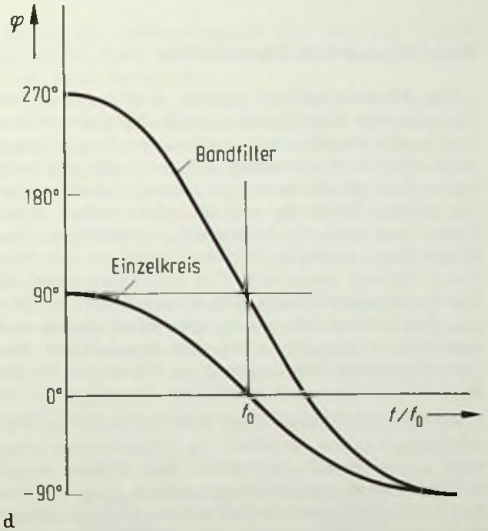


Bild 4.46d Phasenverlauf beim Einzelkreis und beim Bandfilter

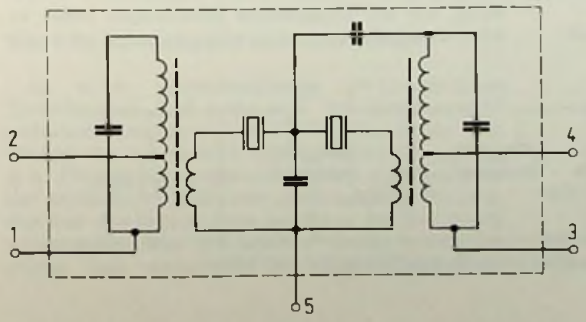
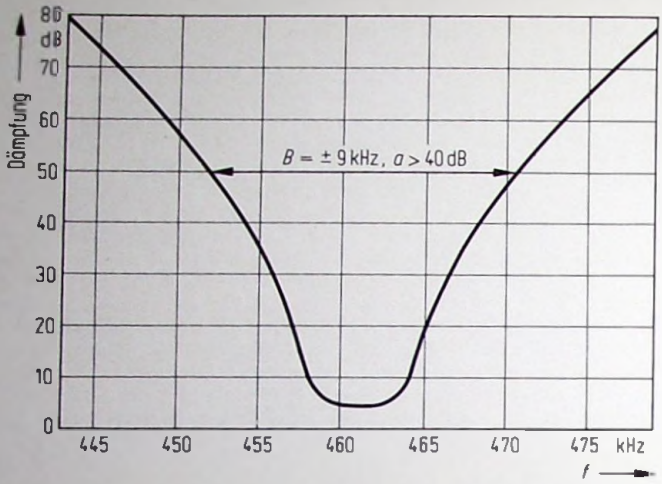


Bild 4.47 Anordnung eines Vierkreisfilters mit keramischen Schwingelementen



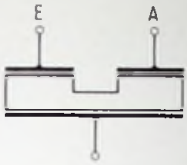


Bild 4.49 Vierpol-Keramikfilter aus zwei gekoppelten Schwingelementen

Bild 4.48 Resonanzkurve eines Vierkreis-Hybridfilters (Steatit-Magnesia)

Bild 4.47 und 4.48 Keramikfilter

Um Wickelarbeit zu sparen und trotzdem die Vorteile von Bandfiltern – große Flankensteilheit und große Bandbreite – zu erzielen, koppelt man zwei oder drei der unter 4.26 und 4.27 beschriebenen Kristallschwinger miteinander. Sie ergeben die gleiche Wirkung wie ein elektrisches Bandfilter. Man muß ein keramisches Bandfilter allerdings über normale Schwingkreise an die Verstärkerstufen anpassen. Die Schaltung zeigt ein Vierkreishybridfilter [1]) der Firma Steatit-Magnesia. Bei beiden Filterelementen wird die Serienresonanz ausgenutzt, um das gewünschte Frequenzband zu übertragen. Das Filter ist für die Zwischenfrequenz von 460 kHz ausgelegt.

Die Durchlaßkurve Bild 4.48 ist nicht in Verstärkungswerten, sondern in Dämpfungswerten, also kopfstehend gegenüber den bisher dargestellten Resonanzkurven gezeichnet. Man erkennt den breiten Kurvenscheitel mit einer Grunddämpfung von etwa 5 dB. Bei Verstimmung um ± 9 kHz ergibt sich im Mittel eine Dämpfung von über 40 dB. Gleichstarke Nachbarsender im Abstand 9 kHz werden also im Verhältnis 100 : 1 abgeschwächt.

1 hybrid (lateinisch) = von zweierlei Herkunft.

Bild 4.49 und 4.50 Fünfkreis-Hybridfilter

Bild 4.49 zeigt schematisch zwei mechanisch über einen Steg gekoppelte Keramikfilter. Sie wirken wie zwei hintereinander liegende Schwingkreise, also wie ein Vierpol-Bandfilter.

Mit zwei dieser Keramikfilter und einem elektrischen Schwingkreis, also mit insgesamt fünf Resonanzelementen, arbeitet ein weiterer Filterbaustein von Steatit-Magnesia. Die Grundschaltung ist in Bild 4.50 dargestellt. Das Filter wird als kompletter Baustein einschließlich der Schaltelemente für niederohmige Anpassung von Eingang und Ausgang geliefert. Dieses Fünfkreis-Hybridfilter ist für die FM-Zwischenfrequenz von 10,7 MHz bestimmt. Bei 3 dB Abfall vom Scheitel der Durchlaßkurve hat es eine Bandbreite von 175 kHz, so daß die Modulationsbandbreite ± 75 kHz von UKW-Sendern sehr gut durchgelassen wird. Für die Bandbreite 300 kHz, also für im Abstand von ± 150 kHz liegende Nachbarsender, ergibt sich dagegen eine mittlere Dämpfung von 52 dB.

Keramikfilter ergeben keine Resonanzüberhöhung wie LC-Schwingkreise, sondern besitzen bereits im Durchlaßbereich eine gewisse Grunddämpfung. Sie erfordert eine zusätzliche Verstärkung, die mit integrierten Schaltungen leicht zu erreichen ist.

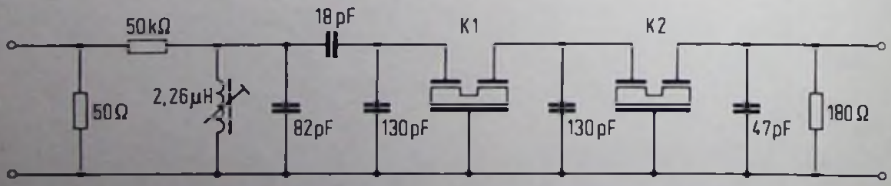


Bild 4.50 Schaltung eines Fünfkreis-Hybridfilters für 10,7 MHz

5 Dioden

Die Grundlagen der Halbleitertechnik werden hier bewußt sehr knapp nur an einem Denkmodell dargestellt. Für theoretisch-physikalische Betrachtungen sei auf die Spezialliteratur verwiesen. Diese Straffung wurde notwendig, um das umfangreiche Gebiet der Schaltungstechnik und der Arbeitsweise von Rundfunkempfängern für Prüffeld- und Servicetechniker, für Amateure und für interessierte Laien genügend ausführlich behandeln zu können.

Eigenschaften

Bild 5.01 pn-Grenzschichten

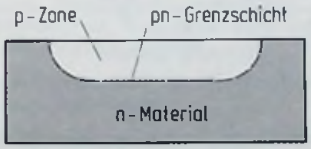
Hochreine Halbleitermaterialien wie Germanium, Silizium und Galliumarsenid haben sehr hohe spezifische Widerstände, vgl. Bild 2.05. Durch *Dotieren* (Zufügen) von geringen, genau bemessenen weiteren Stoffen lassen sich die Eigenschaften entscheidend verändern. Der spezifische Widerstand wird herabgesetzt, und je nach Art des Zusatzmaterials entstehen im Halbleiterwerkstoff entweder überschüssige bewegliche Ladungsträger, also Elektronen, oder Fehlstellen, d. h. Elektronenmangel. Das Material mit einem Überschuß an negativen Elektronen wird n-leitend genannt, das andere p-leitend. Die Funktion der Halbleiter-Bauelemente beruht nun darauf, daß im gleichen Grundmaterial sowohl n-leitende als auch p-leitende Bezirke oder Zonen hergestellt werden können, indem man die Zusatzwerkstoffe durch Maskenlöcher in gasförmiger Form unter Wärmeeinwirkung eindringen (eindiffundieren) läßt. In Bild 5.01a ist auf diese Weise eine p-Zone im n-leitenden Grundmaterial entstanden. Wo die verschieden leitenden Zonen aneinanderstoßen, entsteht die pn-Grenzschicht. In den folgenden Bildern wird diese Anordnung grob vereinfacht nach Bild 5.01b dargestellt.

Bild 5.02 Grenzschicht und Sperrschicht

In einer spannungslosen pn-Grenzschicht herrscht nach Bild 5.02a eine Art Gleichgewicht zwischen Elektronen und Fehlstellen. Unter dem Einfluß einer nach Bild 5.02b gepolten Spannung, d. h. Plus an n-Zone, wandern nach den Gesetzen der statischen Elektrizität die negativen Elektronen aus der n-Zone zum positiven Pol der Spannungsquelle. Die „Fehlstellen" drängen sich dagegen zum negativen Pol. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern und wird zur Sperrschicht. Es fließt nur ein äußerst winziger Sperrstrom oder Reststrom.

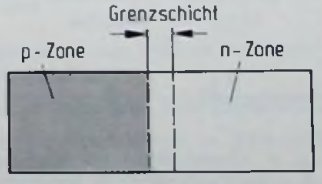
Polt man die Spannung um (Bild 5.02c), dann strömen die Elektronen durch den Kristall und durch die Grenzschicht zum positiven Pol und die Fehlstellen zum negativen Pol. Die pn-Verbindung wird leitend. Je höher die Spannung ist, desto mehr steigt dieser *Durchlaßstrom*. Ein Widerstand R begrenzt ihn auf einen zulässigen Wert, sonst heizt sich der pn-Übergang auf und wird zerstört.

Bild 5.02d zeigt den gleichen Stromkreis mit dem Schaltsymbol für eine solche pn-Verbindung bzw. Halbleiterdiode mit den Anschlüssen *Anode* und *Katode*. Zwar fließen die Elektronen im Halbleiterkristall von der Katode zur Anode, doch bleibt man für Schaltungsbetrachtungen bei der



a

Bild 5.01a In ein n-Material eindiffundierte p-Zone



b

Bild 5.01b Begriff der Grenzschicht zwischen p-Zone und n-Zone

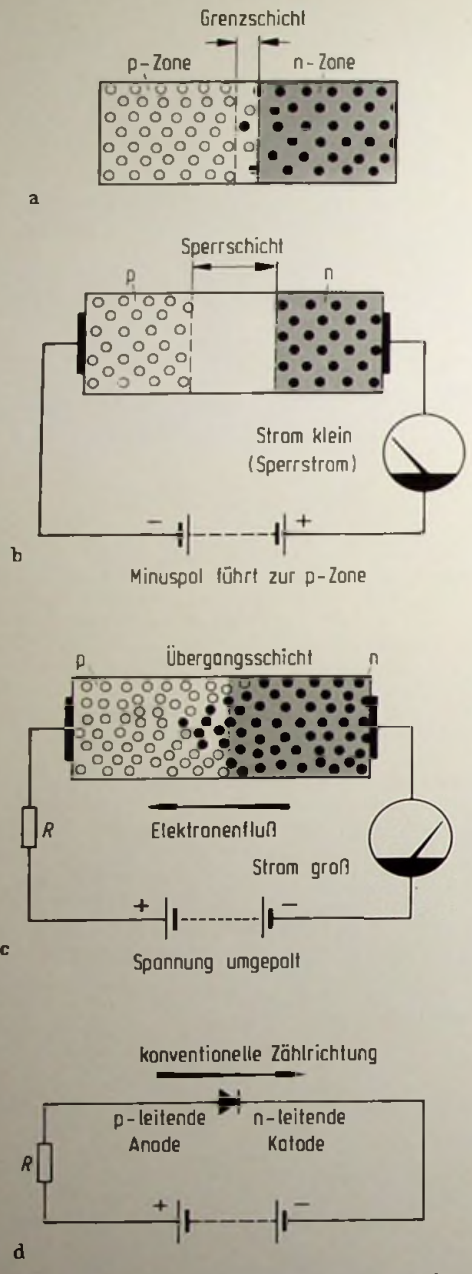


Bild 5.02 a = Grenzschicht im spannungslosen Zustand; b = pn-Verbindung in Sperrichtung vorgespannt; c = pn-Verbindung in Flußrichtung, die Grenzschicht wird zur Übergangsschicht; d = Schaltsymbol und Bezeichnung einer Diode

konventionellen Stromrichtung vom Pluspol der Spannungsquelle über den äußeren Stromkreis zum Minuspol. Das hat den Vorteil, daß die althergebrachten Formulierungen der elektrotechnischen Grundgesetze beibehalten werden können. Außerdem zeigt dann die Pfeilspitze im Dioden- und Transistorsymbol die konventionelle Zählrichtung an.

Bild 5.03 Sperrschichtkapazität

Bei einer in Sperrichtung gepolten Diode wird die ladungsträgerarme Grenzschicht um so dicker, je höher die Sperrspannung ist. Die auseinandergedrängten Elektronen und Fehlstellen bilden nach Bild 5.03a mit der isolierenden Sperrschicht einen Kondensator mit sehr kleiner Kapazität.

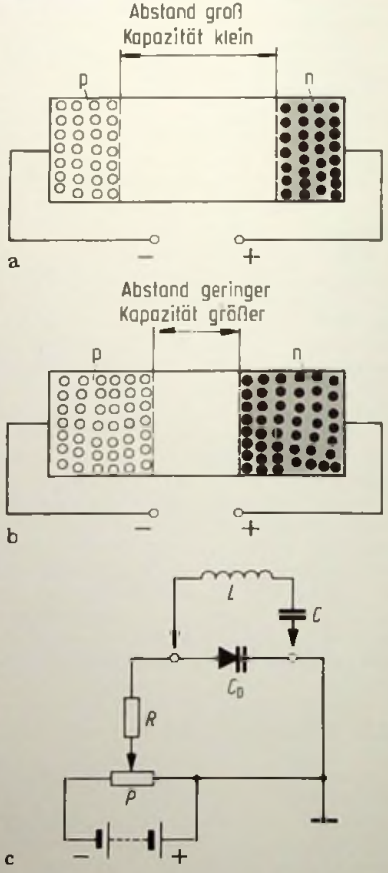


Bild 5.03 Kapazitätsdiode; a = bei hoher Sperrspannung; b = bei niedrigerer Sperrspannung; c = Vorspannung einer Kapazitätsdiode bei Verwendung als Schwingkreiskondensator

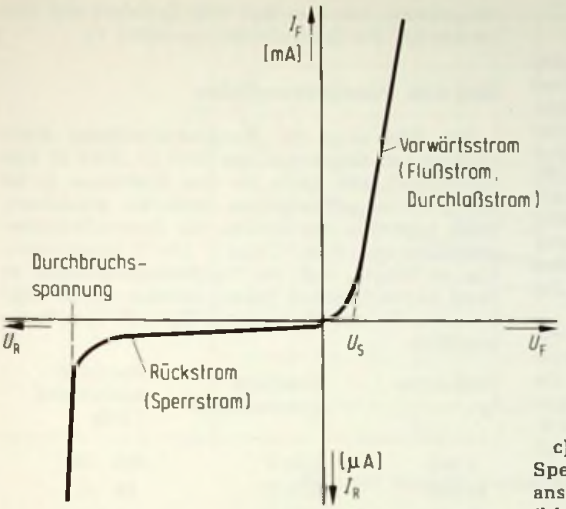


Bild 5.04 Grundsätzlicher Verlauf einer Diodenkennlinie

Bei verringerter Sperrspannung rücken die Pakete mit den Ladungsträgern dichter zusammen, die Kapazität wird größer (Bild 5.03b). Man kann den Kapazitätswert durch die Höhe der Gleichspannung beeinflussen. Anwendung: Abstimmen von Schwingkreisen anstelle von Drehkondensatoren.

In Bild 5.03c ist eine solche Kapazitätsdiode C_D sinnfällig dargestellt. Durch Verändern der in Sperrichtung gepolten Gleichspannung mit Hilfe des Potentiometers P wird der gewünschte Kapazitätswert eingestellt. Der in Reihe mit der Schwingkreisspule L liegende Kondensator C verhindert, daß die Abstimmgleichspannung von der Spule kurzgeschlossen wird. Der Widerstand R wirkt als Hf-Sperre, damit der Gleichstromsteuerkreis keine Wechselspannung führt und den Schwingkreis nicht bedämpft.

Bild 5.04 Diodenkennlinie

Verändert man Durchlaß- und Sperrspannung einer Diode stufenweise und trägt die sich ergebenden Ströme in ein Diagramm ein, dann erhält man die hier schematisch dargestellte Diodenkennlinie. Man unterscheidet darin folgende Gebiete:

a) *Durchlaßgebiet.* Der Flußstrom I_F steigt steil an. Die Verlängerung dieses Kurvenstückes bis zur Nullinie ergibt dort den Wert der Schleusenspannung U_S.

b) *Anlaufstrom* im Durchlaßgebiet; die Kurve ist hier stark gekrümmt, man spricht vom Kennlinienknick.

c) *Sperrgebiet.* Das ist der Kennlinienteil in Sperrichtung, bei dem nur der geringe, wenig ansteigende Sperrstrom oder Rückstrom I_R fließt. (Man beachte, daß I_F in mA, I_R dagegen in µA angegeben ist.)

d) *Durchbruchsgebiet.* Beim Überschreiten der maximal zulässigen Sperrspannung schlägt gewissermaßen die isolierende Sperrzone innerhalb des Kristalls durch, und der Strom steigt sehr steil an.

Die Schleusenspannung in Flußrichtung ist eine Materialkonstante des Halbleiterwerkstoffes. Sie beträgt für

Kupferoxydul	+ 0,2 V	Selen	+ 0,6 V
Germanium	+ 0,4 V	Silizium	+ 0,7 V

Die Durchbruchsspannung liegt für Selen und Germanium bei maximal 30...40 V. Bei Silizium lassen sich Durchbruchsspannungen bis über 1000 V züchten, so daß noch sehr hohe Spannungswerte gesperrt werden.

In den Formelzeichen für Dioden bedeuten die tiefgestellten Buchstaben:

F, f Vorwärtsrichtung von f = forward (Flußrichtung)

R, r Rückwärtsrichtung von r = reverse (Sperrrichtung)

Für Gesamtwerte von Null an verwendet man die großen Buchstaben:

I_F Strom in Vorwärts- bzw. Durchlaßrichtung

I_R Reststrom bzw. Strom in Rückwärtsrichtung oder Sperrichtung

U_F Spannung an der Diodenstrecke in Durchlaßrichtung

U_R Spannung in Sperrichtung

Bild 5.05 Temperaturabhängigkeit

Das Diagramm zeigt Strom-Spannungskennlinien einer Leistungsdiode für zwei verschiedene Temperaturen an der pn-Übergangsstelle, nämlich + 25 °C und + 100 °C. Bei Übertemperatur fließen sowohl im Fluß- als auch im Sperrgebiet höhere Ströme. Übrigens wird auch durch Licht und durch mechanischen Druck der Elektronenstrom an einem pn-Übergang vergrößert. Man nutzt dies bei Fotodioden und Fototransistoren aus, und druckempfindliche Transistoren dürften vielleicht als Tonabnehmer für Schallplatten Bedeutung gewinnen.

Aus dem Diagramm ist noch eine weitere wichtige Tatsache zu entnehmen. Von der Schleusenspannung ab steigen in Durchlaßrichtung die Kennlinien steil an. Sie bleiben bei Siliziumdioden innerhalb des Gebietes von U_F = 1,0 V. Bei Germaniumdioden geht der Spannungsabfall an der Diodenstrecke kaum über 0,7 V hinaus, wie groß auch die über einen Vorwiderstand zugefügte Speisespannung sein mag. Die restliche Spannung fällt dann am Vorwiderstand ab. Man nutzt dies aus, um Halbleiterdiodenstrecken als Spannungsstabilisatoren und Spannungsbegrenzer zu verwenden, weil die Flußspannung auch bei stark verschiedenen Flußströmen stets in diesem Gebiet um ein Volt bleibt.

Man unterscheidet bei Halbleitern:

T_G = Gehäusetemperatur
T_j = Sperrschichttemperatur (an der pn-Übergangsstelle)
T_U = Umgebungstemperatur

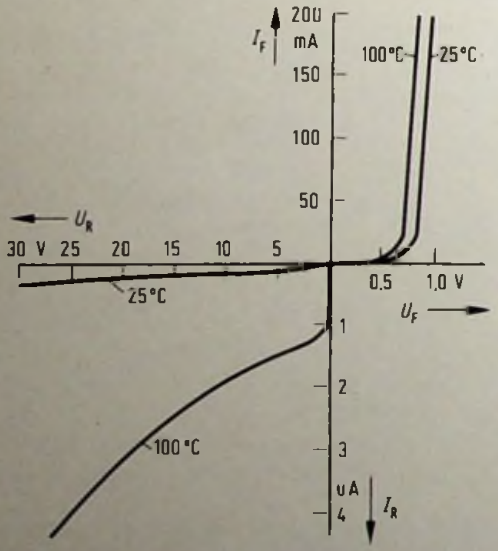


Bild 5.05 Bei Temperaturerhöhung steigen die Halbleiterströme an

Diagramme, wie hier Bild 5.05, beziehen sich fast immer auf die Sperrschichttemperatur T_j.

Bild 5.06 Durchlaßkennlinien

Das Bild zeigt die Durchlaßkennlinien einer Gruppe von Siliziumdioden BAY 17...BAY 21 von Intermetall. Die Skala für den Flußstrom I_F ist dabei in logarithmischem Maßstab gezeichnet. Auch hier sind die Ströme für Sperrschichttemperaturen von + 25 °C und + 100 °C eingetragen. Um zu zeigen, daß die Durchlaßspannungen in recht engen Grenzen liegen, werden einige Zahlenwerte für die Temperatur T_j = 25 °C herausgegriffen.

Flußstrom I_F	Durchlaßspannung U_F	Durchlaßwiderstand U_F/I_F
1 mA	0,65 V	650 Ω
10 mA	0,75 V	75 Ω
100 mA	0,86 V	8,6 Ω

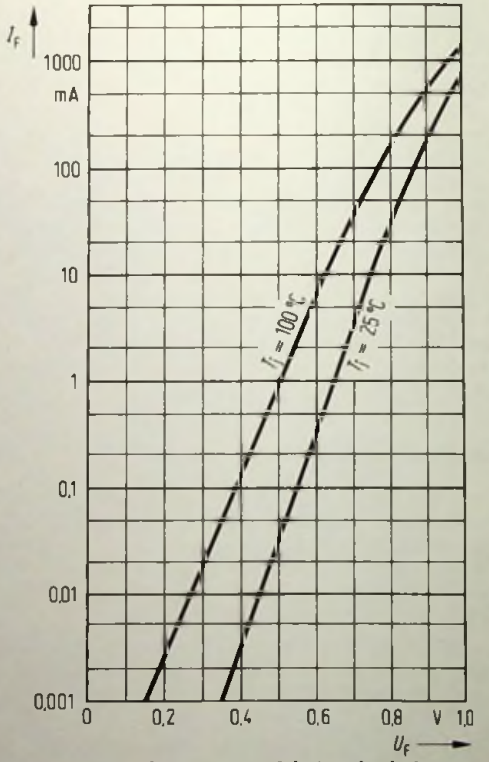


Bild 5.06 Kennlinien einer Siliziumdiode bei zwei verschiedenen Sperrschichttemperaturen

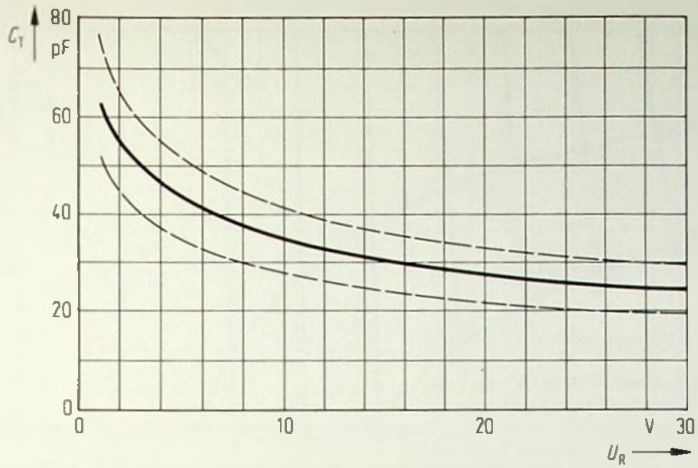


Bild 5.07 Kennlinie einer Kapazitätsdiode

Die Diode verhält sich wie ein nichtlinearer Widerstand. Die Widerstandswerte errechnen sich wie in Bild 2.03 und sind recht gering. Im Sperrgebiet dagegen ergeben sich bei Siliziumdioden Sperrwiderstände von vielen Megohm.

Bild 5.07 Kennlinie einer Silizium-Kapazitätsdiode

Die Kennlinie ist im Sperrgebiet aufgenommen, jedoch sind nicht Sperr- oder Rückströme, sondern die sich einstellenden Kapazitätswerte aufgetragen. Diese Diode BA 150 ist eine Kapazitätsdiode für Abstimmschaltungen in UKW-Stufen. Im Mittel läßt sich der Kapazitätswert von 25 pF bis 55 pF ändern, bei Steuerspannungen von 30 V bis 2 V. Die gestrichelten Linien geben die möglichen Streuwerte an. Derartige Dioden werden nach Toleranzgruppen sortiert und durch Farbpunkte oder zusätzliche Buchstaben gekennzeichnet. Dies ist bei Ersatzbeschaffungen zu beachten.

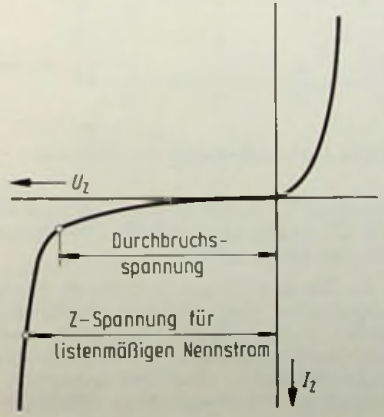


Bild 5.08 Verlauf der Kennlinie einer Z-Diode

Bild 5.08 und 5.09 Z-Dioden

Z-Dioden[1]) dienen zum Stabilisieren von Gleichspannungen. Sie arbeiten in dem in Bild 5.04 erwähnten Durchbruchsgebiet, also dort, wo die Sperrkennlinie plötzlich scharf zu hohen Strömen abbiegt. In Bild 5.08 ist dieser Verlauf nochmals dargestellt. Anstelle der Sperrspannung U_R und des Sperrstromes I_R treten jetzt die Bezeichnungen U_Z und I_Z. Der Knick bei der Durchbruchsspannung kommt dadurch zustande, daß weitere Elektronen aus ihren Bindungen herausgerissen werden und lawinenartig ein hoher Stromfluß einsetzt. Der Effekt läßt sich bei der Herstellung von Z-Dioden exakt beeinflussen. Die Halbleiterfirmen liefern daher Z-Dioden in bestimmten Spannungsstufen von 6 V an aufwärts. In Bild 5.09 sind die Z-Kennlinien einer Typenreihe für Durchbruchsspannungen von 6 V bis 20 V dargestellt. Das Diagramm enthält außerdem Begrenzungslinien für Leistungen von P = 250 mW bei Umgebungstemperaturen T_U = 25 °C und P = 500 mW bei einer Temperatur T_G = 25 °C am Diodengehäuse, wenn es auf einem Kühlblech montiert ist.

Die Stabilisierungswirkung von Z-Dioden beruht darauf, daß selbst bei stark schwankenden Strömen sich die Spannung an der Diodenstrecke nur wenig ändert.

1 Abkürzung von Zener-Dioden; ihr Verhalten wurde erstmals 1934 von C. Zener, England, beschrieben.

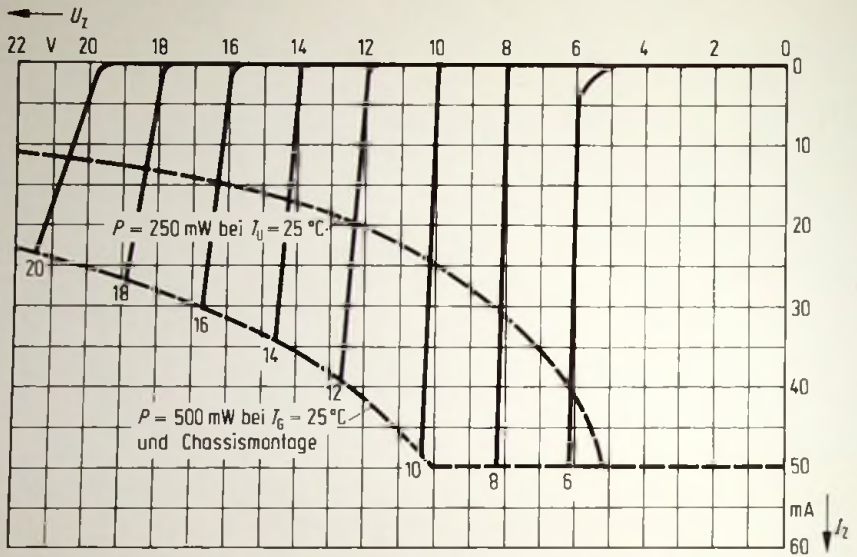


Bild 5.09 Kennlinien und Belastungsgrenzen einer Familie von Z-Dioden

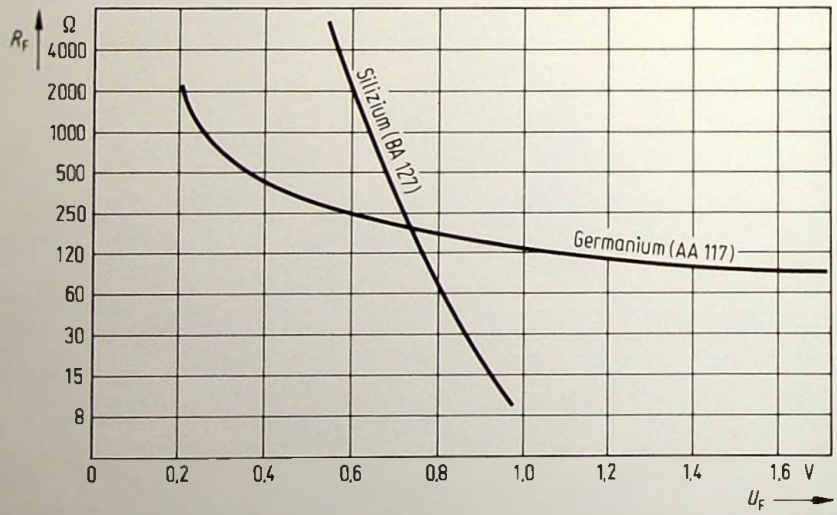


Bild 5.10 Verlauf der statischen Durchlaßwiderstände von Germanium und Silizium

Bild 5.10 Statischer Durchlaßwiderstand

Wichtig für die Verwendung von Dioden als Gleichrichter und Schalter ist ihr Durchlaßwiderstand R_F in Flußrichtung. Er errechnet sich aus Flußspannung und Flußstrom nach dem Verfahren von Bild 2.03. Die Tabelle im Text zu Bild 5.06 brachte bereits einige Zahlenwerte für eine Siliziumdiode. Das Bild hier zeigt, daß die Werte für eine Germaniumdiode AA 117 über den Bereich hinweg langsam auf etwa 100 Ω fallen. Bei Silizium verläuft die Kurve steiler, und zwar für den Typ BA 127 innerhalb eines schmalen Spannungsgebietes bis herab auf 8 Ω.

Für im Durchlaßbereich betriebene Dioden ist im allgemeinen ein niedriger Flußwiderstand erwünscht. Diodenstrecken liegen aber auch im Eingang von Transistoren. Dort stellt der niedrige spannungsabhängige Durchlaßwiderstand eine unerwünschte Belastung der vorhergehenden Stufe dar.

Anwendungen

Bild 5.11 und 5.12 Die Diode als spannungsabhängiger Schalter

Halbleiterdioden dienen seit jeher als Gleichrichter in der Prinzipschaltung Bild 5.11. Liegt die positive Halbwelle der Wechselspannung an der Anode, dann ist die Diode in Flußrichtung gepolt. Strom fließt über die Diodenstrecke und durch den Lastwiderstand R_L. Der niederohmige Durchlaßwiderstand R_F wirkt wie ein geschlossener Schalter und legt die Spannung an den Verbraucher. Polt sich die Wechselspannung um, dann sperrt die Diode. Während der negativen Halbwelle kann also kein Strom fließen, der Diodenschalter ist aufgetrennt.

Bild 5.12 zeigt diese Verhältnisse. Positive Spannungen an der Diodenanode ergeben in gleicher Richtung liegende, d. h. gleichgerichtete Stromhalbwellen oder einen pulsierenden Gleichstrom.

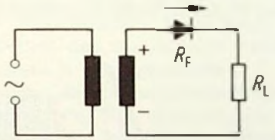
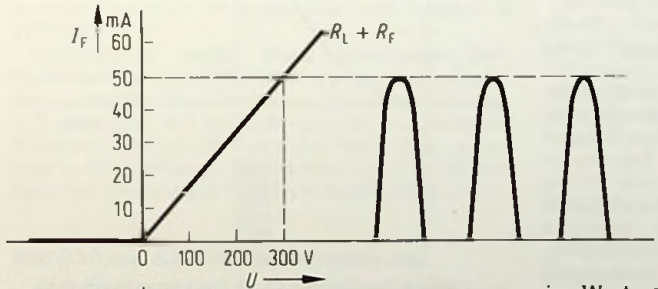
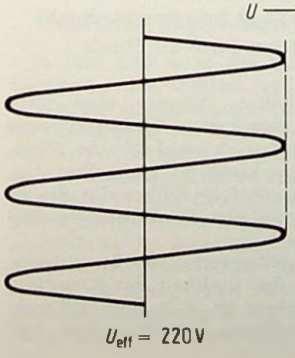


Bild 5.11 Diode als elektronischer Schalter in einem Gleichrichterkreis





Für die elektronische Schaltungstechnik ist es allerdings besser, sich von dem Begriff Gleichrichter zu trennen. Er führt zu falschen Anschauungen, wenn Dioden als fremdgesteuerte elektronische Schalter verwendet werden. Dioden werden besser als richtungsabhängige oder spannungsabhängige Schalter aufgefaßt.

Bild 5.13 Gleichrichterdiagramm

Bei den üblichen Gleichrichterdiagrammen ist zu beachten, daß die schräg ansteigende Kennlinie nicht die Durchlaßkennlinie der Halbleiterdiode ist, sondern eine Widerstandsgerade für die Summe der Widerstände $R_F + R_L$. Der niedrige Wert von R_F (einige Ohm) ist sogar meistens zu vernachlässigen. Bei Netzgleichrichtern wie hier im Bild ist dies besonders markant. An der Diodenstrecke kann nämlich höchstens die Flußspannung von etwa 1 V auftreten, niemals aber eine Spannung von einigen hundert Volt. So entspricht die Widerstandsgerade einem Wert von

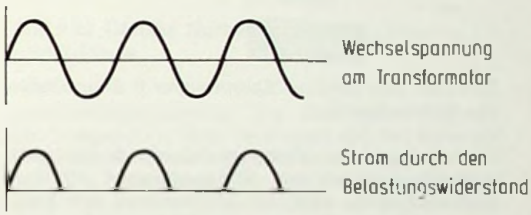
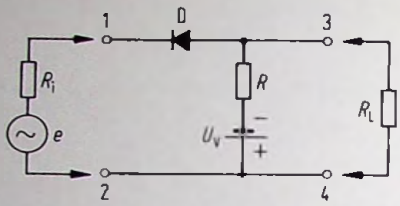


Bild 5.12 Speisespannung und Laststrom in der Schaltung Bild 5.11

Bild 5.13 Diagramm für die Gleichrichterwirkung

$$R_L = \frac{300\ \text{V}}{50 \cdot 10^{-3}\ \text{A}} = 6000\ \Omega$$

Der Flußwiderstand eines Netzgleichrichters beträgt aber nur wenige Ohm, seine Kennlinie mit 1 V Durchlaßspannung würde sich im Bild ganz eng an die senkrechte Achse schmiegen.



$R \gg R_L$

Bild 5.14 Schwellenwertschalter, die Diode ist über den Widerstand R in Sperrichtung vorgespannt

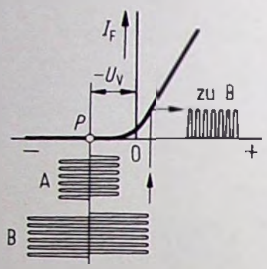


Bild 5.15 Nur größere Spannungen B überwinden die Sperrschwelle

Aber auch bei Kleinsignalgleichrichtern, z. B. zum Gleichrichten von Hf-Spannungen mit Germaniumdioden, sind im allgemeinen der Belastungswiderstand und seine Widerstandsgerade maßgebend für den Wert des gleichgerichteten Stromes.

Bild 5.14 bis 5.16 Schwellenwertschalter

In Bild 5.14 liegt eine durch $-U_V$ in Sperrichtung vorgespannte Diode in einer Signalleitung. Sie erhält dadurch nach Bild 5.15 den Arbeitspunkt P im Sperrgebiet. Bei kleinen Signalspannungen bis zur Amplitude A kann kein Strom über die Diode fließen. Größere Spannungen B überwinden die Schaltschwelle und bewirken entsprechende Ströme durch den Widerstand R_L. Anwendung: „Verzögerte" Lautstärkeregelung. Nur oberhalb einer Mindestempfangsspannung wird die Regelung in Gang gesetzt.

In Empfängerschaltungen benutzt man für die Vorspannung U_V keine Batterie, sondern leitet sie nach Bild 5.16 von der allgemeinen Stromversorgung ab. Die Werte der Widerstände R_1 bis R_3 sollen groß gegen R_L sein, damit sie keinen Nebenschluß für das eigentliche Signal bilden.

Bild 5.17 und 5.18 Fremdgesteuerte Schaltdiode

In den Bildern 5.11, 5.14 und 5.16 wird die Diode selbsttätig von der Arbeits- oder Signal-

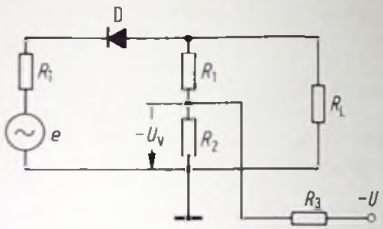


Bild 5.16 Die Vorspannung wird einem Spannungsteiler $R_2 - R_3$ entnommen

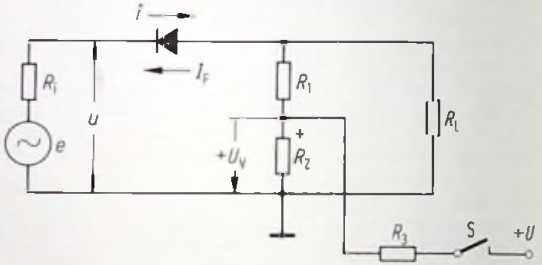


Bild 5.17 Beim Schließen des Schalters S wird die Diode in den Durchlaßbereich gesteuert

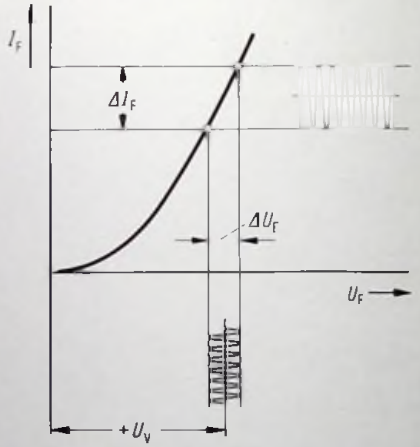


Bild 5.18 Kleine Signalspannungen bewirken einen unverzerrten Strom durch die Diode

spannung durchgeschaltet. Steuert man nach Bild 5.17 eine Diode durch eine Gleichspannung $+U_V$ in den Durchlaßbereich und legt eine Wechselspannung u an, die klein ist gegenüber U_V, dann fließt ein Wechselstrom *i* über die durchgeschaltete, also niederohmige Diodenstrecke zum Ausgang.

Bild 5.18 zeigt das Diagramm. Die Stromänderung ΔI_F hängt von der Steilheit der Kennlinie im ausgesteuerten Gebiet ab, d. h. vom differentiellen Widerstand r dieses Kurvenstückes, vgl.

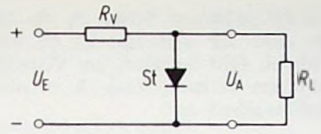


Bild 5.19 Stabilisieren von Spannungen mit Hilfe einer Diode

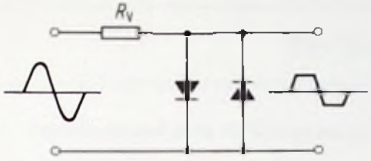


Bild 5.20 Dioden als Spannungsbegrenzer

Bild 2.04. Dieser differentielle oder dynamische Durchlaßwiderstand r_F beträgt:

$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$$

Man kann die Diode in Bild 5.17 als „fremdgesteuerte Schaltdiode" bezeichnen. Sie wird durch Schließen des an anderer Stelle angeordneten Schalters S durchgeschaltet.

Anwendung: Bereichschalterkontakte in Abstimmspulensätzen. Die Widerstände R_1, R_2 und R_3 müssen dabei hochohmig gegenüber dem Arbeitswiderstand R_L bzw. dem Schwingkreiswiderstand sein, damit die Kreise nicht bedämpft werden und kein Hf-Strom über den Schalter S abfließen kann.

Schaltdioden haben steile Kennlinien. Ihre dynamischen Widerstände sind sehr niederohmig. Bei speziellen Schalterdioden für Hochfrequenz, z. B. dem Typ BA 136, betragen die dynamischen Durchlaßwiderstände nur 0,9 Ω bis 0,08 Ω, wenn man in Flußrichtung Gleichströme von 5 bis 50 mA über die Diode schickt und sie damit öffnet.

Bild 5.19 und 5.20 Halbleiterdioden als Stabilisatoren und Spannungsbegrenzer

In Bild 5.19 wird die relativ konstante Flußspannung von Dioden (vgl. Bild 5.06) zum Stabilisieren von Kleinspannungen ausgenutzt. Bei Schwankungen der Eingangsspannung U_E ändert sich zwar der Strom durch R_V, die Teilspannung an der Stabilisatordiode bleibt jedoch annähernd konstant, je nach Diodentyp bei 0,5...0,8 V. Damit bleibt auch die Ausgangsspannung U_A am Lastwiderstand R_L konstant. Werden höhere Spannungen benötigt, dann schaltet man mehrere Dioden in Serie. Anwendung: Stabilisieren der Basisgleichspannung von Tranistoren. Meist wird dabei noch ein zweiter Effekt ausgenutzt, die Temperaturabhängigkeiten des Flußstromes. Steigt die Temperatur, dann verringert sich bei konstant gehaltenem Strom die Flußspannung, vgl. Bild 5.06. Die Teilspannung an der Diodenstrecke sinkt also, das kann man ausnutzen, um andere temperaturbedingte Wirkungen in der Schaltung zu kompensieren.

In Bild 5.20 sind zwei Dioden antiparallel geschaltet. Legt man Wechselspannung an den Eingang, dann begrenzt eine Diode die negativen, die andere die positiven Halbwellen. Anwendungen: Schutz gegen Überspannungen bei Feldeffekttransistoren, Begrenzung von Abstimmsteuerspannungen bei der automatischen Scharfabstimmung.

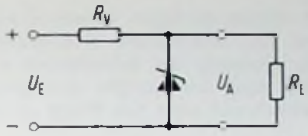


Bild 5.21 Spannungsstabilisierung durch eine Z-Diode

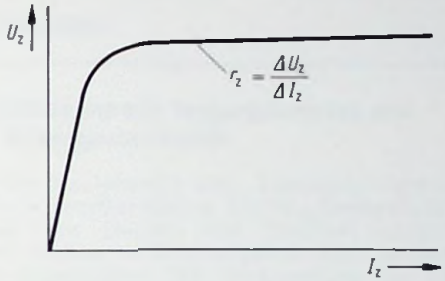


Bild 5.22 Übliche Darstellung des Diagramms für eine Z-Diode

Bild 5.21 und 5.22 Stabilisierung mit Z-Dioden

Für Z-Dioden gilt das Schaltzeichen in Bild 5.21. Diese Stabilisierungsschaltung gleicht Bild 5.19, aber die Diode ist nun in Sperrichtung gepolt. Der *Minuspol* der Betriebsspannung liegt an der Diodenanode.

Bild 5.22 stellt eine anders gezeichnete Durchbruchskennlinie dar. Markant ist, daß die Spannung U_Z an der Diodenstrecke sich auch bei stark unterschiedlichen Strömen I_Z nur wenig ändert. Das bedeutet, daß der differentielle Z-Diodenwiderstand

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$$

sehr klein ist. Die Ausgangsspannung U_A in Bild 5.21 wird gewissermaßen einer Spannungs-

quelle mit diesem geringen Innenwiderstand r_Z entnommen. Die stabilisierte Nutzspannung U_A ändert sich demnach bei Belastungen nur sehr wenig. Aber auch Änderungen der Speisespannung U_E wirken sich nicht aus. Steigt sie an, dann fließt zwar ein größerer Strom in die Schaltung hinein; da aber die Z-Spannung an der Diode konstant bleibt, fällt lediglich am Vorwiderstand R_V eine größere Teilspannung ab, er nimmt den Spannungsüberschuß auf.

6 Transistoren

Der bipolare Transistor

Bild 6.01 Schaltsymbol und Aufbauprinzip

Transistoren sind die wichtigsten aktiven Bauelemente für Signalverstärker. Bei ihnen steuert ein kleiner Basisstrom bedeutend höhere Ströme im Ausgangskreis. Der innere Verstärkermechanismus beruht auf dem Zusammenwirken von zwei Diodenstrecken. Da beide Arten von Ladungsträgern, Elektronen und Fehlstellen, daran beteiligt sind, bezeichnet man diese Ausführungen als bipolare Transistoren. Ein solcher Transistor besteht aus drei Zonen mit wechselnder Leitfähigkeit in der Reihenfolge pnp oder npn, also aus zwei gegeneinandergekehrten Grenzschichten oder Diodenstrecken. Die Verstärkerwirkung ergibt sich jedoch nur dann, wenn die mittlere Zone äußerst dünn gemacht wird und alle drei Zonen in einem Kristall kombiniert werden. Mit zwei Einzeldioden läßt sich keine Verstärkung erzielen. Aus der Kombination dieser beiden Diodenstrecken entstand das Transistorsymbol Bild 6.01a bis c. Die Anschlüsse werden mit E = Emitter, B = Basis und C = Kollektor bezeichnet.

In Bild 6.01d sind die beiden gegeneinander gerichteten Diodenstrecken innerhalb eines Halbleiterkristalles für einen pnp-Transistor schematisch dargestellt. Bei npn-Transistoren kehren sich Zonenfolge und Durchlaßrichtung der pn-Übergänge um. Als Schaltsymbol dient Bild 6.01e.

Bild 6.02 Planarsystem

Transistoren werden meist in Planar-Technik hergestellt. Die beiden Dioden sind scheibenförmig in einen n-leitenden Halbleiterkristall hineindiffundiert und besitzen eine gemeinsame, sehr dünne Basiszone. Das nur etwa einen Quadratmillimeter große Halbleiterplättchen, Chip genannt, ist auf eine Metallgrundplatte aufgelötet. Sie dient als Kollektoranschluß und wird bei Leistungstransistoren zum Ableiten der Verlustwärme auf eine Kühlfläche montiert. Die Anschlüsse zum Emitter und zur Basis werden durch angeschweißte feine Golddrähtchen hergestellt.

Bild 6.03 und 6.04 Eingangskennlinie und Eingangswiderstände

Die Steuerstrecke eines Transistors wird von der in Durchlaßrichtung gepolten Emitterdiode in Bild 6.03 gebildet. Ihre Kennlinie entspricht bei offenem Kollektoranschluß einer normalen Diodenkennlinie. Die Flußspannung U_F wird jetzt Basis-Emitterspannung U_{BE} genannt, und der Flußstrom heißt Basisstrom I_B.

Bild 6.04 zeigt die Basisstrom-Kennlinie eines Siliziumtransistors BF 167. Daraus errechnen sich z. B. (nach dem Verfahren von Bild 2.03) die

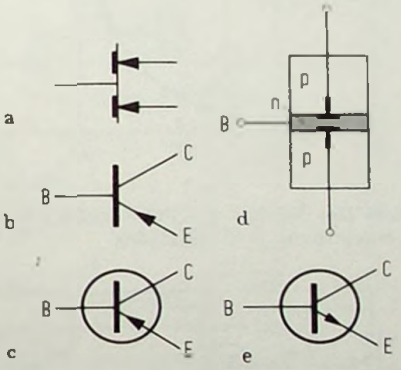


Bild 6.01 Transistorprinzip und Transistorsymbole

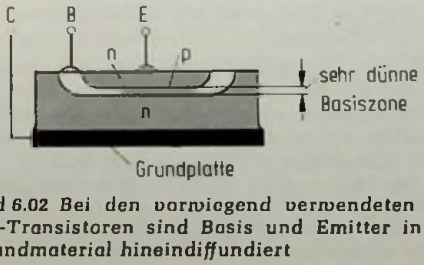


Bild 6.02 Bei den vorwiegend verwendeten Planar-Transistoren sind Basis und Emitter in das Grundmaterial hineindiffundiert

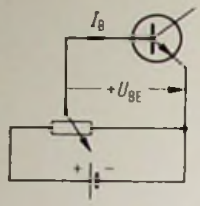


Bild 6.03 Basisstrom eines Transistors

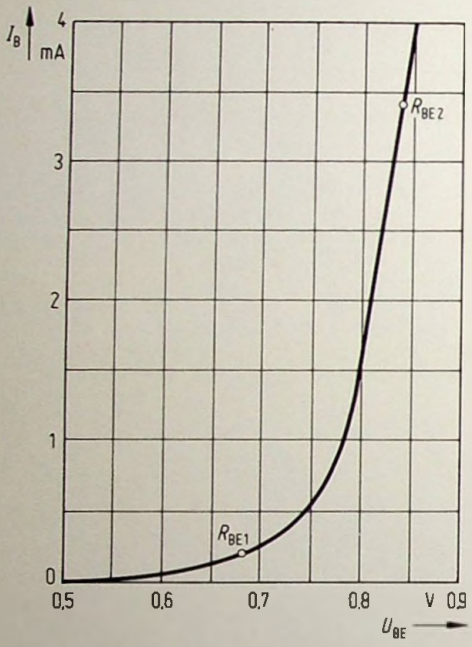


Bild 6.04 Der Verlauf des Basisstroms entspricht dem einer Diode in Flußrichtung

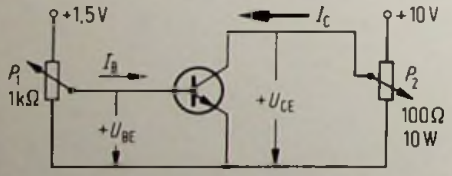


Bild 6.05 Basisstrom und Kollektorstrom

Gleichstromeingangswiderstände $R_{BE\,1} = 3400\ \Omega$ und $R_{BE\,2} = 250\ \Omega$.

Beim Verstärken von Wechselspannungen interessiert der differentielle Widerstand r im Arbeitspunkt. Entsprechend Bild 2.04 errechnet er sich hier für $U_{BE} = 0{,}8$ V zu 76 Ω. Allgemein liegen die Eingangswiderstände je nach Typ, Arbeitspunkt und Aussteuerung zwischen 50 Ω und 5 kΩ. Wegen dieser niedrigen Widerstandswerte muß man die weit höheren Resonanzwiderstände von Schwingkreisen durch Kopplungswicklungen an die Eingänge von Transistoren anpassen.

Bild 6.05 Stromverstärkung

Man lege zwischen Kollektor und Emitter des Transistors zusätzlich eine Spannung U_{CE} von beispielsweise + 10 V und stelle einen mittleren Basisstrom ein. Die Kollektor-Emitter-Spannung liegt nun an den beiden gegeneinandergeschalteten Dioden. Die Basis-Emitter-Diode ist infolge der Basisspannung U_{BE} in Durchlaßrichtung geschaltet. Die Basis-Kollektor-Diode dagegen sollte eigentlich sperren. Der Basis-Flußstrom überschwemmt aber die sehr dünne Basiszone mit Ladungsträgern. Viele davon durchdringen auch die pn-Schicht zur Kollektorzone, denn ein geringer Reststrom fließt ohnehin wie bei jeder Diode in Sperrichtung. Die durchsickernden Ladungsträger geraten nun in den Sog der hohen Kollektorspannung. Die Lücken in der Sperrschicht werden noch weiter aufgerissen, und ein großer Strom I_C fließt im Kollektorkreis, angedeutet durch den dicken Strompfeil in Bild 6.05.

Der kleine Basisstrom löst also einen viel stärkeren Kollektorstrom aus. Man spricht von *Stromverstärkung*.

Erhöht man den Basisgleichstrom, dann erhöht sich der Kollektorstrom proportional dazu. Das Verhältnis von Kollektorstrom zu Basisstrom wird *Gleichstromverhältnis* B genannt:

$$B = \frac{I_C}{I_B} \qquad I_C = B \cdot I_B$$

Der Wert von B bleibt bei konstanter Spannung U_{CE} ziemlich gleich und ist maßgebend für den jeweiligen Transistortyp. Einfache Prüfgeräte beruhen darauf, daß man dem Transistor einen definierten Basisstrom zuführt, z. B. 0,1 mA, und den sich ergebenden Kollektorstrom mißt. Beträgt er z. B. 7,5 mA, dann ist der Stromverstärkungsfaktor:

$$B = \frac{7{,}5 \cdot 10^{-3}}{0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 75\text{fach}$$

Bild 6.06 Signalverstärkung

Das Gleichstromverhältnis B gilt auch annähernd für den Fall, daß man einem bestimmten Basisstrom eine kleine Stromänderung ΔI_B, also einen Wechselstrom überlagert. Der Kollektorstrom ändert sich dann um den entsprechenden Wert ΔI_C. Dieses Verhältnis nennt man Stromverstärkungsfaktor β:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \qquad \Delta I_C = \beta \cdot \Delta I_B$$

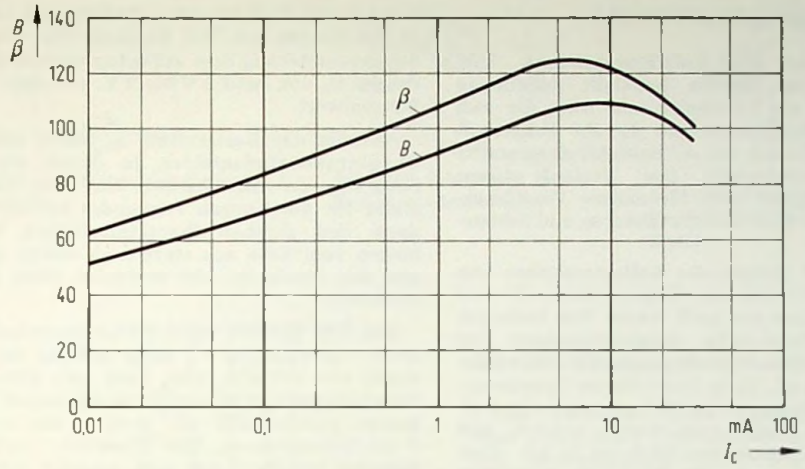


Bild 6.06 B und β in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

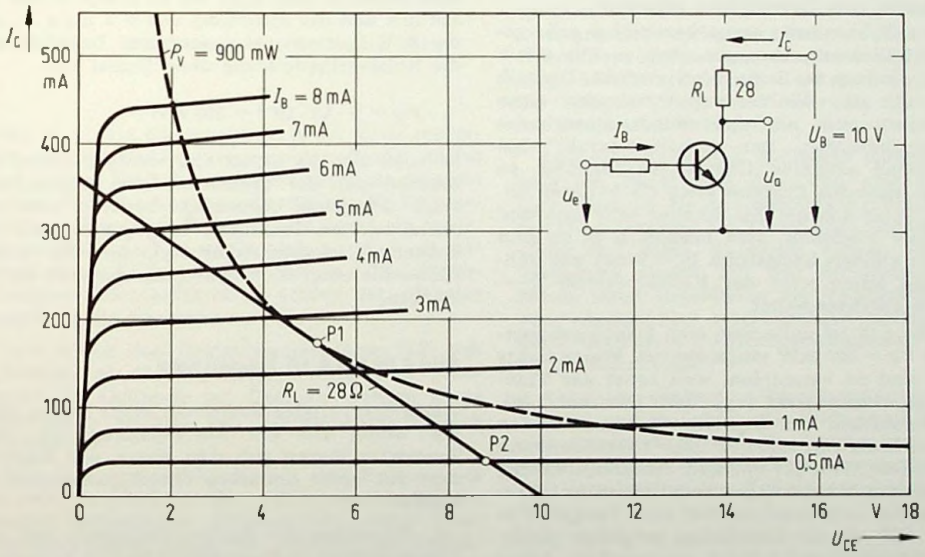


Bild 6.07 Ausgangskennlinien eines Transistors bei verschiedenen Basisströmen

Die Stromänderungen ΔI entsprechen dem Signalstrom $i_1 = \Delta I_B$ im Eingangskreis und dem verstärkten Kollektorstrom $i_2 = \Delta I_C$ im Ausgangskreis. Daher gilt:

$$i_2 = \beta \cdot i_1,$$

eine sehr wichtige Gleichung, die man sich merken muß!

Im Diagramm Bild 6.06 sind B und β bei stark unterschiedlichen Werten des Kollektorstromes für den Transistor BF 115 dargestellt. Bei sehr kleinen Kollektorströmen sinkt auch die Stromverstärkung. Dies wird für automatische Lautstärkeregelungen ausgenutzt. Aber auch von einem bestimmten Höchstwert ab, hier bei $I_C \approx 8$ mA, werden die Werte für B und β wieder kleiner. Auch dieser Effekt wird für Lautstärkeregelungen ausgenutzt; man spricht dann von „Stromaufwärtsregelung".

Bild 6.07 Ausgangskennlinienfeld

Ändert man die Kollektorspannung U_{CE} schrittweise bei jeweils konstant gehaltenen Basisströmen als Parameter und trägt die sich ergebenden Kollektorströme in ein Diagramm ein, dann ergibt sich das auf Seite 101 dargestellte Ausgangskennlinienfeld. Der Verlauf dieser Kurven ist typisch auch für andere Verstärkerelemente, z. B. Feldeffekttransistoren und Schirmgitterröhren.

In Bild 6.07 steigen die Kollektorströme von Null zunächst steil an, biegen dann ab und ändern sich dann nur noch wenig. Das bedeutet, daß der differentielle Innenwiderstand der Emitter-Kollektorstrecke in diesen Gebieten relativ hochohmig ist, denn flache Strom-Spannungskennlinien bedeuten hohe Widerstandswerte (vgl. Bild 2.01). Je nach Transistortyp ergeben sich Ausgangswiderstände von 50 Ω bis 50 kΩ. Auch sie sind niedriger als die Resonanzwiderstände von Schwingkreisen, vgl. Bild 4.15. Man muß deshalb Abstimmkreise niederohmig an den Innenwiderstand von Transistoren anpassen.

Der Kollektorstrom steigt bereits bei sehr geringen Kollektorspannungen steil an. Ab 0,5 V ist jeweils fast der volle Wert erreicht. Deshalb kann man die Emitter-Kollektorstrecke eines Transistors auch als elektronisch steuerbaren Schalter benutzen. Der „Schalterkontakt" hat zwar einen gewissen Übergangswiderstand, so daß im leitenden Zustand etwa 0,5 V daran abfallen. Dafür arbeitet der Schalter sehr flink und ohne jede Mechanik. Man braucht z. B. im Bild nur den kleinen Basisstrom $I_B = 8$ mA zuzuführen, und schon wird der Kollektorstrom $I_C = 400$ mA durchgeschaltet.

In Bild 6.07 ist außerdem eine Leistungshyperbel für $P_V = 900$ mW eingezeichnet. Werte rechts davon sind zu vermeiden, weil sonst der Transistor überlastet wird (vgl. Bild 2.08 und 2.09). Zum Verstärken von Signalen fügt man in den Kollektorkreis den Arbeits- oder Lastwiderstand R_L ein. Sein Wert für optimale Ausgangsleistung bei geringen Verzerrungen ermittelt man, indem man an die Leistungshyperbel eine Tangente so anlegt, daß sie die Kennlinien möglichst gleichmäßig schneidet und auf der waagerechten Achse durch die vorgesehene Betriebsspannung, hier $U_{CE} = 10$ V, läuft. Aus der Steigung dieser Arbeitskennlinie errechnet sich ihr Widerstandswert nach Bild 2.13 zu:

$$R_L = \frac{U_{CE}}{I_{C\,max}} = \frac{10}{360 \cdot 10^{-3}} \approx 28\ \Omega$$

Gibt man dem Transistor den festen Arbeitspunkt P 1, stellt also einen Basisruhestrom von 2,5 mA ein und ändert dann durch eine Eingangsspannung u_e den Basisstrom um ± 2 mA, dann ergeben sich Kollektorstromänderungen von etwa 40 mA bis 280 mA. Das bedeutet eine erhebliche Stromverstärkung bzw. Ausgangsspannungsänderungen u_a von rund 2 V bis 9 V, also mit ± 3,5 V Scheitelwert.

Anstelle der Basisströme I_B findet man auch Ausgangskennlinienfelder, in denen die Spannung U_{BE} zwischen Emitter und Basis als Parameter für die Kurven verwendet ist. Sie haben darin den gleichen charakteristischen Verlauf, biegen vom Knie aus stark nach rechts ab, steigen nur wenig an und verlaufen etwa parallel zueinander.

Bild 6.07 gilt für einen Nf-Leistungstransistor. Beim Arbeitspunkt P 1 fließt ständig ein Ruhestrom von 170 mA. Man kann von diesem Arbeitspunkt aus in beiden Richtungen, wie bereits gesagt, symmetrisch um etwa ± 100 mA oder ± 3,5 V aussteuern. Der Transistor wird dabei dauernd mit $P_V = 900$ mW belastet. Legt man dagegen den Arbeitspunkt P 2 bei $I_B = 0{,}5$ mA und $I_C = 40$ mA fest, dann läßt sich die Kennlinie einseitig nach oben bis zu einem Strom von 320 mA und die Spannung von 9 V bis 1 V, also um 8 V Spitzenwert aussteuern. Dabei beträgt die Ruheverlustleistung ohne Signal nur

$$P_V = 9 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 360\ \text{mW}$$

Es wird also im Mittel viel weniger Strom verbraucht, und der Transistor kann sich nicht so stark aufheizen. Allerdings benötigt man nun einen zweiten Transistor in gegenphasiger Anordnung (Gegentaktschaltung), um die andere Halbwelle einer Sinusspannung ebenfalls zu verstärken.

Bild 6.08 bis 6.10 Restströme

Der Sperr- oder Reststrom einer Diode hängt nur wenig von der Sperrspannung ab. Beim Transistor lassen sich drei Arten von Restströmen mit einer einfachen Gleichspannungsquelle messen.

1. Reststrom der Emitter-Basisdiode bei offenem Kollektor = I_{EBO}, Bild 6.08. Die Batterie ist für die Diodenstrecke in Sperrrichtung gepolt.

2. Reststrom der Kollektor-Basisdiode bei offenem Emitter = I_{CBO}, Bild 6.09. Der Strom ist etwa gleichgroß wie der vorige, denn hier wird eine ungefähr gleichgebaute Diodenstrecke ebenfalls in Sperrichtung gemessen.

3. Reststrom I_{CEO} der Strecke Emitter – Kollektor bei offener Basis, Kollektordiode in Sperrrichtung, Emitterdiode in Durchlaßrichtung gepolt, Bild 6.10. Man sollte meinen, hier muß sich der gleiche Wert von 5 µA wie in Bild 6.09 ergeben,

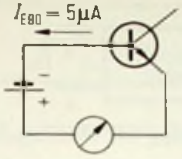


Bild 6.08 Reststrom der Emitter-Basisdiode

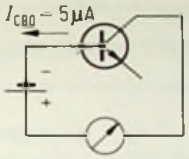


Bild 6.09 Reststrom der Kollektor-Basisdiode

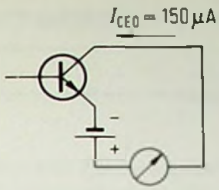


Bild 6.10 Reststrom der Strecke Emitter–Kollektor bei offener Basis

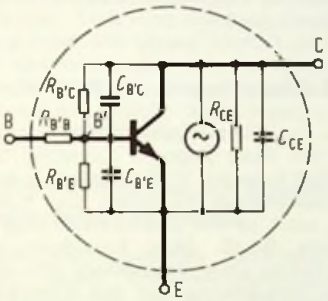


Bild 6.11 Ersatzschaltung des Transistors

nicht aber, wie eingetragen, 150 µA. Eine zusätzlich in Durchlaßrichtung gepolte Diode dürfte doch keinen Einfluß auf den winzigen Sperrstrom haben. Aber dieser Strom durchfließt die Emitterdiode in derselben Richtung wie sonst ein Basissteuerstrom, und er wirkt auch so, d. h. er bewirkt einen Kollektorstrom, der um den Gleichstromverstärkungsfaktor B größer ist als der ursprüngliche Sperrstrom.

Aus diesen drei Reststrommessungen läßt sich erkennen, ob die Stromverstärkung eines Transistors in Ordnung ist. Deshalb werden diese Messungen vielfach bei Transistor-Prüfgeräten vorgesehen.

Die Temperaturabhängigkeit des Reststromes ist sehr zu beachten. Das gilt besonders für die Emitter-Basisstrecke. Stromanstieg durch Temperatureinflüsse wirkt sich verstärkt im Kollektorkreis aus, der hohe Strom heizt die Halbleiterschicht weiter auf, und der Transistor kann zerstört werden.

Diese Gefahr wird verringert, wenn man den steuernden Einfluß des Reststromes auf die Emitter-Basisstrecke beseitigt, indem man die Basisspannung konstant hält. Ein großer Teil aller Schaltungsmaßnahmen zum Stabilisieren von Transistoren gegen Temperatureinflüsse besteht deshalb darin, durch NTC-Widerstände oder andere Schaltelemente die Basisgleichspannung zu stabilisieren.

Bild 6.11 Ersatzschaltung des Transistors

Das Verhalten eines Transistors beschreibt man durch seine Ersatzschaltung. Darin ist $R_{B'B}$ der unvermeidliche Widerstand zwischen dem äußeren Anschlußkontakt des Transistors und dem wirksamen Gebiet der Basiszone. Dieser Widerstandswert ist meist zu vernachlässigen, er spielt nur bei sehr hohen Frequenzen eine Rolle. Zwischen dem wirksamen inneren Basisanschluß B' und dem Emitter liegt der Durchlaßwiderstand $R_{B'E}$. Parallel dazu liegt die Kapazität $C_{B'E}$, die bei höheren Frequenzen sehr die Verstärkung des Transistors beeinflußt.

Zwischen Basis und Kollektor wirken gleichfalls ein Widerstand $R_{B'C}$ und eine Kapazität $C_{B'C}$. Dies ist die Sperrschichtkapazität der oberen Diodenstrecke des Transistors. Dieser Widerstand und diese Kapazität wirken vom Ausgangskreis zurück auf den Eingangskreis. Sie setzen unter Umständen die Verstärkung herab oder ergeben eine störende Schwingneigung, die durch besondere Schaltungsmaßnahmen neutralisiert werden muß.

Außerdem sind in der Ersatzschaltung zwischen Emitter und Kollektor ein Widerstand R_{CE} und eine Ausgangskapazität C_{CE} vorhanden, und hier denkt man sich die Wechselspannungsquelle, die bei Verstärkung den Kollektorwechselstrom liefert.

Bild 6.12 Der Transistor als Vierpol

Für die Praxis faßt man den Transistor als Vierpol auf, der Eingangssignale i_1 bzw. u_1 auf Ausgangssignale i_2 bzw. u_2 verstärkt. Am Eingang wird das Signal aus einer Vorstufe mit dem Generatorwiderstand (Innenwiderstand) R_g zugeführt. Der Ausgangsstrom i_2 fließt durch den Lastwiderstand R_L und bewirkt daran die Ausgangsspannung u_2. Die wichtigsten Eigenschaften dieses Vierpols sind:

Benennung	Zeichen	Vierpolgleichung
Eingangs-widerstand	r_1	$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$ für $u_2 = 0$
Strom-verstärkung	β	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ für $u_2 = 0$
Ausgangs-leitwert	g_2	$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ für $i_1 = 0$
Innen-widerstand	r_2	Kehrwert von h_{22}
Rückwirkung	h_r	$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$ für $i_1 = 0$
oder	y_r	$y_{12} = \frac{i_1}{u_2}$ für $u_1 = 0$
Steilheit	S	$y_{21} = \frac{i_2}{u_1}$ für $u_2 = 0$

Diese Kennwerte sind reine Rechengrößen, denn in einer praktischen Schaltung werden niemals Eingang oder Ausgang kurzgeschlossen. Mit Hilfe von Umrechnungsformeln und der sogenannten Matrizenrechnung kann jedoch der Entwicklungsingenieur daraus die betriebsmäßigen Eigenschaften, also z. B. die wirkliche Verstärkung oder die günstigen Belastungswiderstände für kleine Signalspannungen berechnen. Diese Betriebswerte sind außerdem in den Datenblättern für Transistoren angegeben. Für die Verstärkung kleiner Wechselspannungen gilt angenähert der Verstärkungsfaktor V:

$$V = \frac{\beta \cdot R_L}{r_1}$$

Zahlenbeispiel: Für eine Transistorverstärkerstufe mit $r_1 = 600\ \Omega$, $\beta = 40$ und $R_L = 1{,}8\ k\Omega$ wird

$$V = \frac{40 \cdot 1800}{600} = 120$$

Es ist möglich, Transistoren mit vollständig identischen Kennwerten, aber entgegengesetzter Zonenfolge zu schaffen. Das eine Exemplar ist also ein npn-Transistor, das andere ein pnp-System. Sie unterscheiden sich nur durch die entgegengesetzt gerichteten Betriebsströme. Solche Komplementär-Transistor-Paare werden oft in Nf-Verstärkern verwendet (Komplementär = ergänzend).



Bild 6.12 Vierpoldarstellung mit Steuergenerator und Lastwiderstand

Bild 6.13 Grenzfrequenz des Transistors

Die in der Ersatzschaltung Bild 6.11 zwischen Emitter und Basis liegende Kapazität $C_{B'E}$ und der parallel liegende Widerstand $R_{B'E}$ bilden ein frequenzabhängiges RC-Glied. Bei hohen Frequenzen setzt es die Stromverstärkung h_{21} des Transistors herab. Man bezeichnet nun als Grenzfrequenz eines Transistors den Wert, bei dem die Verstärkung nur das 0,707fache, also rund 70 % gegenüber der Verstärkung bei 1 kHz beträgt. Die Angabe der Grenzfrequenz in den Transistor-Datenblättern besagt also nicht, daß der betreffende Transistor bei höheren Frequenzen unbrauchbar ist, er verstärkt hier nur bedeutend weniger. Außerdem verursacht das RC-Glied im inneren Basiskreis bei diesen Frequenzen eine Phasenverschiebung.

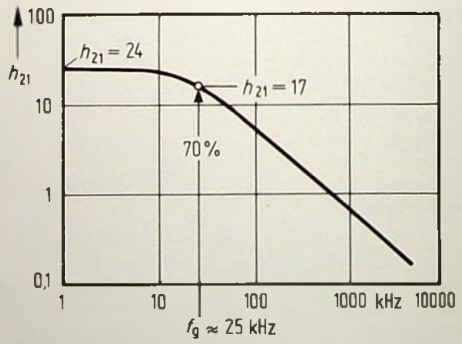


Bild 6.13 Bei der Grenzfrequenz eines Transistors sinkt die Stromverstärkung auf 70 %, bezogen auf ihren Wert bei 1 kHz, ab

Betriebswerte des Transistors

Bild 6.14 Arbeitspunkt, Basisspannungsteiler

Der Arbeitspunkt bzw. die Basisgleichspannung eines Verstärkertransistors wird in einfachen Fällen durch einen Spannungsteiler $R_1 - R_2$ eingestellt. Störend wirkt dabei der spannungsabhängige Eingangswiderstand R_{BE} (vgl. Bild 6.04). Ändert sich R_{BE}, dann wird das Spannungsteilerverhältnis gestört. Um diesen Einfluß zu verringern, muß man relativ niederohmige Spannungsteilerwiderstände wählen. Das erhöht den Stromverbrauch, und der niedrige Widerstandswert R_2 verbraucht nutzlose Signalleistung.

Bild 6.15 Stabilisierung des Arbeitspunktes durch einen Emitterwiderstand

Ein Emitterwiderstand R_3 stabilisiert den Arbeitspunkt gegen Temperaturschwankungen. Die Teilspannung an R_3 liegt gleichzeitig im Basiskreis und spannt die Basis negativ gegen den Emitter vor. Um den richtigen Arbeitspunkt zu erhalten, muß man dieser Vorspannung eine positive Spannung entgegenschalten, indem man den Abgriff am Spannungsteiler $R_1 - R_2$ zu positiven Werten verschiebt. Das Bild zeigt ein Zahlenbeispiel für Normaltemperatur. Steigt bei höherer Temperatur der Emitterstrom an, so vergrößert sich die Spannung an R_3. Die Gesamtspannung U_{BE} zwischen Emitter und Basis wird kleiner und drosselt den Emitterstrom. Der Widerstand R_3 stabilisiert also den Arbeitspunkt gegen Temperatureinflüsse. Nebenbei ist jetzt auch ein höherer Widerstandswert für R_2 möglich, so daß der Spannungsteiler weniger Leistung verbraucht.

Bild 6.16 Stabilisierung mit NTC-Widerstand

Bei Endstufen ist es günstiger, in den unteren Teil des Basisspannungsteilers noch einen NTC-Widerstand einzufügen. Beim Ansteigen der Umgebungstemperatur verringert er seinen Widerstandswert, zieht dadurch die Basisspannung herunter und hält den Kollektorstrom konstant. Die Widerstände R_2 und R_3 werden so bemessen, daß sich gerade der richtige Ausgleich ergibt. Vielfach wird einer davon als Trimmwiderstand ausgebildet, um den richtigen Arbeitspunkt bzw. Kollektorruhestrom einstellen zu können.

Bild 6.17 Stabilisierung mit Dioden

Anstelle eines NTC-Widerstandes werden auch in Durchlaßrichtung betriebene Dioden als Stabi-

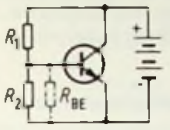


Bild 6.14 Festlegen des Arbeitspunktes durch einen Basisspannungsteiler

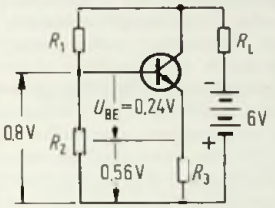


Bild 6.15 Stabilisieren des Arbeitspunktes durch Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand

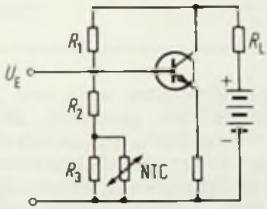


Bild 6.16 Stabilisieren von Leistungstransistoren durch einen Heißleiter im Basisspannungsteiler

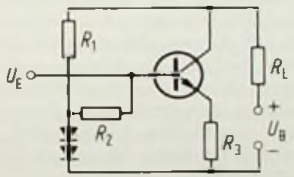


Bild 6.17 Stabilisieren der Basis-Emittergleichspannung durch in Flußrichtung betriebene Diodenstrecken

lisatoren verwendet. Wie bereits in Bild 5.06 angedeutet, bleibt deren Flußspannung auch bei unterschiedlichen Strömen annähernd gleich. Man bildet daher einen Spannungsteiler aus einem Vorwiderstand R_1 und so vielen Diodenstrecken, als man an Vorspannung benötigt. Die an den Dioden abgegriffene Spannung wird über einen Entkopplungswiderstand R_2 der Basis des Transistors zugeführt, damit die Dioden nicht das Eingangssignal U_E beeinträchtigen.

Beim Ansteigen der Betriebsspannung bleibt die an den Diodenstrecken abgegriffene Basis-

vorspannung annähernd konstant, der Kollektorstrom kann daher nicht ansteigen. Beim Ansteigen der Temperatur des Gerätes wird der Spannungsabfall an den Diodenstrecken sogar kleiner, das Basispotential wird nach Minus herabgezogen, dies wirkt dem Ansteigen des Kollektorstromes infolge Temperaturerhöhung entgegen.

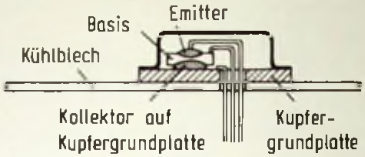


Bild 6.18 Leistungstransistor auf einem Kühlblech angeordnet

Bild 6.18 Kühlung von Leistungstransistoren

Der Arbeitspunkt eines Transistors wird nicht nur durch die Umgebungstemperatur beeinflußt, sondern im Transistor selbst entsteht Wärme infolge der darin verbrauchten elektrischen Leistung. Es genügt also nicht, den Arbeitspunkt zu stabilisieren, sondern die Verlustwärme muß schnell und ungehindert weggeleitet werden. Dazu wird bei größeren Leistungstransistoren das Gehäuse großflächig auf das Chassis oder auf Kühlbleche geschraubt. Da der Kollektor die Hauptwärmequelle darstellt, wird er im Innern des Transistors großflächig mit dem Gehäuse verbunden. Stört diese galvanische Verbindung zwischen Kollektor und Chassis, dann wird als Isolierung eine dünne Glimmerscheibe zwischen Transistor und Chassis eingefügt. Für sehr hohe Leistungen verwendet man auch Kühlrippenkörper am Transistor, um die Verlustwärme abzuleiten.

Der Feldeffekttransistor

Ein bipolarer Transistor wird vom Flußstrom der Emitter-Basisdiode gesteuert. Die Steuerstrecke ist niederohmig, das erfordert eine Steuerleistung. Beim Feldeffekttransistor dient dagegen eine in Sperrichtung gepolte Diode, also im Prinzip eine Kapazitätsdiode, als Steuerstrecke. Eine Spannung an einer Kapazität bewirkt ein elektrisches Feld im Dielektrikum, daher die Bezeichnung Feldeffekttransistor (FET). Physikalische Erklärungen der Wirkungsweise stützen sich auf dieses elektrische Feld und die dadurch im Halbleitermaterial entstehenden Raumladungen. Der Schaltungstechniker macht sich die Funktion zweckmäßig an dem bereits im Diodenkapital erwähnten Denkmodell von der isolierenden Sperrschicht eines pn-Überganges (vgl. Bild 5.03) klar.

Bild 6.21 Die Steuerdiode ist in Sperrichtung gepolt

Eine in Sperrichtung gepolte pn-Grenzschicht dient also als Steuerstrecke. Infolge des bei Silizium äußerst winzigen Sperrstromes ist der Eingangswiderstand sehr hochohmig. Das Bild stellt schematisch eine solche Steuerstrecke in Planartechnik dar. In ein n-leitendes Halbleiterplättchen ist eine p-leitende Zone eindiffundiert. Legt man eine Spannung in Sperrichtung an, dann bildet sich zwischen p- und n-Zone die schräg schraffiert dargestellte Isolierzone.

Bild 6.22 Zwei Kapazitätsdioden ergeben einen Strompfad

Man denke sich eine zweite Sperrschichtdiode spiegelbildlich in das Halbleiterplättchen eindiffundiert. Die beiden miteinander verbundenen Diodenanoden sind mit G bezeichnet, der gemeinsame Katodenanschluß heißt S. Außerdem ist rechts am Halbleiterkristall der mit D bezeichnete Anschluß an das n-leitende Grundmaterial angebracht.

Mit Hilfe der einstellbaren Gleichspannung $-U_{GS}$ läßt sich wie bei in Sperrichtung betriebenen Kapazitätsdioden die Dicke der beiden

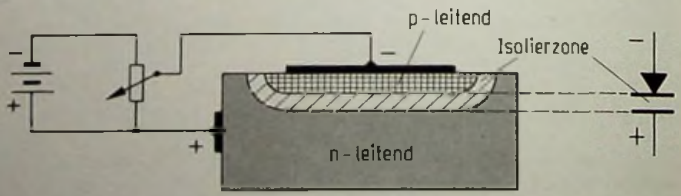


Bild 6.21 Die Isolierzone einer Kapazitätsdiode ist die Grundlage des Feldeffekttransistors

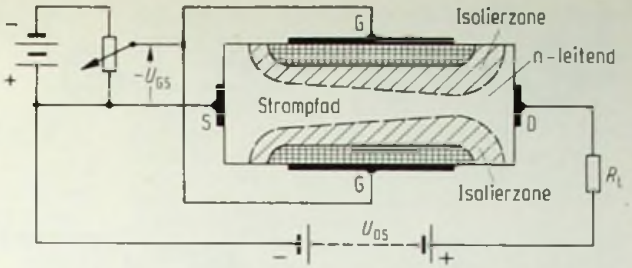


Bild 6.22 Zwei gegenüberliegende Kapazitätsdioden bilden das System des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

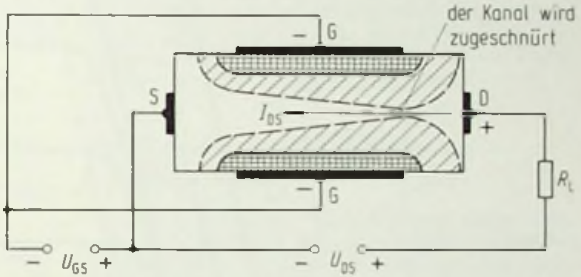


Bild 6.23 Einschnüren des Strompfades durch den Spannungsverlauf zwischen den Anschlüssen G und S

Isolierzonen beeinflussen. Schließt man außerdem an die Elektroden S und D eine Gleichspannung U_{DS} an, dann fließt ein Strom quer durch das Siliziumplättchen, und zwar nur dort, wo das Silizium tatsächlich leitet, nämlich in dem schmalen *Strompfad* oder *Kanal* zwischen den beiden isolierenden Zonen. Dieser Strom braucht keinen pn-Übergang zu überwinden. Er beruht nicht auf der Wechselwirkung von Fehlstellen und Elektronen, sondern der leitende Kanal besteht nur aus n-dotiertem Silizium von relativ guter Leitfähigkeit.

Bild 6.23 Der leitende Kanal ist ein steuerbarer Widerstand

Macht man die Sperrspannung U_{GS} größer, dann werden die Isolierzonen dicker. Der Strompfad dazwischen verengt sich, der Widerstandswert der Strecke S – D steigt an, und der darin fließende Strom wird kleiner. Man kann also die Stärke des Stromes I_{DS} und damit die Spannung am Lastwiderstand R_L mit Hilfe der Spannung $-U_{GS}$ leistungslos steuern. Der Feldeffekttransistor ist eine steuerbare Widerstandsstrecke innerhalb eines Halbleiterkristalls. Wegen dieser andersartigen Wirkungsweise gegenüber dem mit zwei pn-Übergängen im Laststromkreis arbeitenden Bipolartransistor hat man dem Feldeffekttransistor andere Bezeichnungen gegeben, und zwar entsprechen:

Transistor	FET	gesprochen	Bedeutung
Emitter	Source	Surß	Quelle
Basis	Gate	Gät	Tor
Kollektor	Drain	Drän	Abfluß [1])

Zwischen Quelle und Abfluß fließt also ein Strom, und ein Gatter, eine Art Schleusentor, reguliert die Stromstärke.

Außerdem besteht noch ein weiterer Effekt. Die Sperrschicht-Isolierzonen in Bild 6.22 und 6.23 rücken rechts enger zusammen. Zwischen den Anschlüssen G und D wirkt nämlich nicht allein die Steuerspannung $-U_{GS}$, sondern die in Reihe liegenden Spannungen U_{GS} und U_{DS}. Die Sperrspannung ist daher rechts im Kristall größer als links. Die Isolierzonen werden also rechts dicker, und der Kanal verengt sich an dieser Stelle. Erhöht man die Spannung U_{DS}, dann wird der Kanal hier fast zugeschnürt. Sein Widerstandswert erhöht sich, und trotz steigender Spannung U_{DS} kann der Strom nur noch wenig anwachsen.

Bild 6.24 Schaltsymbole des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

Nach der Schaltbildnorm soll die in Sperrichtung gepolte Gate-Diode durch eine Pfeilspitze nach Bild 6.24a angedeutet werden. Beim Transistor hat man sich allerdings daran gewöhnt,

1 Verwandt mit dem auch bei uns bekannten Wort Drainage = Entwässerung der Erdböden.

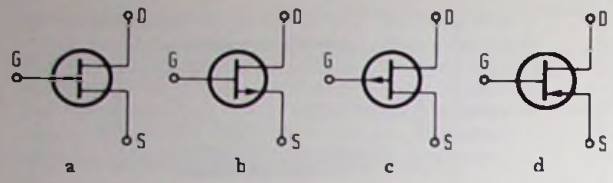


Bild 6.24 Symbole für Sperrschicht-Feldeffekttransistoren

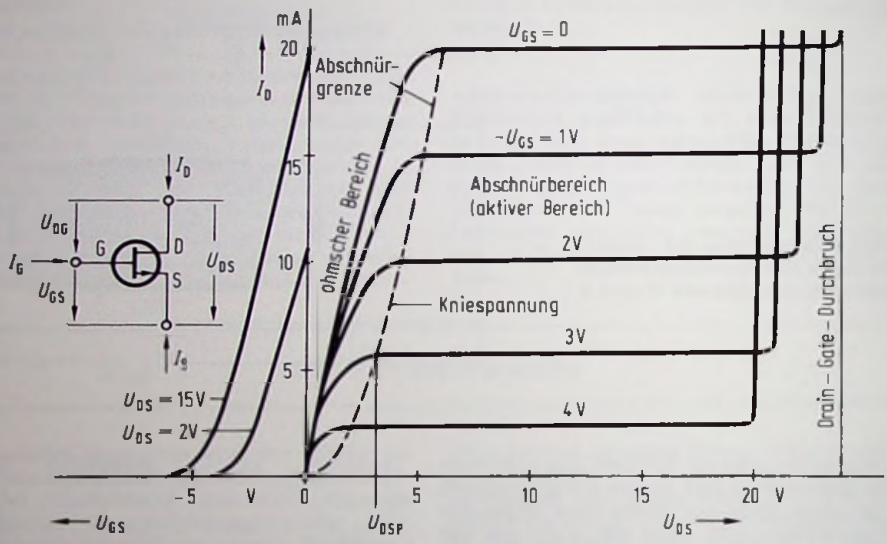


Bild 6.25 Kennlinien eines n-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistors

daß die Pfeilspitze den Stromfluß im Lastkreis entsprechend der konventionellen Zählrichtung angibt. Deshalb wird vielfach, u. a. auch von Valvo, das Zeichen 6.24b für den FET verwendet. – Feldeffekttransistoren lassen sich ebenfalls mit umgekehrter Zonenfolge bauen. Bei diesen p-Kanaltypen sind die Betriebsspannungen sowie die Pfeilspitzen umzukehren wie in den Symbolen 6.24c und d.

Bild 6.25 Kennlinienfeld eines n-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistors

Zunächst sei der rechte Teil des Kennlinienfeldes betrachtet. Legt man eine konstante Eingangsspannung, z. B. $-U_{GS} = 2$ V, an und erhöht langsam die Spannung U_{DS} von Null aus, dann steigt der Drainstrom I_D erst steil an. Der Kanalwiderstand ist noch gering und bleibt etwa konstant. Er verhält sich wie ein linearer ohmscher Widerstand. Wächst der Drainstrom weiter an, dann verengt sich der Kanal keilförmig, wie für Bild 6.23 besprochen. Der Kanalwiderstand wächst so an, daß trotz steigender Spannung der Strom nicht mehr viel zunehmen kann. Die Kennlinie bekommt ein Knie. Die Drain-Source-Spannung, bei der diese Abschnürung eintritt, nennt man Kniespannung U_{DSP} und spricht von der Abschnürgrenze.

Rechts von der Kniespannung steigt der Drainstrom nur noch wenig an. Man erhält ein Kennlinienfeld wie beim normalen Transistor in Bild 6.07, aber beim FET wird nicht mit Strömen, sondern leistungslos mit Spannungen gesteuert. Erhöht man die Drainspannung sehr stark, dann schlägt die isolierende Sperrschicht zwischen Gate und Drain durch, der Drainstrom erhöht sich bis zum Kurzschluß, der FET wird zerstört. Vermeiden muß man auch falsche Polung der Gatespannung. Die Sperrschichtdiode wird dann in den Durchlaßbereich gesteuert, die Isolierschicht verschwindet, der Strom steigt ebenfalls bis zur Zerstörung des Transistors an.

Legt man bei $U_{DS} = 2$ V und 15 V senkrechte Linien durch das rechte Kennlinienfeld und überträgt die Schnittpunkte nach links in ein Diagramm mit $-U_{GS}$ als waagerechte Achse, dann erhält man linear ansteigende Strom-Spannungs-Kennlinien. Ihre Steilheit in Milliampere/Volt ist ein Maß für die Verstärkungsmöglichkeit.

Bild 6.26 Eine zusätzliche Isolierschicht verbessert den Eingangskreis des Feldeffekttransistors

Würde man bei einer in Sperrichtung gepolten Kapazitätsdiode zusätzlich eine sehr dünne Isolierfolie einschieben, dann ändert sich eigentlich nichts an der Wirkungsweise. Die Anordnung stellt immer noch einen Kondensator dar. Gegenüber der am Pluspol liegenden Elektrode sammeln sich infolge der Influenzwirkung negative Ladungsträger. Im Halbleitermaterial läßt sich auch weiterhin die Breite der Sperrschicht bzw. die Dicke des n-leitenden Gebietes durch die Höhe der angelegten Sperrspannung beeinflussen, vgl. Bild 5.03.

Eine solche zusätzliche dünne Isolierschicht läßt sich bei Silizium dadurch erzeugen, daß man vor dem Aufbringen der metallischen Anschlußelektrode die Siliziumoberfläche mit Sauerstoff, chemisches Zeichen O, behandelt. Dadurch bildet sich Siliziumdioxid SiO_2 = Quarz, und das ist einer der besten Isolatoren, die es gibt.

Diese hochwertige Quarzisolation verhindert dann jeden Stromfluß, auch beim Umpolen der Spannung. Die Anordnung wird also äußerst hochohmig.

Bild 6.27 Der Metall-Oxid-Feldeffekttransistor

Eine solche Isolierschicht wird beim Metall-Oxid-Feldeffekttransistor, abgekürzt MOSFET oder Mosfet, vorgesehen. In ein p-leitendes Halbleiterplättchen, auch Substrat genannt, werden zunächst von oben her zwei stark dotierte, also niederohmige n-Zonen, als S-Pol und D-Pol eindiffundiert. Dann wird im Diffusionsofen Sauerstoffgas über die Oberfläche geleitet. Sie oxidiert, und es bildet sich eine dünne, gut isolierende Schicht Siliziumoxid. Bei diesem Arbeitsgang läßt man in der Oxidschicht Löcher frei für die späteren S- und D-Anschlüsse. Dieses feste Dielektrikum schützt die gesamte Oberfläche und bildet mit der danach aufgedampften Metallbelegung für den Gate-Anschluß und mit dem Siliziumkristall einen kleinen Kondensator. Man deutet dies im Mosfet-Schaltsymbol durch zwei parallele Striche an ähnlich dem Zeichen für eine Kapazität. Die Schichtenfolge ist also: Metallbelegung – Oxid – Silizium, daher die Bezeichnung *MOS-Transistor* oder auch *Isolierschicht*-Feldeffekttransistor (im Gegensatz zum *Sperrschicht*-Feldeffekttransistor).

Legt man eine Steuerspannung U_{GS} zwischen Gate und dem Substrat an, dann entsteht durch die Influenzwirkung des Kondensators, wie im vorigen Bild beschrieben, ein n-leitendes Gebiet. Es bildet einen leitenden Kanal zwischen Source und Drain. Der Querschnitt dieses n-Kanals läßt sich wie bei einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor durch die Steuerspannung U_{GS} verändern. Beim Anlegen einer Source-Drain-Spannung fließt daher ein Strom I_D und bewirkt größere Spannungsänderungen an einem Lastwiderstand R_L. Rechts am D-Pol ist die Spannungsdifferenz zwischen G und D geringer, weil U_{GS} und U_{DS} gegensinnig in Reihe liegen. Dort ist deshalb die n-leitende Zone schmaler, ähnlich wie im Abschnürgebiet des Sperrschicht-FET.

Wegen der hochwertigen Isolation durch die SiO_2-Schicht kann im Silizium nicht einmal mehr der winzige Rückstrom zwischen G und S fließen. Der Eingang ist ungewöhnlich hochohmig bis zu $10^{13}\ \Omega$. – Das Substrat oder der Grundkörper, im Englischen mit B = Bulk bezeichnet, wird meist mit dem Source-Anschluß verbunden.

Bild 6.28 und 6.29 Selbstleitend – selbstsperrend

Das Kennlinienfeld eines Mosfets gleicht dem von bipolaren und von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren. Wegen des gut isolierten Gates läßt sich ein Mosfet auch über $U_{GS} = 0$ hinweg mit positiven Spannungen steuern. Bild 6.28 zeigt vereinfacht den Drainstrom in Abhängigkeit von der Steuerspannung beim Typ 3 N 152. Bei $U_{GS} = 0$ fließt bereits ein ziemlich hoher Drainstrom. Man nennt einen solchen Mosfet *selbstleitend*.

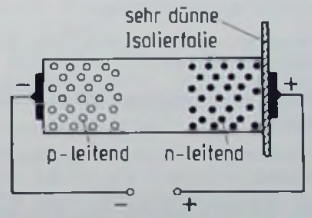


Bild 6.26 Eine zusätzliche sehr dünne Isolierschicht ändert nichts am Prinzip des Sperrschicht-Feldeffekttransistors

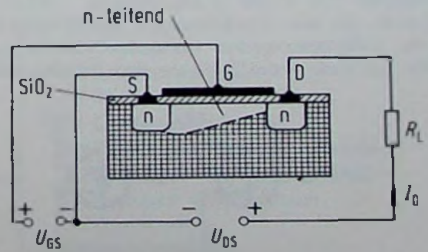


Bild 6.27 Zur Wirkungsweise des MOS-Transistors



Bild 6.28 Ausgangskennlinienfeld eines MOS-Transistors

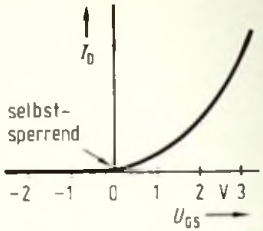


Bild 6.29 Kennlinienverlauf beim selbstleitenden und selbstsperrenden Typ

Außerdem gibt es Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren, bei denen bei der Gatespannung 0 noch kein Strom fließt. Sie sperren bis zu dieser Spannung nach Bild 6.29. Man bezeichnet sie daher als *selbstsperrend*.

Das MOS-Prinzip ist sehr zukunftsreich, zumal sich solche Systeme gut in integrierte Schaltungen einfügen lassen.

Bild 6.30 Die Schaltsymbole

Die Eigenschaften von Mosfets werden durch unterschiedliche Schaltsymbole gekennzeichnet. Der Servicetechniker wird jedoch im allgemeinen die Funktion anhand der Spannungsangaben im Serviceschaltbild überprüfen. Er braucht kaum die Bedeutung der unterschiedlichen Schaltsymbole auswendig zu lernen. In Bild 6.30 bedeuten:

6.30a Mosfet vom n-Kanaltyp

6.30b n-Kanaltyp, Substrat mit dem Source-Anschluß verbunden

6.30c n-Kanaltyp, Substrat mit Gehäuse verbunden

6.30d n-Kanaltyp, Substrat B getrennt herausgeführt

Auch bei Mosfets lassen sich die Zonen entgegengesetzt dotieren, und man erhält p-Kanaltypen. Die Pfeilspitze im Symbol ist dann entgegengesetzt gerichtet. Die Bilder 6.30a bis d wiederholen sich also mit anders gerichteter Pfeilspitze für diese p-Kanaltypen. Außerdem bestände für alle Ausführungen die Möglichkeit, sie in selbstsperrender Form herauszubringen. Dafür hat man eine Variante des Schaltsymbols mit gestrichelter Drain-Sourcestrecke geschaffen, z. B.

6.30e Selbstsperrender Mosfet vom p-Kanaltyp, Substrat getrennt herausgeführt

Bei Verwendung von Mosfets ist noch mehr Sorgfalt erforderlich als bei Sperrschicht-Feldeffekttransistoren. Statische Aufladungen der Gate-Elektrode führen zu so hohen Feldstärken in der sehr dünnen Oxidschicht, daß sie durchschlagen kann und der Transistor zerstört wird. Das kann bereits passieren, wenn man mit den Anschlußdrähten über ein Perlongewebe streift. Beim Versand, beim Lagern und noch während des Einbauens sollen daher die Anschlußdrähte miteinander verbunden sein. Die Bauteile werden deshalb mit einem über die Drähte gestreiften Ring aus leitendem Gummi geliefert. Er darf erst nach dem Einlöten in die Schaltung durchgeschnitten und entfernt werden.

Bild 6.31 und 6.32 Doppelgate-MOS-Transistoren

Ordnet man zwei Gate-Elektroden hintereinander zwischen Source- und Drain-Anschluß an, dann läßt sich der Drainstrom zweimal, und zwar durch verschiedene Signale steuern. Die Anordnung ähnelt im Prinzip Bild 2.31 und kann zum Überlagern von zwei verschiedenen Schwingungen dienen.

Bild 6.31 zeigt das Schaltsymbol für einen solchen Dual-Gate oder Doppelgate-MOS-Transistor.

Bei neueren Ausführungen werden nach Bild 6.32 gleich innerhalb des Systems Schutzdioden integriert. Von diesen gegeneinandergeschalteten

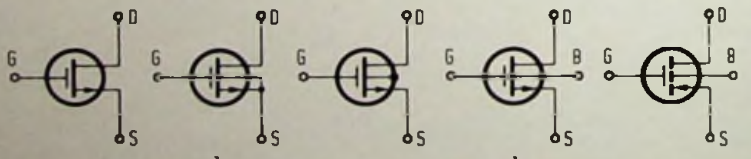


Bild 6.30 Schaltsymbole von MOS-Transistoren

Dioden ist eine stets in Sperrichtung gepolt, so daß der Eingang normalerweise durch die Diode nicht belastet wird. Die Diodenstrecken haben niedrige Durchlaßspannungen, so daß sie ähnlich wie Z-Dioden bei einem bestimmten Spannungswert leitend werden und die für die Gate-Isolation gefährlichen Überspannungen kurzschließen und abkappen.

Grenzwerte und Kennwerte von Transistoren

Die jedes Jahr neu herauskommenden Datenbücher der Halbleiterfirmen geben die wichtigsten Eigenschaften von Dioden und Transistoren nach Typen geordnet an.

Grenzdaten sind absolute Maximalwerte. Sie dürfen unter keinen Umständen, etwa bei Netzüberspannung oder Toleranzen anderer Bauelemente in der Schaltung, überschritten werden.

Statische Kenndaten beschreiben das Gleichstromverhalten der Transistoren. Sie werden auf eine Temperatur bezogen oder in Abhängigkeit von der Temperatur angegeben.

Dynamische Kenndaten geben Aufschluß über das Schaltungsverhalten und über den Wechselspannungsbetrieb. Hierzu werden Betriebsbedingungen und vielfach auch Meßschaltungen angegeben.

Schließlich bringen die Datenblätter Kennlinienfelder für die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Werten.

Die Datenbücher enthalten meistens auch eine allgemeine Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik. Es lohnt sich daher, diese Kapitel zu studieren – auch ältere Jahrgänge bleiben wertvoll!

Bezeichnungen für Halbleiter

Für Dioden und Transistoren, die vornehmlich in Rundfunk-, Fernseh- und Magnetton-Geräten angewendet werden, besteht die Typenbezeichnung aus zwei Buchstaben und drei Ziffern. Darin bedeuten:

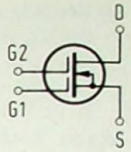


Bild 6.31 Doppelgate-MOS-Transistor

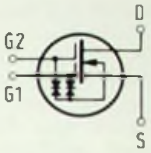


Bild 6.32 Doppelgate-MOS-Transistor mit Schutzdioden im Eingang

Die Zahlen 100...999 dienen zur laufenden Kennzeichnung der einzelnen Typen.

Beispiele:

AC 175 = Germanium-Transistor für Tonfrequenz
AF 137 = Germanium-Transistor für Hochfrequenz
BA 147 = Silizium-Diode

Daneben bestehen noch Bezeichnungen für kommerzielle Typen mit drei Buchstaben und zwei Ziffern sowie amerikanische Typenbezeichnungen in der Art 2 N 3055.

Literatur

[1] *Bladowski:* Eigenschaften und Anwendung von Mosfets. Radio-Mentor 1967, H. 11, S. 867 und H. 12, S. 940.

[2] *Jakits:* Herstellverfahren für Isolierschicht-Feldeffekt-Transistoren und ihre Bedeutung für die Technik integrierter Schaltungen. Valvo-Berichte Band XVI, Heft 3, März 1971, S. 65.

[3] *Sanquini:* MOS-Feldeffekt-Transistor. Druckschrift der RCA, deutsche Übersetzung Alfred Neye – Enatechnik, Quickborn–Hamburg.

1. Buchstabe		2. Buchstabe	
A	Ausgangsmaterial Germanium	A	Diode
B	Ausgangsmaterial Silizium	C	Nf-Transistor
R	halbleitendes Material für fotoelektronische Bauelemente	D	Nf-Leistungstransistor
		F	Hf-Transistor
		L	Hf-Leistungstransistor
		P	Strahlungsempfindliches Bauelement (z. B. lichtempfindlich)
		T	Steuerbarer Gleichrichter (Thyristor)
		Y	Gleichrichterzelle
		Z	Zenerdiode, Referenzdiode

[4] Wüstehube: Feldeffekt-Transistoren. Valvo GmbH, Hamburg.

[5] Zastrow: Feldeffekttransistoren. Funktechnik 1971, H. 2, S. 70; H. 3, S. 104; H. 4, S. 170; H. 5, S. 181.

[6] Der Feldeffekt-Transistor (FET). FtA Hl 05, Franzis-Verlag, München.

[7] Der Sperrschicht-Feldeffekttransistor. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 49, Franzis-Verlag, München.

[8] Der Isolierschicht-Feldeffekttransistor. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 50, Franzis-Verlag, München.

7 Röhren

Grundlage der Röhrentechnik ist der Transport von Elektronen im luftleeren Raum. Dazu muß man sie jedoch zunächst aus dem festen Leitermaterial „herausdampfen", indem man das Leitermaterial – die Glühkatode – durch eine *Heizspannung* auf hohe Temperatur bringt. Die herausgedampften Elektronen umgeben zunächst die Katode als Raumladungswolke. Um sie zur Gegenelektrode zu transportieren, muß ein Spannungsgefälle dorthin geschaffen werden; dazu benötigt man die *Anodenspannung*. Der fließende Elektronenstrom läßt sich durch eine weitere Spannung, die *Gitterspannung*, steuern, und darauf beruht die Verstärkerwirkung der Röhre. – Die Röhrentechnik hat eine rund 50jährige Entwicklung hinter sich. Während dieser Zeit haben sich bestimmte Bezeichnungen herausgebildet. Sie werden hier weiter benutzt, obgleich sie heute, analog zur Transistortechnik, besser durch Vierpol-Kennwerte ausgedrückt werden könnten.

Wenn auch Verstärkerröhren für neue Rundfunkempfänger bedeutungslos geworden sind, werden hier die Grundlagen nochmals knapp behandelt, denn:

1. Sie gelten auch für Oszillografenröhren und Fernsehbildröhren.

2. Millionen von Röhrenempfängern sind noch im Gebrauch und müssen bei Bedarf instandgesetzt werden.

Vakuumdioden

Bild 7.01 und 7.02 Diodensystem und Elektronen-Emission

Eine Vakuumdiode besteht aus zwei voneinander isolierten Elektroden in einem luftleer gepumpten Glaskolben. Die heizbare Katode wird von der zylindrischen Anode umgeben (Bild 7.01). Aus der glühenden Katode sprühen Elektronen aus und bilden eine Elektronenwolke. Dieses Aussprühen wird als Emission bzw. mit Emittieren bezeichnet. Legt man eine nach Bild 7.02 gepolte Spannung an, dann fließen die frei beweglichen Elektronen unter dem Einfluß dieses Spannungsgefälles von der Katode zur Anode. Der fließende Strom wird Diodenstrom I_d oder bei Leistungsdioden und Verstärkerröhren Anodenstrom I_a genannt. Wegen der Übereinstimmung mit den elektrotechnischen Grundgesetzen werde im Außenkreis in Richtung von Plus nach Minus gerechnet.

Polt man die Spannungsquelle um, dann kommt kein Strom zustande, weil die kalte Anode keine Elektronen aussenden kann. Der Strom wird in Sperrichtung vollständig unterdrückt.

Die Kennlinie einer Vakuumdiode ist im Gegensatz zu Halbleiterdioden unabhängig von der Raumtemperatur, denn die Katodentemperatur beträgt stets mehrere hundert Grad Celsius, und allein hiervon wird die Elektronenbewegung beeinflußt. Ob dabei die Raumtemperatur + 10 °C oder + 40 °C beträgt, spielt keine Rolle mehr. Die Durchlaßspannung bei Vakuumdioden beträgt mehrere Volt, während sie bei Halbleiterdioden unter 1 V liegt.

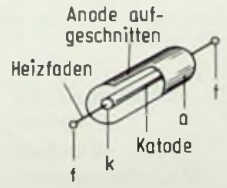


Bild 7.01 System einer indirekt geheizten Vakuumdiode

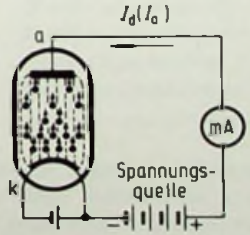


Bild 7.02 Verlauf des elektrischen Spannungsgefälles und der Elektronenbewegung in einer Röhre



Bild 7.03



Bild 7.04



Bild 7.05



Bild 7.06

Bild 7.03 bis 7.06 Schaltsymbole von Vakuumdioden und Vakuumgleichrichtern

Bild 7.03 bis 7.06 Hf-Dioden und Gleichrichterröhren

Man unterscheidet zwischen Hf-Dioden zum Demodulieren von Hf-Signalspannungen und Gleichrichterröhren zum Gleichrichten des Netzwechselstromes bei hohen Leistungen. Schaltsymbole:

7.03 Zweifach-Hf-Diode (getrennte Diodensysteme), indirekt geheizt

7.04 Duodiode mit gemeinsamer Katode, indirekt geheizt

7.05 Zweiweggleichrichterröhre, direkt geheizt

7.06 Vereinfachtes Diodensymbol, Heizfaden weggelassen

Verstärkerröhren

Bild 7.11 Gitter und Anode

Bei Verstärkerröhren befinden sich zwischen Katode und Anode ein oder mehrere voneinander isolierte, schraubenförmig gewendelte Drahtgitter. Bei Regelröhren ist ein Teil der Wicklung mit größerer Steigung ausgeführt.

Röhren werden nach der Gesamtzahl ihrer Elektroden oder nach Zahl und Bedeutung ihrer Gitter benannt. Bei den internationalen Bezeichnungen lehnte man sich an griechische Zahlworte an, z. B. Pent(a) = fünf und Hex(a) = sechs.



Bild 7.11 Einfaches Triodensystem (links) und Gitter einer Regelröhre (rechts)

Internationale Bezeichnung	Einteilung nach Zahl oder Bedeutung der Gitter
Diode	–
Triode	Eingitterröhre
Tetrode	Doppelgitterröhre, Schutzgitterröhre
Pentode	Dreigitterröhre, Schirmgitterröhre
Hexode	Viergitterröhre (Mischröhre)
Heptode	Fünfgitterröhre (Mischröhre)
Oktode	Sechsgitterröhre (Mischröhre)

Die wichtigsten Kurzzeichen für Rundfunkröhren sind:

1. Buchstabe			2., 3. und 4. Buchstabe	
Heizung		Heizkreis	System und Anwendung	
E	6,3 V	Parallel- oder Serienspeisung	A	Hf-Diode
			B	Hf-Doppeldiode
H	150 mA	Serienspeisung	C	Triode
			D	Endtriode
P	300 mA	Serienspeisung	F	Vorstufen-Pentode
			L	Endtetrode oder -pentode
U	100 mA	Serienspeisung	H	Hexode oder Heptode
			K	Oktode oder Heptode
			M	Abstimmanzeigeröhre
			Y	Einweg-Gleichrichter
			Z	Zweiweg-Gleichrichter

Bild 7.12 bis 7.15 Bezeichnungen der Elektroden

Die Röhrenelektroden werden mit kleinen Buchstaben bezeichnet: Heizfaden = f, Katode = k, Anode = a. Die Gitter werden in der Reihenfolge gezählt, wie sie von der Katode aus aufeinanderfolgen. Das *Steuergitter* g_1 steuert die Stärke des durch die Röhre fließenden Elektronenstromes. Das Schutz- oder *Schirmgitter* g_2 schirmt das Steuergitter gegen Rückwirkungen von der Anode her ab. Das *Bremsgitter* g_3 verhindert gewisse Störerscheinungen, die bei Schirmgitterröhren auftreten können. Es ist vielfach im Innern der Röhre mit der Katode verbunden.

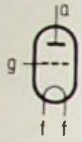


Bild 7.12



Bild 7.13

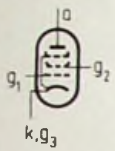


Bild 7.14



Bild 7.15

Bild 7.12 bis 7.15 Schaltzeichen für Röhren

7.12 = direkt geheizte Triode

7.13 = indirekt geheizte Pentode, g_3 getrennt herausgeführt

7.14 = indirekt geheizt, vereinfachte Darstellung, g_3 im Innern mit k verbunden

7.15 = indirekt geheizte Pentode, Katode vereinfacht dargestellt

Bild 7.16 Wirkung des Gitters

Die Betriebsspannungen einer Röhre werden auf die Katode bezogen. Das Gitter erhält eine geringe negative, die Anode eine hohe positive Gleichspannung gegenüber der Katode. Die positive Anodenspannung bewirkt einen Elektronenstrom. Die negative Spannung des Gitters hat die umgekehrte Richtung und Wirkung. Sie zwingt einen Teil der Elektronen zur Umkehr und verringert dadurch den Anodenstrom. Je stärker negativ das Gitter ist, desto kleiner wird der Anodenstrom. Mit der Spannung am Gitter kann also die Stärke des Anodenstromes gesteuert werden. Dabei soll das Gitter stets negativ gegenüber der Katode bleiben. Das bedeutet, daß Katode und Gitter einer in Sperrichtung gepolten Diode entsprechen. Es fließt also kein Strom im Gitterkreis, denn das Vakuum der Röhre stellt einen hochwertigen Isolator dar. Der Eingangswiderstand einer Röhre ist sehr hochohmig, etwa wie der eines MOS-Transistors.

Bild 7.17 Kennlinien und Kennwerte

Für eine konstante Anodenspannung, z. B. $U_a = 200$ V, ist links im Bild die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Gitterspannung, $I_a = f(U_g)$, dargestellt. Die Anodenstromänderung für 1 V Gitterspannungsänderung wird *Steilheit S* der Röhre genannt und in mA/V in den Datenblättern angegeben:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \qquad \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}};\ U_a = \text{konst.}\right]$$

S entspricht dem Wert y_{21} bei Transistoren, und die Gitterspannungskennlinie ist vergleichbar den Gate-Spannungskennlinien von Feldeffekttransistoren links in Bild 6.25.

Bei dem rechts in Bild 7.17 dargestellten Diagramm wurde eine Kennlinienschar bei verschiedenen jeweils fest eingestellten Gittervorspannungen und bei nach rechts größer werdenden Anodenspannungen aufgenommen. Das Diagramm entspricht damit den Ausgangskennlinienfeldern von bipolaren Transistoren, Bild 6.07, und

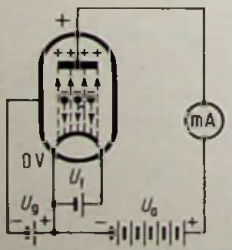


Bild 7.16
Betriebsspannungen einer Triode

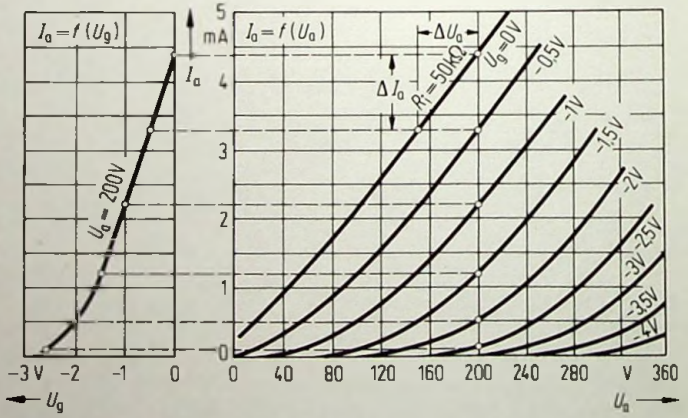


Bild 7.17 Gitterspannungs- und Anodenspannungsdiagramm einer Röhre

Feldeffekttransistoren, Bild 6.25. Die Kennlinien hier im Bild steigen jedoch stetig an, biegen also nicht bei einer Kniespannung in einen flach verlaufenden Teil um. Dieser gleichbleibende steile Anstieg ist typisch für Röhrentrioden. Aus der Steigung ergibt sich der Innenwiderstand

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$$

Er entspricht dem Wert r_z bei Transistoren. Die steil verlaufenden Triodenkennlinien bedeuten relativ niedrige Innenwiderstände, z. B.

Typ	ECC 81	EC 92	ECC 83
R_i	10 kΩ	12 kΩ	60 kΩ

Mit S und R_i lassen sich die wichtigsten Röhreneigenschaften ausdrücken. Diese beiden Werte sind daher in allen Röhrentabellen enthalten. Eine dritte kennzeichnende Röhrengröße ist der Durchgriff D. Durch ihn wird der Verlauf der Kennlinien für verschiedene Anodenspannungen festgelegt. Formelmäßig gilt

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$$

(bei gleichem Anodenstrom)

Der Durchgriff ist kein sehr anschaulicher Kennwert, deshalb benutzt man meist seinen Kehrwert

$$\frac{1}{D} = \mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$$

und bezeichnet ihn als *Verstärkungsfaktor*, denn er gibt die maximale Spannungsverstärkung der Röhre an. Rechnerisch ist

$S\,D\,R_i = 1$ (Barkhausen-Formel).

Meßtechnisch ergeben sich jedoch, besonders bei Pentoden, meist geringe Abweichungen von dieser Formel.

Bild 7.18 Anodenwiderstand und Verstärkung

Die zu verstärkende Signalwechselspannung wird über einen Kondensator C zugeführt. Die Gittervorspannung gelangt über den Widerstand R an das Gitter. Der entstehende Anodenwechselstrom i_a erzeugt an dem Widerstand R_a im Anodenkreis[1]) eine Wechselspannung u_a, die größer als die ursprüngliche Gitterwechselspannung u_g ist. Das Verhältnis $u_a : u_g$ ist die Verstärkung V der Röhre. V gibt an, wieviel Volt Ausgangsspannung sich für 1 V Gitterwechselspannung ergeben. Bei $V = 20$ erzeugt also 1 V Eingangsspannung 20 V Ausgangsspannung. Die Verstärkung wächst mit der Steilheit und dem Anodenwiderstand, denn dadurch vergrößern sich Anodenwechselstrom und Anodenwechselspannung. Ein kleiner Innenwiderstand setzt die Verstärkung herab, denn er legt sich dem außen angeschlossenen Anodenwiderstand parallel:

$$V = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

Der Anodenwiderstand kann dabei ein Wechselstromwiderstand, also ein Transformator oder ein Schwingkreis sein.

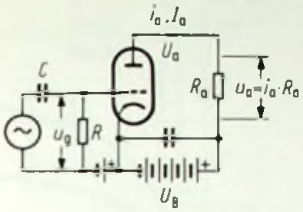


Bild 7.18 Anodenwechselspannung an einem Anodenwiderstand

Bild 7.19 Schirmgitterröhren

Das Schirmgitter g_2 liegt zwischen Anode und Gitter (vgl. Bild 7.13 und 7.14) und erhält eine feste positive Spannung von der halben bis zur vollen Höhe der Anodenspannung. Da es näher an der Katode sitzt, übt es eine kräftige, gleichbleibende Saugwirkung auf die Elektronen aus und bewirkt einen gleichmäßigen Stromfluß. Der Anodenstrom wird dadurch fast unabhängig von der Anodenspannung, und der Gleichspannungsverlust im Anodenwiderstand spielt dann keine Rolle mehr. Man kann große Anodenwiderstände verwenden und erhält daran hohe Wechselspannungen und große Verstärkung.

Das mit Katode verbundene Bremsgitter g_3 verbessert die Eigenschaften der Schirmgitterröhre, daher ist es in allen Hf-Verstärkerröhren enthalten.

Auch bei unterschiedlichen Anodenspannungen ändert sich also der Anodenstrom bei Schirmgitterröhren nur wenig. Wie bei einem Feldeffekttransistor steigen die Kurven für die einzelnen Gittervorspannungen („Gate-Spannungen") erst steil an und gehen dann in einen flachen Teil über, auch wenn die Anodenspannung bedeutend vergrößert wird. Flach verlaufende Strom-Spannungs-Kennlinien bedeuten einen großen diffe-

1 Für die Röhrentechnik wurde die Bezeichnung R_a = Arbeitswiderstand oder Anodenwiderstand anstelle von R_L = Lastwiderstand beibehalten.

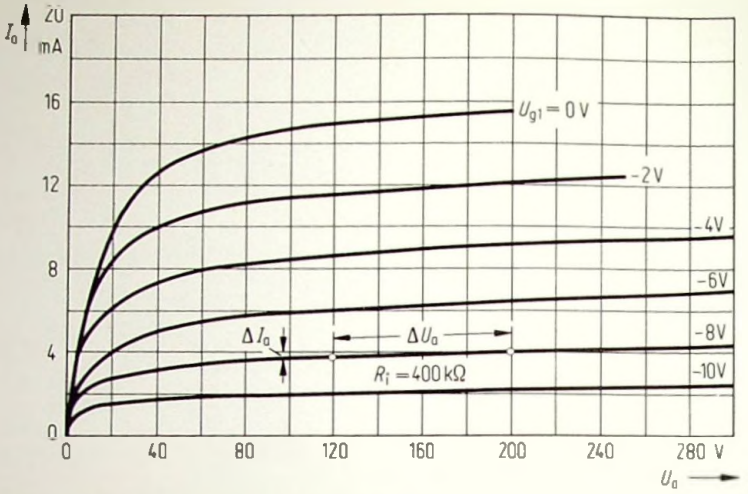


Bild 7.19 Das Ausgangskennlinienfeld einer Pentode ähnelt dem eines Feldeffekttransistors

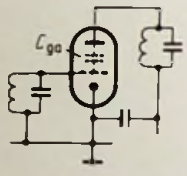


Bild 7.20 Gitter-Anoden-kapazität bei einer Triode

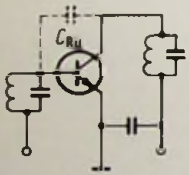


Bild 7.21 Die Gitter-Anodenkapazität bei einer Röhre entspricht der Rückwirkungskapazität bei einem Transistor

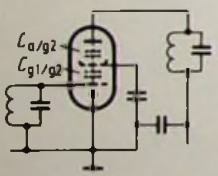


Bild 7.22 Verringerung der Gitter-Anodenkapazität bei einer Röhre durch ein Schirmgitter

rentiellen Widerstand bzw. einen hohen inneren Widerstand

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$$

Das ergibt bei Schirmgitterröhren Werte von 500 kΩ bis 2 MΩ.
R_i kann daher in der Verstärkungsformel

$$V = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

vernachlässigt werden, weil beim Parallelschalten des hohen Innenwiderstandes R_i zu dem kleineren Außenwiderstand R_a der Gesamtwert annähernd dem kleineren Widerstand entspricht. Die Verstärkung einer Pentode ist daher vereinfacht

$$V = S \cdot R_a$$

Zu dem hohen Eingangswiderstand von Röhren ergibt sich also bei der Pentode noch ein hoher Ausgangswiderstand. Man kann also Schwingkreise mit hohen Resonanzwiderständen direkt ohne Anzapfungen an den Eingang und Ausgang anschließen, ohne daß sie durch die Röhren nennenswert bedämpft werden.

Bild 7.20 bis 7.22 Gitter-Anodenkapazität

Die Kapazität C_{ga} zwischen Gitter und Anode einer Triode beträgt einige Pikofarad. Liegen nach Bild 7.20 an Gitter und Anode Schwingkreise, so sind sie über diese Kapazität miteinander gekoppelt, während sie eigentlich gegeneinander abgeschirmt sein sollen. Es besteht also wie beim Transistor eine Rückwirkungskapazität $C_{Rü}$ zwischen Steuerkreis und Lastkreis (Bild 7.21).

Fügt man ein Schirmgitter in die Röhre ein, so ergeben sich nach Bild 7.22 zwei Teilkapazitäten, und zwar $C_{g\,1/g\,2}$ vom Schirmgitter zum Steuergitter und $C_{a/g\,2}$ vom Schirmgitter zur Anode. Das Schirmgitter wird wechselstrommäßig durch einen Kondensator geerdet. Daher legt sich

$C_{g\,1/g\,2}$ parallel zum Gitterschwingkreis nach Erde und $C_{a/g\,2}$ parallel zum Anodenkreis nach Erde. Direkt vom Gitter zur Anode besteht nun keine nennenswerte Kapazität mehr. Schirmgitterröhren besitzen in dieser Hinsicht Vorteile gegenüber Trioden und Transistoren.

Bild 7.23 Regelröhren

Regelröhren sind Schirmgitterröhren, bei denen sich die Steilheit der Kennlinie stetig ändert. Dies wird durch unterschiedliche Steigungen der Gitterwindungen bewirkt (vgl. Bild 7.11). Durch verschieden große Gittervorspannungen kann man somit die Verstärkung des gesamten Empfängers entsprechend der Beziehung $V = S \cdot R_a$ verändern.

Bei der automatischen Verstärkungsregelung (AVR) erhält man die unterschiedlichen Gittervorspannungen für den Empfang von schwachen oder starken Sendern durch Gleichrichten ihrer verstärkten Signalspannungen. Schwache Sender geben niedrige Gittervorspannungen, also große Steilheit. Sie werden daher mehr verstärkt als starke Sender, denn diese erzeugen eine hohe negative Vorspannung und setzen somit selbst die Steilheit und ihre Verstärkung herab. Alle Sender erscheinen also in annähernd gleicher Lautstärke.

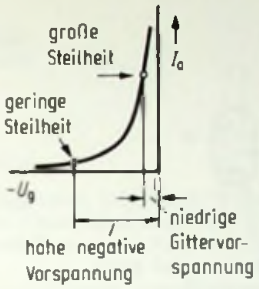


Bild 7.23 Steilheitseinstellung und Verstärkungsänderung bei Regelröhren

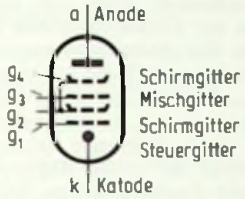


Bild 7.24 Prinzip der Mischhexode



Bild 7.25 Mischhexode mit Oszillatorsystem

Bild 7.24 und 7.25 Mischröhren

Fügt man in den Elektronenweg eines Röhrensystems nach Bild 7.24 ein weiteres Gitter g_3 ein und legt daran ebenfalls eine Wechselspannung, so wird der Elektronenstrahl zweimal gesteuert, ähnlich wie in Bild 2.31 durch zwei in Reihe liegende Transistoren. Liegen an den beiden Gittern verschiedene Frequenzen, so werden sie überlagert oder gemischt. Bei dieser multiplikativen Mischung entstehen im Anodenkreis außer den ursprünglichen Frequenzen die Seitenbandfrequenzen $f_1 - f_2$ und $f_1 + f_2$. Davon wird die Differenzfrequenz als Zwischenfrequenz

$$f_z = f_2 - f_1 = f_o - f_h$$

ausgesiebt und weiterverstärkt (vgl. Bild 1.05). Die Mischröhre dient also als Signalumsetzer.

Ein zusätzliches nach Bild 7.25 in den gleichen Röhrenkolben eingebautes Triodensystem liefert die Oszillatorfrequenz. Das Oszillatorgitter ist meistens innerhalb der Röhre mit dem Mischgitter verbunden, um den Hexodenstrom zu steuern.

Bild 7.26 bis 7.28 Abstimmanzeigeröhren

Bei den zum Anzeigen der richtigen Abstimmung auf einen Sender oder der günstigen Aussteuerung von Tonbandgeräten und Verstärkern früher benutzten Abstimmanzeigeröhren prallt der Elektronenstrom auf einen Leuchtstrom. Darauf bilden sich dann mehr oder weniger große leuchtende Flächen aus. Die Abmessungen dieser Flächen werden durch eine negative Spannung am Gitter gesteuert. Entsprechend der schematischen Darstellung von Bild 7.26 enthält eine solche Röhre ein normales Triodensystem und das Anzeigesystem. Seine räumliche Anordnung zeigt Bild 7.27. Die Leuchtanode 1 umgibt die Katode an drei Seiten. Vor der vierten offenen Seite befinden sich zwei Steuerstege st. Die nach dieser Seite fliegenden Elektronen gelangen durch eine Blechblende mit rechteckiger Öffnung auf die mit der Leuchtschicht präparierte Innenseite des Glaskolbens. Die Stege werfen je nach der angelegten Steuerspannung einen Elektronen-

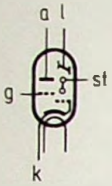


Bild 7.26 Schaltsymbol einer Abstimmanzeigeröhre

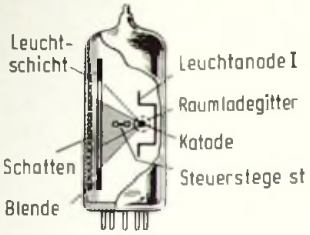


Bild 7.27 Aufbau einer Abstimmanzeigeröhre

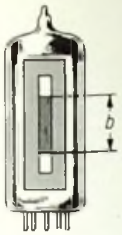


Bild 7.28 Ansicht der Röhre mit den Leuchtfeldern

schatten, der das Leuchtfeld auf die Länge b (Bild 7.28) verdunkelt. Zieht man die Spannung der Stege bis auf Katodenpotential herab, dann verriegeln sie den Elektronenstrom vollständig, und die gesamte Leuchtfläche bleibt dunkel.

Zum Steuern der Stege dient eine negative Gittervorspannung $-U_g$. In den Anodenkreis der Triode wird ein hochohmiger Widerstand, z. B. 500 kΩ, eingefügt. Bei großer negativer Vorspannung fließt kein Anodenstrom im Triodensystem, und die volle Anodenspannung liegt an der Leuchtanode des Anzeigesystems und an den Steuerstegen. Damit leuchtet die Schirmfläche in ihrer ganzen Länge auf. Verringert man die negative Gittervorspannung, dann beginnt ein Anodenstrom zu fließen. Triodenanode und Steuerstege erhalten weniger Spannung, und damit bildet sich die Schattenzone b aus. Die Steuerspannung für die Anzeige wird aus der feldstärkeabhängigen Signalspannung des Empfängers gewonnen. Bei genauer Abstimmung ist sie ein Maximum und das Leuchtfeld daher am größten.

Für UKW-Stereoempfänger gab es die Doppelanzeigeröhre EMM 803. Bei ihr leuchtet ein zusätzliches Leuchtfeld auf, wenn auf Stereosender mit ausreichender Feldstärke abgestimmt wird. Dieses Aufleuchten wird durch die in Stereosendungen enthaltene Pilotfrequenz bewirkt.

8 Verstärkergrundschaltungen

Zum Verstärken kleiner Signale und zum Steuern größerer Ströme haben sich Transistoren als aktive Bauelemente durchgesetzt. Sie sind klein und zuverlässig und erfordern keine besondere Heizspannung, wie dies beim Vorläufer, der Röhre, der Fall war. Beim Transistor wird das Steuersignal der Strecke Emitter – Basis bzw. Gate – Source zugeführt. Der gesteuerte Ausgangsstrom fließt zwischen Emitter und Kollektor bzw. zwischen Source und Drain. Dabei sind drei Grundschaltungen möglich, je nachdem welchen Anschluß man an die gemeinsame Bezugsleitung legt. Beim normalen (bipolaren) Transistor werden die drei Grundschaltungen als Emitterschaltung, Basisschaltung und Kollektorschaltung bezeichnet.

Für die Verstärkung von Wechselspannungssignalen gelten die Formelzeichen:

i_1 Eingangswechselstrom

i_2 Ausgangswechselstrom

u_1 Eingangswechselspannung

u_2 Ausgangswechselspannung

Grundschaltungen mit bipolaren Transistoren

Bild 8.01 Emitterschaltung

Der Emitter liegt am Bezugspotential. Ein Emitterwiderstand R zum Stabilisieren des Arbeitspunktes ist für Wechselspannung durch einen Kondensator C_1 zu überbrücken. Die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes muß unterhalb des Übertragungsbereiches liegen. Das gleiche gilt für den Kondensator C_2, der den Fußpunkt des Lastwiderstandes mit der Bezugsleitung verbindet.

Beim bipolaren Transistor steuert ein kleiner Basisstrom i_1 einen um den Faktor β größeren Kollektorstrom. Der Steuerkreis ist eine in Durchlaßrichtung gepolte Diodenstrecke, also niederohmig. Der Kollektorstrom erzeugt am Lastwiderstand die gegenüber der Eingangsspannung verstärkte Spannung u_2. Bei Stromverstärkungsfaktoren von 10...200 sind Spannungsverstärkungen von 100...10000 möglich. Die Emitterschaltung verstärkt Ströme und Spannungen, ergibt also auch eine hohe Leistungsverstärkung.

Erhöht man den Augenblickswert der steuernden Eingangsspannung, dann steigt der Kollektorstrom und bewirkt einen höheren Spannungsabfall am Lastwiderstand. Dies verringert aber den Augenblickswert der Spannung am Kollektor. Steuert man mit Sinusspannungen, dann ergibt daher die positive Halbwelle im Steuerkreis eine negativ gerichtete Halbwelle im Kollektorkreis, d. h. es findet eine Phasenumkehr statt, die Emitterschaltung wirkt als invertierender Verstärker, vgl. Bild 2.23.

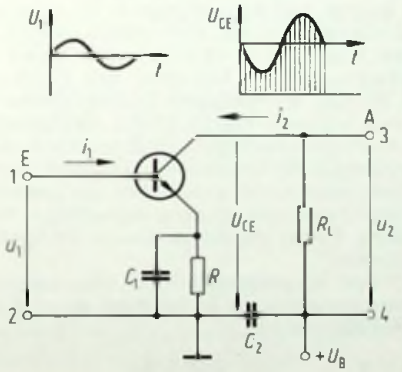


Bild 8.01 Emitterschaltung mit Steuerspannung und Ausgangsspannung

Eine Bestätigung für dieses Verhalten läßt sich auch aus Bild 6.07 herleiten. Steigt die Spannung an der Basis, dann wird auch der Basisstrom I_B größer. Dieser größere Basisstrom verschiebt den Arbeitspunkt auf der Kennlinie für R_L zu größeren Stromwerten I_C, aber kleineren Spannungswerten U_{CE}.

Die Grenzfrequenz f_α einer Emitterschaltung entspricht der in Bild 6.13 besprochenen und in den Datenblättern angegebenen Grenzfrequenz des betreffenden Transistors.

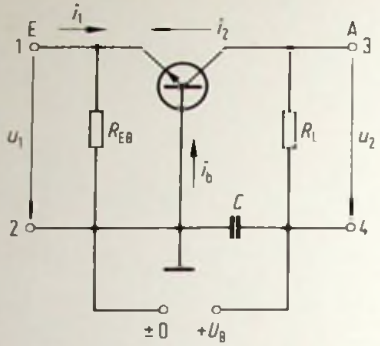


Bild 8.02 Basisschaltung mit Basis- und Emitterkreis

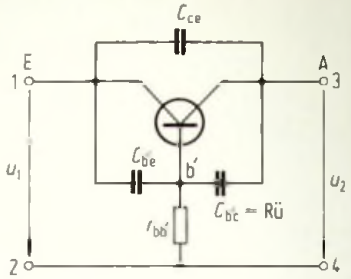


Bild 8.03 Einfluß der inneren Transistorkapazitäten bei der Basisschaltung

Bild 8.02 Basisschaltung

In einer Schaltung kann man nach Erfordernis jeden beliebigen Punkt als Bezugspotential wählen, an Masse legen und erden. Die anderen Punkte der Schaltung führen dann Spannung gegen das Bezugspotential. Dies gilt auch für Transistorverstärkerstufen. Man kann die Basis eines Transistors an das Bezugspotential legen, steuert weiterhin mit der Eingangsspannung zwischen Emitter und Basis und greift die verstärkte Signalspannung u_2 am Kollektorwiderstand R_L ab. Der Laststrom i_2 verläuft vom Pluspol der Betriebsspannung ($+U_B$) über den Lastwiderstand R_L und die Kollektor-Emitter-Strecke zurück zum anderen Pol (± 0) der Betriebsspannung. Der Laststromkreis muß daher durch einen niederohmigen Widerstand R_{EB} zwischen Emitter und Basis geschlossen sein, damit der Laststrom ungehindert zur Bezugsleitung weiterfließen kann und wenig Nutzspannung an diesem Widerstand verlorengeht.

Über den Eingangskreis fließt also zusätzlich der Ausgangsstrom i_2. Er ist βmal so groß wie der Steuerstrom i_1:

$$i_2 = \beta \cdot i_1 \qquad \text{(vgl. Bild 6.06)}$$

Der Eingangswiderstand r_{1b} der Basisschaltung ergibt sich aus der Eingangsspannung und dem hier fließenden Strom i_2 (i_1 kann demgegenüber vernachlässigt werden) zu:

$$r_{1b} = \frac{u_1}{i_2} = \frac{u_1}{\beta \cdot i_1}$$

Darin ist (vgl. Tabelle zu Bild 6.12)

$$\frac{u_1}{i_1} = h_{11} = r_e$$

also gleich dem Vierpolkennwert des Transistors. Daraus ergibt sich der Eingangswiderstand der Basisschaltung zu:

$$r_{1b} = \frac{r_e}{\beta}$$

Man muß also den normalen Eingangswiderstand noch durch den Stromverstärkungsfaktor β dividieren, das ergibt recht niedrige Eingangswiderstände von nur 1...50 Ω.

Führt man ähnliche Überlegungen für den Innenwiderstand im Ausgangskreis des Transistors durch, dann ergibt sich für die Basisschaltung:

$$r_{2b} = \beta \cdot \text{Wert für die Emitterschaltung}$$

Der Innenwiderstand ist also sehr groß und ermöglicht eine gute Spannungsanpassung und Spannungsverstärkung. Die Basisschaltung invertiert nicht. Eingangs- und Ausgangsspannung haben die gleiche Phasenlage.

Bild 8.03 Die Basisschaltung bei hohen Frequenzen

In der Basisschaltung liegt der innere Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$ nicht im Längszweig wie in der Ersatzschaltung Bild 6.11, sondern als Querwiderstand. Er wirkt daher im Gegensatz zu Bild 6.11 nicht als Tiefpaß, der die hohen Frequenzen benachteiligt, sondern in Verbindung mit den inneren Kapazitäten sogar als Hochpaß. Die Grenzfrequenz f_α einer Basisschaltung liegt deshalb beträchtlich höher als die Grenzfrequenz f_β der Emitterschaltung, und zwar ist

$$f_\alpha = \beta \cdot f_\beta$$

Diese Eigenschaft, daß die Verstärkung der Basisschaltung bis zu sehr hohen Signalfrequenzen wirksam bleibt, macht die Anordnung ausgezeichnet geeignet für die Verstärker- und Mischstufen im UKW-Teil von Empfängern. Außerdem liegt die bei hohen Frequenzen störende Rückwirkungskapazität $C_{b'c} = C_{Rü}$ aus den Bildern 6.11 und 7.21 nunmehr unschädlich nur noch parallel zum Ausgangskreis und addiert sich dort einfach zur Abstimmkapazität.

Bild 8.04 und 8.05 Kollektorschaltung

Der Kollektor wird wechselspannungsmäßig über eine Kapazität C geerdet. Diese Schaltung Bild 8.04 wird auch als *Emitterverstärker* oder *Emitterfolger* bezeichnet, weil die Ausgangsspannung am Emitter abgegriffen wird. Eingangsspannung u_1 und Ausgangsspannung u_2 liegen gegeneinandergeschaltet im Basiskreis. An der Steuerstrecke zwischen Basis und Emitteranschluß wirkt ihre Differenzspannung. Dies erfordert eine viel höhere Eingangsspannung u_1, um die gleiche Steuerwirkung wie in einer Emitterschaltung zu erzielen. Das bedeutet, daß zwischen den Punkten 1 und 2 ein wesentlich größerer Eingangswiderstand herrscht. Der sonst so störende niedrige Durchlaßwiderstand der Emitter-Basisdiode fällt hier nicht ins Gewicht. Die Anordnung eignet sich daher gut zum Anpassen von hochohmigen Kristallmikrofonen oder Kristalltonabnehmern an Transistorverstärker.

Die Steuerspannung u_1 muß größer sein als die Ausgangsspannung u_2. Daher findet keine Spannungsverstärkung, sondern nur eine Stromverstärkung statt. Man gewinnt jedoch den Vorteil, daß der Ausgangswiderstand zwischen den Klemmen 3 und 4 ziemlich niederohmig ist. Der Emitterverstärker stellt also eine Quelle mit niedrigem R_i dar. Man kann damit normale Transistorstufen steuern, ohne auf ihren Eingangswiderstand Rücksicht nehmen zu müssen. Wegen dieser Anpassungsfähigkeit von hochohmigen Quellen an niederohmige Verbraucher bezeichnet man die Kollektorschaltung auch als *Impedanzwandler*.

Der Emitterfolger wird oft auch nach Bild 8.05 dargestellt, also mit nach oben gedrehtem Emitteranschluß. Die Anordnung darf nicht mit einer normalen Verstärkerstufe verwechselt werden. Sie ergibt keine Spannungsverstärkung, sondern eine Impedanzanpassung. Bei gegen Masse positiver Betriebsspannung ist ein pnp-Transistor vorzusehen, damit die Stromrichtung stimmt. Emitterfolgestufen werden oft in integrierte Schaltungen eingefügt, um die eigentlichen Verstärkerstufen zu entkoppeln bzw. günstig anzupassen.

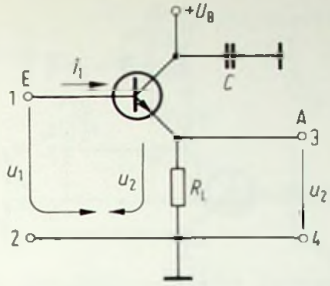


Bild 8.04 Prinzip der Kollektorschaltung, auch Emitterverstärker oder Emitterfolger genannt

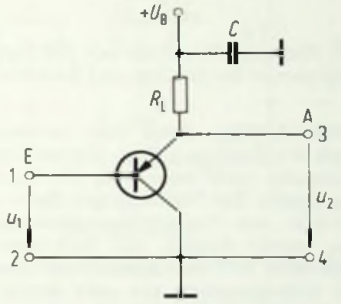


Bild 8.05 Andere Darstellung der Kollektorschaltung

Bild 8.06 Emitterfolger als steuerbarer Widerstand

In Stromversorgungsteilen dienen Emitterfolger als steuerbare Serienwiderstände in einer Spannungsteilerschaltung vergleichbar Bild 2.12. Läßt man zunächst den Widerstand R und die Z-Diode außer Betracht, dann entspricht Bild 8.06 genau der Schaltung 8.04: Der Kollektor liegt an der Betriebsspannung U_B, der Emitter führt über den Lastwiderstand R_L an die Bezugsleitung; R_L entspricht hier der gesamten Belastung des Stromversorgungsteiles, daran liegt die Nutzspannung U_{stab}, entsprechend u_2 in Bild 8.04.

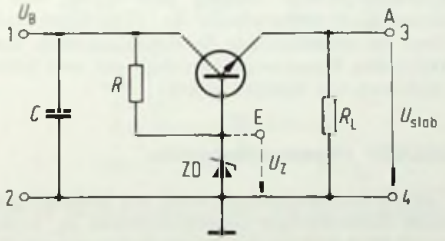


Bild 8.06 Emitterfolger als steuerbarer Serienwiderstand zwischen den Punkten 1 und 3; Stromstabilisierung durch eine Z-Diode

R und die Z-Diode bilden eine Stabilisierungsschaltung ähnlich Bild 5.21. An der Z-Diode herrscht also eine konstante Gleichspannung U_Z, auch wenn die vom Lichtnetz abgeleitete Spannung U_B stark schwankt. Diese konstante Z-Diodenspannung stellt gewissermaßen die Eingangsspannung des Emitterfolgers dar und liefert den Basissteuerstrom des Transistors. Dieser Steuergleichstrom bleibt somit ebenfalls immer konstant. Damit wird aber auch der Kollektorstrom auf gleicher Höhe gehalten, denn es gilt:

$$I_C = B \cdot I_B \qquad \text{(vgl. Bild 6.05)}$$

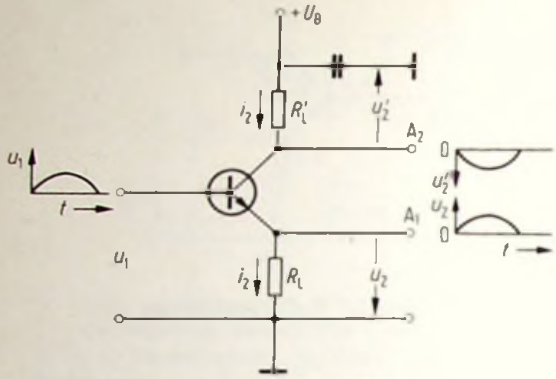


Bild 8.07 Phasenumkehrstufe mit gleichgroßen Widerständen in der Emitter- und Kollektorleitung

Der Kollektorstrom durch den Lastwiderstand und somit die Spannung U_{stab} bleiben also ebenfalls konstant, auch wenn sich die Speisespannung U_B ändert. Der Emitterfolger dient hier zum Stabilisieren von Versorgungsspannungen. Die Wirkung beruht darauf, daß nach dem Kennlinienfeld Bild 6.07 bei konstantem Basisstrom sich der Kollektorstrom nur sehr wenig ändert, selbst wenn man die Betriebsspannung um 100 %, z. B. von 5 V auf 10 V erhöht. Die Emitter-Kollektor-Strecke verhält sich dabei wie ein steuerbarer Widerstand. Er vergrößert seinen Wert bei ansteigender Betriebsspannung, nimmt damit den Spannungsüberschuß auf und hält die Spannung am Emitter stabil.

Bild 8.07 Phasenumkehrstufe

Diese Grundschaltung stellt ein Mittelding zwischen Emitterfolger (Lastwiderstand R_L entsprechend Bild 8.04 in der Emitterleitung) und Emitterverstärker (Lastwiderstand R_L' entsprechend Bild 8.01 in der Kollektorleitung) dar. Ist $R_L = R_L'$, dann erzeugt der Ausgangswechselstrom i_2 daran gleich große Teilspannungen u_2 und u_2'. Wesentlich ist dabei, daß der als Emitterfolger arbeitende Teil der Schaltung die Eingangsspannung nicht invertiert (Bild 8.04). Durchläuft die Eingangsspannung u_1 die positive Halbwelle, dann steigt der Strom i_2. Die Teilspannung u_2 am Lastwiderstand R_L vergrößert sich. Das Potential am Kollektor wird positiver. Am Ausgang A_1 ergibt sich eine positiv gegen Null gerichtete Spannungshalbwelle u_2.

Die Teilspannung u_2' vergrößert sich ebenfalls. Dadurch wird aber das Emitterpotential in Richtung auf den negativen Anschluß der Betriebsspannungsquelle verschoben. Das bedeutet eine negativ gerichtete Wechselspannungshalbwelle. Dieser Teil der Schaltung arbeitet als invertierender Emitterverstärker.

An den Ausgangsklemmen A_1 und A_2 können also gegenphasig gegen den Nullpunkt gerichtete Wechselspannungen abgenommen werden. Da die Verstärkung eines Emitterfolgers etwas kleiner als 1 ist und die Teilspannungen u_2 und u_2' unter sich gleich sind, ergibt diese Phasenumkehrstufe keine Spannungsverstärkung; es ist:

$$u_1 \approx u_2 \approx u_2'$$

Literatur

[1] *Benda*: Einfache Halbleitertechnik, 4. bis 7. Teil. Funkschau 1970, H. 22, S. 797; H. 23, S. 827; 1971, H. 1, S. 29.

[2] *Mäusl*: Verstärkergrundschaltungen. Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 45, Okt./Nov. 1970, S. 28; Nr. 46, Dez./Jan. 1970/71, S. 30; Nr. 47, Febr./März 1971, S. 37.

[3] *Ratzki*: Der Emitterfolger in der Praxis. Funk-Technik 1971, H. 4, S. 135.

[4] Datenbücher der Halbleiter-Hersteller.

[5] Der Transistor. Telefunken-Fachbuch Band I. Herausgeber: Telefunken Aktiengesellschaft.

Grundschaltungen bei Feldeffekttransistoren

Für Feldeffekttransistoren gelten die gleichen Ersatzschaltungen und Vierpolgrößen. Man unterscheidet daher Sourceschaltung, Gateschaltung und Drainschaltung, je nachdem welche Elektrode wechselspannungsmäßig an die gemeinsame Bezugsleitung gelegt wird. Für die Drainschaltung kann man in Anlehnung an den Emitterfolger auch Sourcefolger sagen. – Infolge des hochohmigen Eingangswiderstandes von Feldeffekttransistoren benötigt man keinen Eingangsstrom i_1, sondern steuert mit der Signalspannung u_1. Wegen der Empfindlichkeit von MOS-Transistoren gegen statische Aufladungen und Störspannungen bevorzugt die Rundfunk-Industrie derzeit Sperrschicht-Feldeffekttransistoren als Einzel-Verstärkersysteme. Integrierte Schaltungen dagegen werden oft in MOS-Technik aufgebaut, weil sich dann Schutzdioden mit einfügen lassen.

Bild 8.11 Sourceschaltung

Beim selbstleitenden Feldeffekttransistor kann man die Vorspannung für das Gate an einem Widerstand R_S in der Sourceleitung erzeugen und über einen hochohmigen Ableitwiderstand R_G dem Gate zuführen. Der Widerstand in der Sourceleitung dient zum Einstellen des Arbeitspunktes und stabilisiert gleichzeitig gegen Stromschwankungen (vgl. Bild 6.15 bis 6.17). Die Spannungsverstärkung beträgt

$$V_S = \frac{u_2}{u_1} \approx g_m \cdot R_L$$

Darin ist g_m die sogenannte Vorwärtssteilheit. Sie entspricht dem Vierpolwert y_{21} und liegt bei den derzeitigen Feldeffekttransistoren bei 3 bis 6 mA/V. Die Rückwirkungskapazität beträgt nur einige zehntel Pikofarad. Feldeffekttransistoren verstärken daher bis zu sehr hohen Frequenzen. Man verwendet sie gern in den Eingangsstufen des UKW-Teiles. In Nf-Stufen ist ein Koppelkondensator C_1 notwendig, um Gleichspannungen von vorausgehenden Stufen abzuriegeln. Der dann notwendige Gate-Widerstand R_G bestimmt den Eingangswiderstand der Sourceschaltung. Sie stellt, wie die Emitterschaltung, eine invertierende Verstärkerstufe dar.

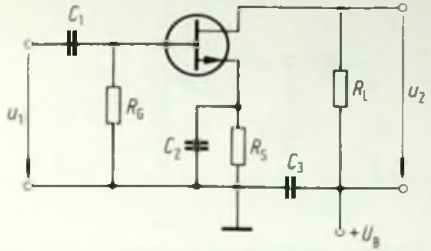


Bild 8.11 Feldeffekttransistor in Sourceschaltung

Bild 8.12 Die Gateschaltung

Das Gate liegt als gemeinsame Elektrode wechselspannungsmäßig an der Bezugsleitung. Wie bei der Basisschaltung ergibt sich zwar keine Spannungsverstärkung, aber eine gute Entkopplung zwischen Eingang und Ausgang. Für den Eingangswiderstand gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Basisschaltung des bipolaren Transistors Bild 8.02. Da der Laststrom an der Gate-Source-Strecke vorbeifließen muß, wird der wirksame Eingangswiderstand r_I stark herabgesetzt, er ist also trotz des hohen Gatewiderstandes niederohmig. Das Schaltungsbeispiel stellt zugleich eine wichtige Anwendungsmöglichkeit zur Verstärkungsregelung in Hochfrequenzstufen dar. Wie in Bild 6.23 behandelt, kann man die Source-Drain-Strecke eines Feldeffekttransistors als steuerbaren Widerstand auffassen. Dieser fiktive Widerstand R_{SD} bildet hier mit dem ohmschen Widerstand R einen Spannungsteiler. Vergrößert man den Widerstandswert R_{SD} durch eine größere negative Spannung am Gate, dann verringert sich die Teilspannung u_2 am Ausgang – eine elegante und frequenzunabhängige Methode, um zu große Signalspannungen herabzusetzen und Übersteuerungen zu vermeiden [5].

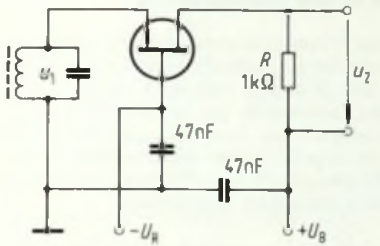


Bild 8.12 Feldeffekttransistor in Gateschaltung

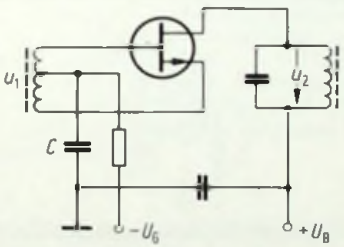


Bild 8.13 Feldeffekttransistor als Hf-Verstärker

Bild 8.13 Zwischengateschaltung

Die Gateschaltung gibt eine gute Entkopplung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis, aber keine Spannungsverstärkung. Diese ist jedoch bei der Sourceschaltung recht hoch. Daher lag der Gedanke nahe, einen Mittelweg zwischen diesen beiden Schaltungen zu wählen und den Erdpunkt bzw. die Bezugsleitung an eine Anzapfung des Eingangskreises zu legen. Je nach Wahl des Anzapfungspunktes kann man den Eingangswiderstand so bemessen, daß der Kreis wenig bedämpft wird, aber die richtige Bandbreite erhält, daß die Rückwirkung vom Ausgangskreis auf den Eingangskreis gering bleibt und daß sich außerdem eine wirksame Signalverstärkung ergibt.

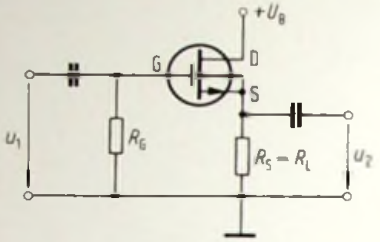


Bild 8.14 MOS-Transistor in Drainschaltung

Bild 8.14 Die Drainschaltung

Diese Verstärkerstufe hat die gleichen Impedanzwandlereigenschaften wie ein Emitterfolger, aber der Eingang läßt sich noch hochohmiger machen, besonders bei Verwendung von MOS-Transistoren. Die Anwendungsmöglichkeiten liegen vorwiegend in der elektronischen Meßtechnik als Eingangsstufe von Oszillografenverstärkern und elektronischen Voltmetern.

Literatur

[1] *Bienert*: Die Berechnung von FET-Grundschaltungen. Elektronik 1967, H. 2, S. 39.

[2] *Franke*: Der FET im NF-Verstärker, Telefunken-Sprecher, Heft 49/1969, S. 7.

[3] *Rinderle* und *Beckenbach*: UKW-Vorstufe mit FET oder bipolarem Transistor? Applikationsbericht AEG-Telefunken, Fachbereich Halbleiter, Heilbronn, 1969.

[4] *Sanquini*: MOS-Feldeffekt-Transistoren. RCA-Halbleitertechnik. Druckschrift ST-3703, 1968. Vertrieb A. Neye, Quickborn-Hamburg.

[5] *Sodtke* und *Schürmann*: Feldeffekt-Transistoren in AM-Vor- und Mischstufen von Rundfunkempfängern. Applikationsbericht der Texas Instruments Deutschland GmbH. Ausführliches Referat darüber in Funkschau 1969, H. 1, S. 11...14.

[6] *Wüstehube*: Feldeffekt-Transistoren. Valvo GmbH, Hamburg, 1968.

Röhren-Grundschaltungen

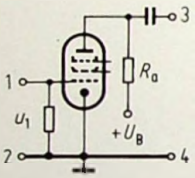


Bild 8.21 Katodenbasisschaltung

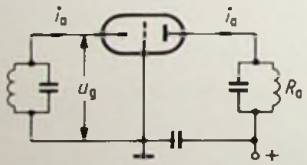


Bild 8.22 Gitterbasisstufe; schematische Darstellung, um die Abschirmwirkung des Gitters kenntlich zu machen

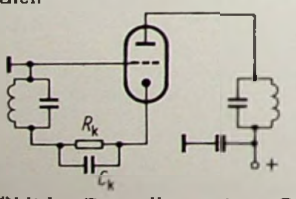


Bild 8.23 Übliche Darstellung einer Gitterbasisstufe in Empfängerschaltungen

Die Grundschaltungen von Transistoren hatten ihre Vorläufer bei den Röhren. Man bezeichnete dort die gemeinsame Bezugselektrode als Basis. Dieser Ausdruck Basis darf aber nicht mit der Basis des bipolaren Transistors verwechselt werden. Man unterschied demnach bei den Röhren Katodenbasisschaltung, Gitterbasisschaltung und Anodenbasisschaltung.

Bild 8.21 Katodenbasisschaltung

Bei der Röhrenpentode steuert eine kleine Gitterwechselspannung u_1 den Anodenstrom, und die Spannungsverstärkung ergibt sich zu $V = S \cdot R_a$. Eingangs- und Ausgangswiderstand der Röhre sind sehr hoch. Schwingungskreise mit hohem Resonanzwiderstand lassen sich unmittelbar anschließen. Die störende Rückwirkungskapazität wird durch geeignete Schaltungsmaßnahmen in ihrer Wirkung aufgehoben. Diese *Neutralisation* wird später besprochen.

Bild 8.22 und 8.23 Gitterbasisschaltung

Diese Schaltung wurde vorzugsweise für Trioden in UKW-Eingangsstufen angewendet. Bild 8.22 zeigt das Prinzip. Das geerdete Gitter wirkt als Abschirmung zwischen Eingang und Ausgang der Verstärkerschaltung. Der Anodenwechsel-

strom i_a fließt auch über den Eingangskreis. Der Eingangswiderstand ist ähnlich wie bei der Basisschaltung des bipolaren Transistors sehr niedrig, er hängt von der Röhrensteilheit ab. Bei einem Triodensystem der Röhre ECC 85 mit einer Steilheit von $S = 6$ mA/V beträgt dieser Eingangswiderstand

$$r_1 = \frac{1}{S} = \frac{1}{6 \cdot 10^{-3}} = \frac{10^3}{6} = 167\ \Omega$$

Dieser niedrige Eingangswiderstand bedämpft den Eingangskreis. Er wird breitbandig und kann fest auf die Mitte des UKW-Bandes abgeglichen werden.

Bild 8.23 zeigt die Gitterbasisschaltung in der Darstellungsweise, wie sie bei Röhrenschaltbildern stets angewendet wurde. Der in die Katodenleitung eingefügte Widerstand R_k erzeugt die für den Arbeitspunkt erforderliche Gittervorspannung.

Bild 8.24 Zwischenbasisschaltung

Sie entspricht der Zwischengateschaltung Bild 8.13. Durch Wahl des Anzapfungspunktes am Eingangskreis kann man den Eingangswiderstand so bemessen, daß der Kreis wenig bedämpft wird und daß die Rückwirkung vom Ausgangs- auf den Eingangskreis klein bleibt. Diese Zwischenbasisschaltung wurde viel für UKW-Eingangsstufen angewendet.

Bild 8.25 Anodenbasisschaltung = Katodenverstärker

Wie bei der Kollektorschaltung Bild 8.04 ist der Eingangswiderstand zwischen den Punkten 1

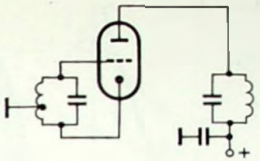


Bild 8.24 Zwischenbasisschaltung, der Erdungspunkt liegt zwischen Gitter und Katode

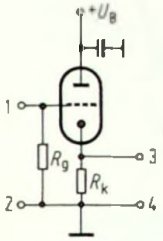


Bild 8.25 Anodenbasisstufe oder Katodenverstärker

und 2 sehr hoch, nämlich gleich dem Wert des hochohmigen Gitterableitwiderstandes R_g. Dagegen ist der Ausgangswiderstand gering, nämlich kleiner als der Katodenwiderstand R_k, weil der dynamische Innenwiderstand $r_i \approx 1/S$ der Röhre noch dazu parallel liegt. Die Spannungsverstärkung ist etwas kleiner als 1. Die Schaltung eignet sich als Impedanzwandler zum Anpassen an niederohmige Verbraucher.

Literatur

Die Röhre als aktiver Vierpol. Telefunken-Laborbuch, Band 1, S. 214...220.

Verstärkungsvorgänge in Kennlinienfeldern

Bild 8.31 Verstärkung eines aktiven Vierpols im Steuerspannungsdiagramm

Bei Transistoren und bei Röhren ergibt sich im Prinzip etwa der gleiche Kennlinienverlauf, wenn man den Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Steuerspannung aufträgt. Man vergleiche dazu den linken Teil des Bildes 6.25 für den Feldeffekttransistor sowie die Bilder 7.17 und 7.19 für die Röhre. Auch Bild 6.04 für den Basisstrom des Transistors läßt sich zum Vergleich heranziehen, denn der Kollektorstrom I_C hat genau den gleichen Verlauf, er ist nur um das Stromverhältnis B größer.

Hier in Bild 8.31 sind als Achsen aufgetragen für:

npn-Transistor	Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	Kollektorstrom	I_C
n-Kanal-FET	Gatespannung	$-U_G$	Drainstrom	I_D
Röhre	Gittervorspannung	$-U_g$	Anodenstrom	I_a

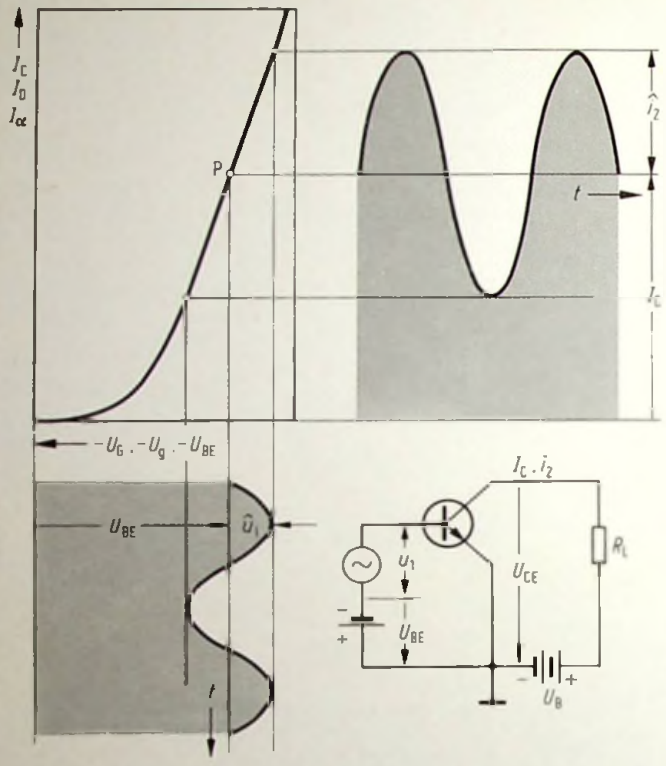


Bild 8.31 Verstärkungsvorgang, im Steuerspannungsdiagramm dargestellt

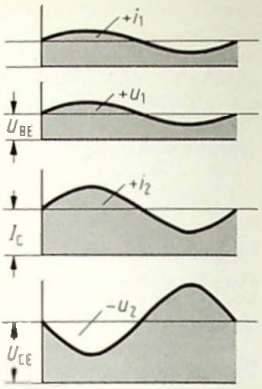


Bild 8.32 Phasenverlauf der Spannungen und Ströme bei der Emitterschaltung

Der Arbeitspunkt P eines Verstärkers wird durch einen Vorwiderstand, einen Spanungsteiler oder durch eine sonstige Spannungsquelle auf die Mitte des annähernd geradlinigen Kennlinienteiles festgelegt. Im Bild eingetragen sind die Verhältnisse für einen npn-Transistor. Überlagert man der Basisvorspannung U_{BE} eine Steuerwechselspannung u_1, dann ändert sich der Kollektorstrom um den Wert i_2. Dem mittleren Kollektorstrom I_C wird dann der Wechselstrom i_2 überlagert. Er bewirkt am Lastwiderstand R_L eine Wechselspannung $u_2 = i_2 \cdot R_L$.

Bild 8.32 Phasenlage der Kollektorspannung bei der Emitterschaltung

Wie bereits erwähnt, stellt die Emitterschaltung einen invertierenden Verstärker dar. Eine positiv gerichtete Eingangsspannungshalbwelle $+ u_1$ erzeugt eine positiv gerichtete Kollektorstromhalbwelle $+ i_2$. Dagegen sinkt während der Zeit des größten Stromflusses die Spannung am Kollektor auf $- u_2$ ab. Eingangsspannung u_1 und Ausgangsspannung u_2 sind um 180° gegeneinander in der Phase gedreht. Es handelt sich dabei um eine Invertierung (Umkehrung), nicht um eine Phasenverschiebung!

Bild 8.33 Verstärkungsvorgang im Ausgangskennlinienfeld

Mit Hilfe der Arbeitskennlinie für den Lastwiderstand R_L läßt sich der Verstärkungsvorgang mit den Werten von Strömen und Spannungen darstellen. Der Arbeitspunkt A liegt auf dem Schnittpunkt der Kollektorgleichspannung mit der Kennlinie für den gewählten Basisstrom bzw. der Basisvorspannung oder Gatevorspannung. Durch den Punkt P wird die Arbeitskennlinie mit der für den gewählten Arbeitswiderstand geltenden Steigung gelegt. Die Wechselspannung 0 – 1 – 2 – 3 – 4 an der Steuerelektrode läßt die Spannung zwischen den Punkten B und C schwanken. Dadurch ergeben sich in dieser Darstellung zugleich die Kollektorwechselströme und -spannungen 0 – 1 – 2 – 3 – 4. Infolge der Überlagerung der Gleich- und Wechselspannungen bilden sich am Kollektor Spannungsspitzen fast bis zur

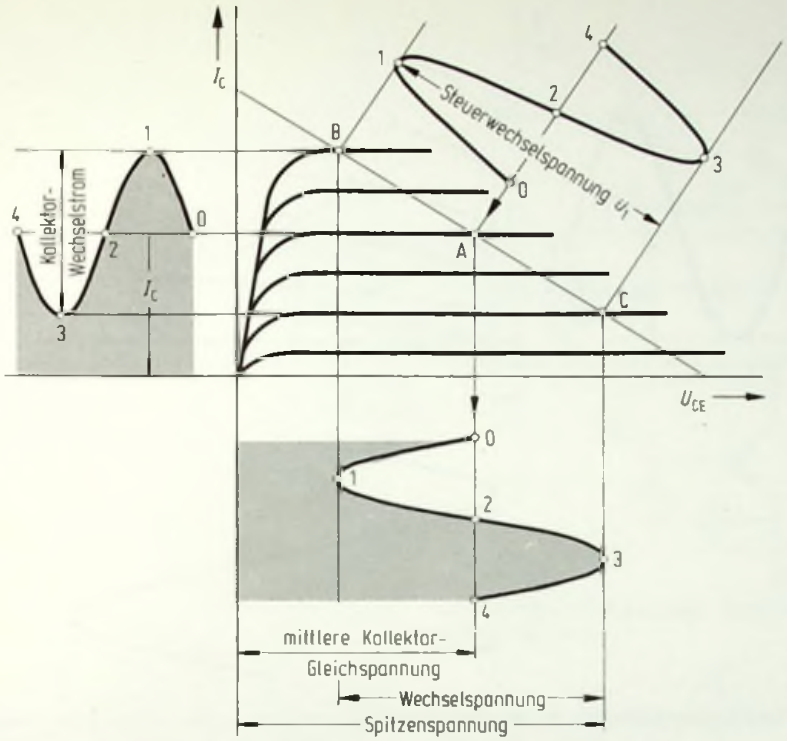


Bild 8.33 Verstärkungsvorgang, im Ausgangskennlinienfeld dargestellt

Höhe der eigentlichen Betriebsgleichspannung aus. Das Kennlinienfeld darf nur so weit ausgesteuert werden, daß die beiden Halbwellen gleichgroß bleiben. Unterschiede in Form und Größe der Halbwellen bewirken Verzerrungen.

Bild 8.34 Gleich- und Wechselstromleistung im Kennlinienfeld

Aus Kollektorgleichspannung und Kollektorgleichstrom ergibt sich die im Transistor verbrauchte Dauerverlustleistung P_T[1]) zu:

$$P_T = U_{CE} \cdot I_C$$

Sie ist gleich der Fläche des senkrecht schraffierten Rechteckes mit den Seiten Kollektorgleichspannung mal Kollektorgleichstrom. Die Leistung darf den durch die Leistungshyperbel bestimmten Wert P_{max} nicht überschreiten. Die maximale Wechselstrom- oder Sprechleistung P wird durch das Dreieck FDA dargestellt. Die Seite AD entspricht dem Wert $i_{2\,max}$, die Seite FA dem Wert $u_{2\,max}$. Die Leistung ergibt sich aus den Effektivwerten:

$$P = u_{2\,eff} \cdot i_{2\,eff}$$

$$P = \frac{u_{2\,max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_{2\,max}}{\sqrt{2}}$$

$$P = \frac{1}{2}\, u_{2\,max} \cdot i_{2\,max}$$

Die günstigste Sprechleistung bei geringsten Verzerrungen erhält man bei einer bestimmten Steigung der Arbeitskennlinie, d. h. bei einem günstigen Verhältnis des Lastwiderstandes R_L zum Innenwiderstand R_i. Man kann dies im Diagramm daran abschätzen, ob auf der Arbeitskennlinie vom Arbeitspunkt aus gleichlange Abschnitte von den Kurven für I_{BE} bzw. U_{BE} abgeschnitten werden.

1 Tiefgestelltes T oder tot (P_{tot}) für Total-Verlustleistung.

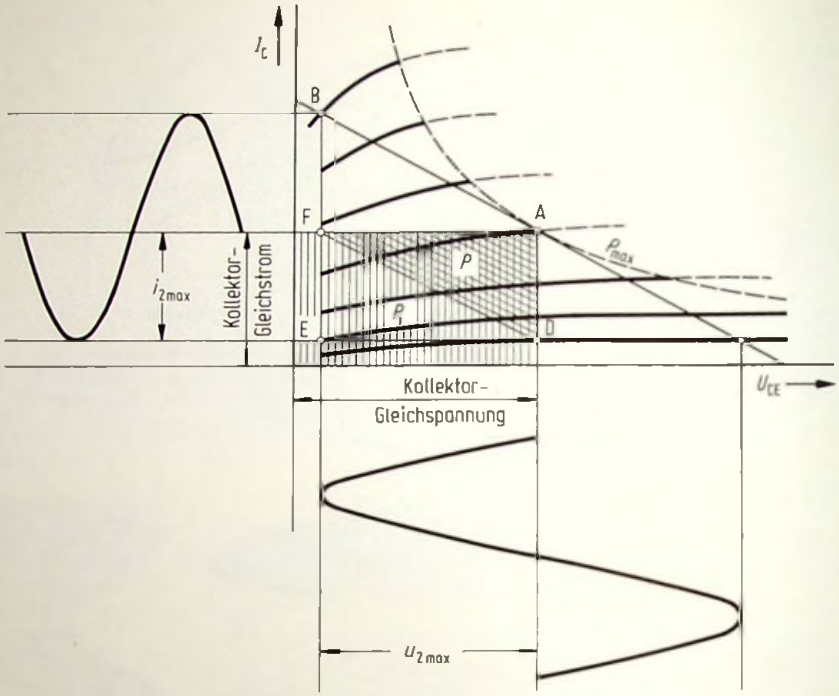


Bild 8.34 Leistungsverhältnisse im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors oder einer Pentode

Mehrstufige Grundschaltungen

Bild 8.41 bis 8.44 Die Darlington-Schaltung

Schaltet man nach Bild 8.41 zwei Transistorsysteme gleicher Zonenfolge so hintereinander, daß der Emitter des ersten Systems die Basis des zweiten steuert und verbindet man die beiden Kollektoranschlüsse, dann wirkt diese Anordnung ebenfalls als aktives Verstärkerelement.

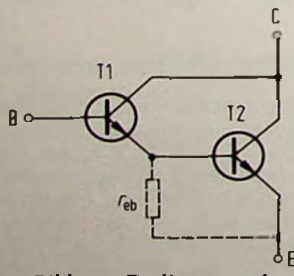


Bild 8.41 Darlingtonstufe

Die drei Anschlüsse können als Basis, Emitter und Kollektor eines einzigen Transistorsystems aufgefaßt werden. Der innere Eingangswiderstand r_{eb} wirkt als Emitterwiderstand des ersten Transistors. Er arbeitet demnach als Emitter-

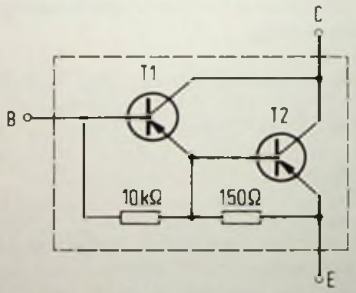


Bild 8.42 Darlington-Leistungstransistor; die beiden Transistorsysteme mit den Widerständen sind auf einem Siliziumplättchen integriert

folger, d. h. mit hohem Eingangswiderstand, großer Stromverstärkung und niedrigem Ausgangswiderstand. Das ergibt eine gute Anpassung an die Basis-Emitter-Strecke des zweiten Systems. Ein über Transistor 1 zugeführtes Signal wird im zweiten System nochmals verstärkt. Dies ergibt eine Gesamtverstärkung

$$\beta_{ges} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

Man erhält also eine als Darlingtonschaltung bezeichnete Anordnung mit hohem Eingangswiderstand und hoher Stromverstärkung. Das zweite System kann dabei als Nf-Leistungsverstärker ausgebildet werden.

Darlington-Verstärker lassen sich gut als integrierte Schaltungen auf einem einzigen Siliziumplättchen erstellen. Dabei kann der Spannungsteiler zum Erzeugen der inneren Basisvorspannung ebenfalls integriert werden. Bild 8.42 zeigt dies für einen pnp-Darlington-Leistungstransistor von Motorola. Bild 8.43 stellt den komplementären npn-Typ dazu dar. Wie für integrierte Schaltungen üblich, sind hier die Kreise um die Transistorsymbole weggelassen.

Es ist auch möglich, nach Bild 8.44 die Basisvorspannung für das zweite System durch eine in Durchlaßrichtung gepolte Diode zu erzeugen. Da sie sich im gleichen Siliziumplättchen, also in engem Wärmekontakt mit dem System T 2 befindet, wirkt sie nach Bild 6.17 und verhindert bei Temperaturanstieg das unzulässige Anwachsen des Kollektorstromes von T 2. Man erinnere sich: Bei ansteigender Temperatur erhöht sich die Flußspannung einer Diode; höhere Vorspannung im Basiskreis setzt den Kollektorstrom herab!

Bild 8.45 Dreistufiger Darlington-Verstärker

Das Kaskadenprinzip des Darlington-Verstärkers läßt sich auch auf mehr als zwei Systeme erweitern. Das Bild stellt die Kombination mit einem pnp-System im Eingang und zwei darauffolgenden npn-Systemen dar. Die gesamte Stromverstärkung dieses Bausteines beträgt:

$$\beta = \beta_1 \cdot (1 + \beta_2) \cdot (1 + \beta_3)$$

Literatur

[1] *AEG-Telefunken*: Taschenbuch Röhren – Halbleiter – Bauteile 1971. Technischer Anhang S. 60.

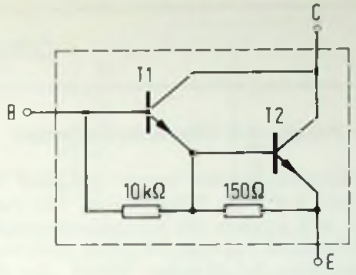


Bild 8.43 Komplementärtyp zu Bild 8.42

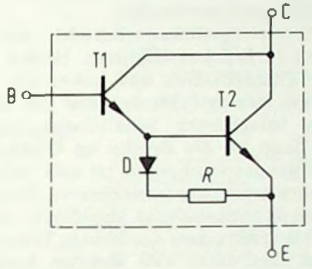


Bild 8.44 Basisvorspannung durch integrierte Siliziumdiode

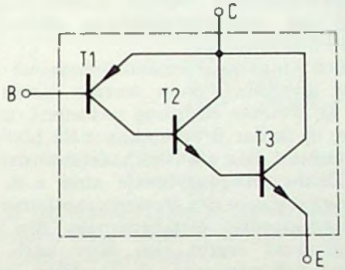


Bild 8.45 Dreistufiger integrierter Darlington-Verstärker

[2] *Motorola*: Darlington-Leistungstransistoren mit hoher Stromverstärkung. Motorola-Kompaß 1970, H. 4, S. 12.

[3] *Stern*: Grundlagen integrierter Schaltungen. 1. Auflage 1971, S. 167. Franzis-Verlag, München.

[4] *Widenhorn*: Transistor-Darlington-Verstärker. Funk-Technik 1968, H. 13.

Differenzverstärker

Bild 8.51 Prinzip des Differenzverstärkers

Der Differenzverstärker beruht auf einer Brükkenschaltung mit zwei Transistoren. Die Anordnung war seit langem als Operationsverstärker in der Meßtechnik bekannt. Mit dem Aufkommen der integrierten Schaltungen wurde der Differenzverstärker wegen seiner Vorteile auch in die Unterhaltungselektronik eingeführt und vom Nf- bis zum Hf-Gebiet verwendet.

Der Differenzverstärker besteht aus zwei Transistoren in Brückenschaltung. Haben sie genau gleiche Eigenschaften und haben die Widerstände genau gleiche Werte (das ist bei der Herstellung integrierter Schaltungen leicht zu erreichen), dann ist die Brücke im Gleichgewicht und die Ausgangsspannung u_2 ist null. Wird über die mit *Differenzeingang* bezeichneten Anschlüsse ein Wechselspannungssignal zugeführt, dann erhalten die Steuerstrecken der beiden Transistoren Spannungen von unter sich gleicher Amplitude, aber entgegengesetzter Phasenlage. Infolgedessen ändern sich auch die Ströme durch die beiden Kollektorwiderstände jeweils gegensinnig, und zwischen den Ausgangsklemmen entsteht die verstärkte Spannung u_2.

Wird den Eingangsklemmen jedoch ein Gleichtaktsignal zugeführt, dann werden beide Transistoren in gleicher Richtung gesteuert, und die Spannung u_2 in der Brückendiagonale bleibt null. Man bezeichnet dies als Gleichtaktunterdrückung. Solche Gleichspannungssignale sind z. B. Spannungsschwankungen der Versorgungsleitung oder darauf eingestreutes Netzbrummen. Ein Gleichspannungssignal ergibt sich aber auch, wenn beide Transistorsysteme gleichmäßig erwärmt werden, so daß sich ihre Kollektorströme vergrößern. Die Ausgangsspannung u_2 ändert sich dadurch nicht, besonders wenn beide Systeme dicht beieinander in gutem Wärmekontakt angeordnet sind, so daß sie stets die gleiche Temperatur annehmen. Dies ist der Fall bei integrierten Schaltungen, bei denen sich alle Systeme auf einem einzigen Siliziumplättchen befinden. Der integrierte Differenzverstärker ist somit sehr temperaturstabil. Man sagt, er hat eine geringe Temperaturdrift.

Wichtig für die Funktion des Differenzverstärkers ist der gemeinsame Emitterwiderstand R_{EE}. Ein Emitterwiderstand hat ohnehin eine stabilisierende Wirkung, vgl. Bild 6.15. Beim Differenzverstärker gilt dies in besonderem Maße. Will infolge eines Gleichtaktsignals der Gesamtstrom durch den Widerstand R_{EE} ansteigen, dann ändert sich für *beide* Transistoren die Basisspannung U_{BE} in der Weise, daß der Stromanstieg gedrosselt wird. Bei Gegentaktsignalen am Differenzeingang wird dagegen stets der Strom durch den einen Transistor in gleichem Maß verringert wie der im anderen Transistor ansteigt. Der Strom durch den Emitterwiderstand bleibt konstant, auch beim Vergrößern der Gegentakt-Eingangsspannung. Die Verstärkung wird also durch den Emitterwiderstand nicht beeinträchtigt. Es ist sogar erwünscht, den Strom zusätzlich zu stabilisieren, dann wird die gesamte Verstärkung stabiler.

Im Bild sind zwei Versorgungsspannungen $+U_B$ und $-U_B$ angegeben. Sie können auch durch eine einzige Spannungsquelle mit einem ohmschen Spannungsteiler ersetzt werden, an dem dann der Masseabgriff angeschlossen wird [6].

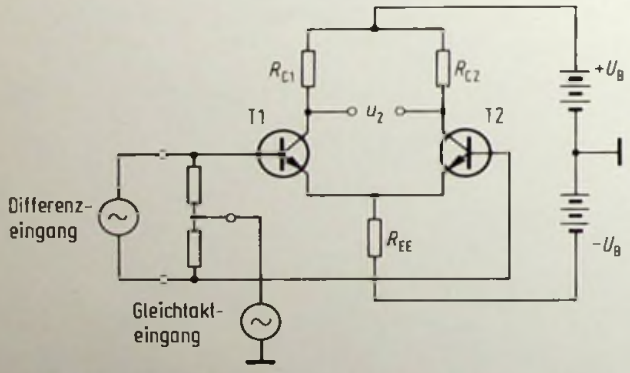


Bild 8.51 Der Differenzverstärker ist eine Brückenschaltung

Bild 8.52 Emitterstromstabilisierung

Je größer der Emitterwiderstand ist, desto konstanter ist der Gesamtstrom und desto besser werden Störungen durch Gleichtaktsignale und Temperaturänderungen unterdrückt. Einen konstanten Strom erhält man, indem man die Basisvorspannung eines Transistors durch den Spannungsabfall an einer Diode erzeugt, wie dies für Bild 6.17 erläutert wurde. Die Emitter-Kollektor-Strecke des Transistors stellt dann eine solche Konstantstromquelle dar. Sie bewirkt, daß die Summe der beiden Emitterströme der Transistoren 1 und 2 stets gleichbleibt. Dies ergibt gute Gleichtaktunterdrückung und insgesamt eine stabile Spannungsverteilung. Das ist auch vorteilhaft, wenn weitere Stufen in Gleichstromkopplung angeschlossen werden oder wenn die Schaltung bei unterschiedlichen Versorgungsspannungen arbeiten soll. Die bei Erwärmung kleiner werdende Flußspannung der Diodenstrecke bewirkt außerdem eine willkommene Temperaturkompensation, zumal sich diese Diode bei integrierten Schaltungen auf demselben Substrat befindet und sich daher in gleicher Weise wie die Transistoren erwärmt.

Die Konstantstromschaltung mit dem Transistor T 3 kann auch als Basisschaltung nach Bild 8.02 aufgefaßt werden. Das bedeutet einen großen differentiellen Innenwiderstand dieser Konstantstromquelle. Der Signalspannung wird also ein großer gemeinsamer Emitterwiderstand vorgetäuscht. Dies ergibt die gute stabilisierende Wirkung. Dabei ist der Gleichstromwiderstand gering, denn Widerstand R_3 und die Emitter-Kollektor-Strecke sind niederohmig, so daß nur wenig Betriebsspannung an diesem Teil der Schaltung verlorengeht [6].

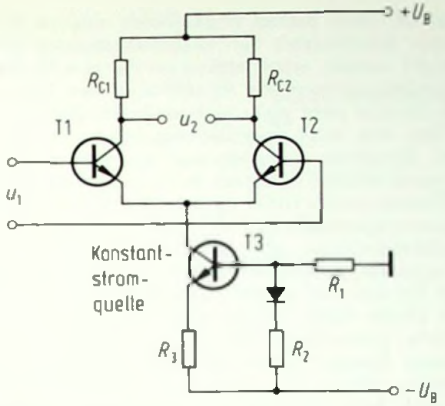


Bild 8.52 Differenzverstärker mit Emitterstromstabilisierung

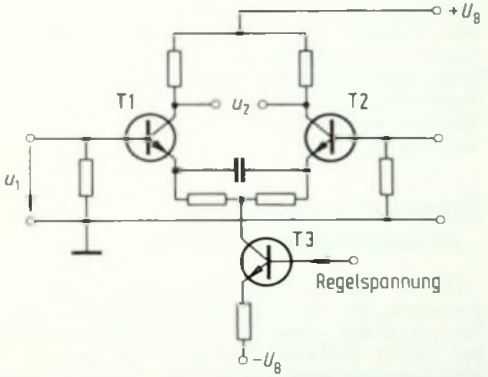


Bild 8.53 Differenzverstärker mit einstellbarer Verstärkung über einen Transistor als gemeinsamen Emitterwiderstand

Bild 8.53 und 8.54 Differenzverstärker mit einstellbarer Verstärkung

Das gleiche Mittel, nämlich eine Transistorstrecke als gemeinsamer Emitterwiderstand, kann auch für eine andere oft notwendige Funktion ausgenutzt werden. Gibt man diesem Transistor T 3 keine feste Basisvorspannung, sondern macht sie wie in Bild 8.53 veränderlich, dann läßt sich dadurch der Emitterstrom von T 3 und somit auch die Summe der Emitterströme von T 1 und T 2 verändern. Mit der Höhe des Emitter- bzw. Kollektorstromes ändert sich aber nach Bild 6.06 der Verstärkungsfaktor β eines Transistors. Durch Herabsetzen des Stromes durch Transistor 3 mit Hilfe einer Regelspannung wird also auch die Verstärkung der Transistoren T 1 und T 2 verringert. Dies nutzt man in Hf-Verstärkerschaltungen aus, um bei starken Sendern automatisch die Verstärkung herabzusetzen und Übersteuerungen zu verhindern.

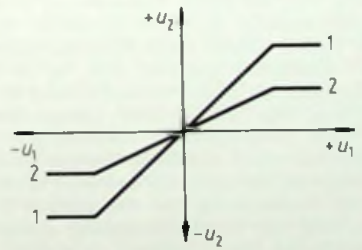


Bild 8.54 Wirkung der Schaltung Bild 8.53

Legt man in die Emitterleitungen der Transistoren T 1 und T 2 zusätzlich je einen Widerstand, dann wird die Brückenschaltung noch besser symmetriert und der Aussteuerbereich er-

weitert. Diese beiden Widerstände müssen durch einen Kondensator für Wechselspannung überbrückt werden, sonst wirken sie der gewünschten Verstärkung entgegen, da sich in diesen Zweigen die Ströme nicht mehr gegenseitig aufheben.

Bild 8.54 zeigt die Übertragungscharakteristik der Schaltung. Angenommen ist, daß nur mit einer Spannung u_1 an der Basis des Transistors 1 gesteuert wird. Dann ändert sich zwar nur die Spannungsverteilung an den beiden linken Brückenzweigen, aber auch dies bewirkt eine Ausgangsspannungsänderung u_2. Die Kurve 1 gilt für den Fall, daß der Regeltransistor T 3 vollen Strom führt. Die Spannung u_2 ist für kleine Werte proportional der Eingangsspannung u_1. Dieser lineare Arbeitsbereich wird scharf begrenzt, wenn die Brückentransistoren in das Sperr- bzw. Sättigungsgebiet gesteuert, also übersteuert werden.

Setzt man die eigentliche Brückenspeisegleichspannung herab, indem man den Strom durch den Transistor T 3 verringert, dann ergibt sich Kurve 2 in Bild 8.54. Dies ist leicht einzusehen, denn wenn eine Widerstandsbrücke mit kleinerer Speisespannung betrieben wird, müssen auch die Spannungsänderungen in der Diagonale kleiner sein [3, 6, 8].

Bild 8.55 Differenzverstärker mit unsymmetrischem Eingang

In der Rundfunkempfängertechnik wird vorzugsweise mit einseitig geerdeten Signalspannungen gearbeitet. Diese Art der Eingangsspannung bei einem Differenzverstärker ist bereits in Bild 8.53 vorausgesetzt worden. Man legt dazu wie hier im Bild die Basisleitung des zweiten Transistors wechselspannungsmäßig an die gemeinsame Bezugsleitung. Die erforderliche Vorspannung U_{BE} für beide Transistoren wird über den gemeinsamen Emitterwiderstand R_{EE} zugeführt. Sollen relativ große Eingangsspannungssignale verarbeitet werden, z. B. in Nf-Stufen, dann fügt man oft einen Vorwiderstand R_1 in die Basisleitung ein. Ein solcher Längswiderstand macht den Eingangskreis unabhängiger vom Durchlaßwiderstand der Basis-Emitter-Diode. Zur Symmetrierung ist dann ein weiterer Widerstand R_2 in die Basisleitung des Transistors T 2 einzufügen und für Wechselspannung durch einen Kondensator zu überbrücken.

Bild 8.56 Verstärker mit unsymmetrischem Ausgang

Die hier dargestellte Schaltung wird meist auch als Differenzverstärker bezeichnet. Gewisse Ähnlichkeit im Aufbau sind wohl vorhanden, aber

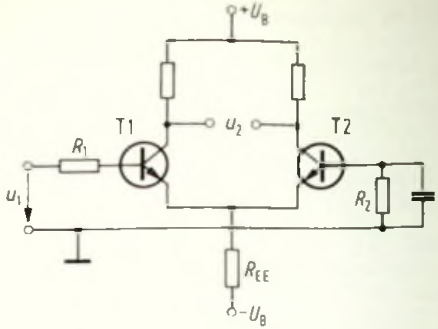


Bild 8.55 Differenzverstärker mit einseitig gegen die Bezugsleitung gerichteter Steuerspannung

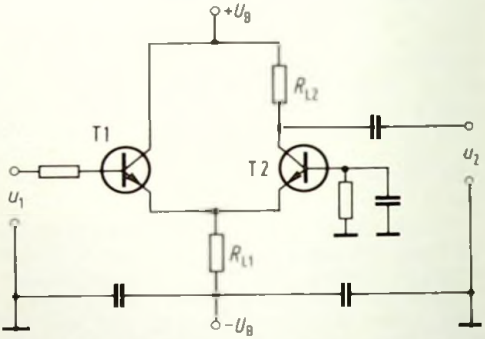


Bild 8.56 Verstärkerschaltung, bestehend aus Emitterfolger und einem zweiten Transistor in Basisschaltung

die Funktion ist gänzlich anders. Der Kollektor des Transistors T 1 liegt ohne Kollektorwiderstand an der Betriebsspannung, und die Ausgangsspannung wird unsymmetrisch nur am Kollektor des Transistors T 2 abgenommen. Transistor 1 arbeitet hier als Emitterfolger bzw. in Kollektorschaltung nach Bild 8.04 auf den Lastwiderstand $R_{L\,1}$. Bekanntlich besitzt der Emitterfolger einen hochohmigen Eingang, dies ist hier günstig zum Anpassen an vorhergehende Stufen.

Die Signalspannung an $R_{L\,1}$ steuert dann den in Basisschaltung (vgl. Bild 8.02) arbeitenden Transistor T 2. Der niedrige Eingangswiderstand der Basisschaltung ist also günstig an den Lastwiderstand $R_{L\,1}$ angekoppelt. Am Kollektorwiderstand $R_{L\,2}$ dieses Transistors kann dann die verstärkte Ausgangsspannung u_2 abgenommen werden.

Vom Differenzverstärker hat diese Schaltung nur die Art der Stromversorgung. Auch hier stabilisiert der gemeinsame Emitterwiderstand, $R_{L\,1} = R_{EE}$ in den vorigen Bildern, die Schaltung gegen Temperatureinflüsse und Änderungen der Speisespannung.

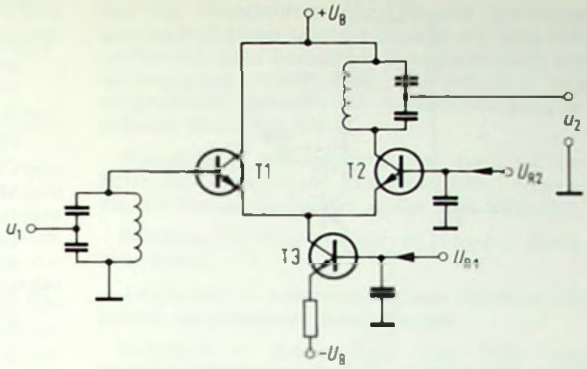


Bild 8.57 Hochfrequenzverstärker mit Stromverteilungsregelung

Bild 8.57 Hochfrequenzverstärker

Das Bild zeigt schematisch die Kombination der vorhergehenden Schaltung mit Bild 8.53 zu einer Hf-Verstärkerstufe mit automatischer Verstärkungsregelung [3, 6]. Man kann mit einer Regelspannung U_{R1} an der Basis des Transistors T 3 die Verstärkung beeinflussen, man kann aber auch Transistor T 3 mit einer festen Vorspannung als hochohmigen Emitter- bzw. Gegenkopplungswiderstand betreiben und an der Basis des Transistors T 2 mit einer Regelspannung U_{R2} steuern. Hierfür wirkt die Anordnung als Differenzverstärker. Regelt man den Emitterstrom und damit die Verstärkung des Systems T 2 herab, dann erhöht sich der Emitterstrom von T 1 um den gleichen Betrag. Man bezeichnet dies als *Stromverteilungsregelung*.

Man kann ferner anstelle einer Regelgleichspannung U_{R1} die Basis des Transistorsystems T 3 mit einer Wechselspannung steuern. Dies ergibt eine Multiplizierschaltung nach dem Prinzip von Bild 2.31. Diese Anordnung wird als multiplikative Mischschaltung zum Mischen von Eingangsfrequenz f_e und Oszillatorfrequenz f_o in Superhetempfängern verwendet. Im Prinzip ist dies eine Modulationsschaltung. Sie liefert außer den Grundfrequenzen die Summenfrequenz $f_o + f_o$ und die Differenzfrequenz $f_o - f_e$ bzw. einen amplitudenmodulierten Träger mit Seitenbändern.

Die gleiche Anordnung kann aber auch zum Demodulieren dienen und wird dann als *Produkt-Detektor* bezeichnet.

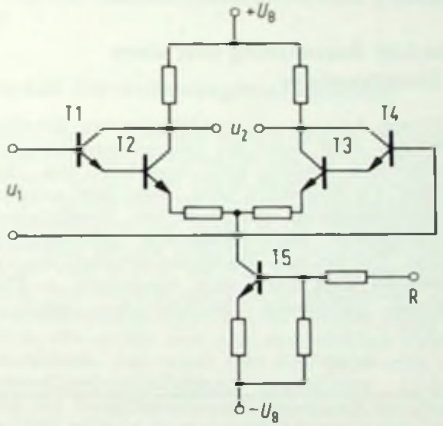


Bild 8.58 Differenzverstärker mit Darlingtonstufen in integrierter Schaltungstechnik

Bild 8.58 Differenzverstärkerstufen in integrierten Schaltungen

Wie mehrfach erwähnt, spielt der Mehraufwand an Transistorensystemen in integrierten Schaltungen preismäßig kaum eine Rolle, und man erhält infolge der gleichzeitigen Herstellung der Systeme auf einem gemeinsamen Halbleiterplättchen eine gute Symmetrie und bessere Eigenschaften als mit Einzeltransistoren. Fast alle integrierten Schaltungen für die Unterhaltungselektronik arbeiten daher mit Transistorpaaren für Differenzverstärkerstufen oder für die Abwandlungen nach Bild 8.56 und 8.57. Dabei koppelt man die folgenden Stufen unmittelbar an die vorhergehenden an und sorgt eventuell durch in Durchlaßrichtung betriebene Diodenketten für die richtigen Gleichspannungspegel bzw. Basisvorspannungen. Das Bild zeigt die Innenschaltung des Bausteines TAA 201. Er stellt einen Differenzverstärker dar, dessen Brückentransistoren bereits durch Darlington-Verstärker mit hohem Verstärkungsgrad gebildet werden. Der gemeinsame Emitterstrom beider Zweige wird durch das System T 5 über den Anschluß R geregelt oder stabilisiert. Die Einzelemitterwiderstände gleichen restliche Unsymmetrien aus. Die Schaltung kann symmetrisch oder unsymmetrisch am Eingang gesteuert werden. Der Ausgang ist symmetrisch herausgeführt.

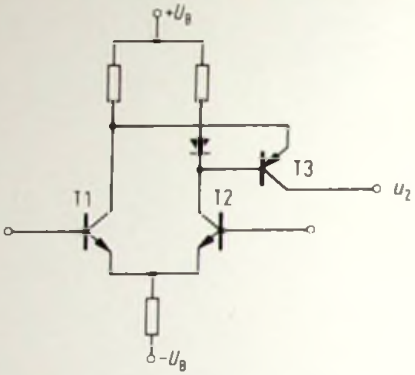


Bild 8.59 Integrierter Differenzverstärker mit Auskopplung über einen Einzeltransistor

Bild 8.59 Auskopplung über einen Einzeltransistor

Dieser Auszug aus der integrierten Schaltung TAA 300 zeigt, wie die Diagonalspannung der Brücke dem Steuer- bzw. Basiskreis des Transistors T 3 zugeführt wird. Von dort geht der Übertragungsweg über hier zur Vereinfachung weggelassene Darlingtonstufen unsymmetrisch weiter. Die für den Basiskreis erforderliche Vorspannung wird durch eine integrierte, in Flußrichtung betriebene Diodenstrecke stabilisiert [3, 4].

Literatur

[1] *Bambuch* und *Walter*: Verstärker- und Impulsschaltungen mit dem Schaltkreis TAA 151. Siemens, Technische Mitteilungen, 1967.

[2] *Benda*: Einfache Halbleitertechnik. Funkschau 1971, H. 4, S. 121.

[3] *Cook*: Integrierte Schaltungen. Funktechnik 1969, H. 15 und 16, B. 29...31.

[4] *Dennewitz*: Integrierte Schaltungen in der Unterhaltungselektronik. Franzis-Verlag, München, 1970.

[5] *Kiehn* und *Sanquini*: Integrated-Circuit Frequency-Modulation IF-Amplifiers. RCA-Druckschrift ICAN-5380, 4.68 (Alfred Neye, Enatechnik).

[6] *Stern*: Grundlagen integrierter Schaltungen. Franzis-Verlag, München, 1971.

[7] *Zandra*: Integrierte Transistor-Gruppenschaltungen ohne passive Bauelemente. Radioschau (Wien), 1969, H. 11, S. 641.

[8] –,– Elemente von integrierten Linearschaltungen. Taschenbuch Röhren – Halbleiter – Bauteile. AEG-Telefunken, 1971, Technischer Anhang, S. 65.

[9] –,– Gleichspannungs-Verstärker mit Differenzverstärkerstufen. Intermetall, 100 typische Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, 1967.

[10] –,– Lineare integrierte Schaltungen. Valvo Technische Informationen für die Industrie, Heft Nr. 115.

Gegentaktverstärker

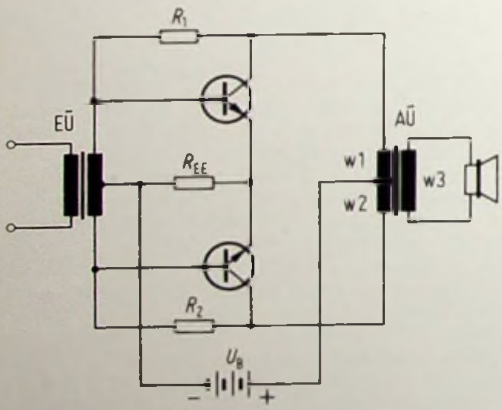


Bild 8.61 Gegentaktverstärker mit Übertragerkopplung

Bild 8.61 Gegentaktprinzip

Dem Rundfunktechniker ist die Differenzverstärkerschaltung seit langem, allerdings unter einem anderen Namen bekannt. Um größere Ausgangsleistungen bei günstigem Wirkungsgrad und geringen Verzerrungen zu erzielen, ordnet man zwei Transistoren zusammen mit den Teilwicklungen w 1, w 2 eines Ausgangsübertragers AÜ ebenfalls als Brückenschaltung an und steuert die Transistoren an den Basisanschlüssen gegenphasig über einen Eingangsübertrager EÜ. Ein gemeinsamer Emitterwiderstand R_{EE} bewirkt hierbei eine Stabilisierung. Die Arbeitspunkte der beiden Transistoren werden durch die Widerstände R_1 und R_2 eingestellt. Sie ergeben gleichzeitig eine Gegenkopplung und setzen Verzerrungen herab (wird im folgenden Kapitel behandelt). Zwischen den beiden Kollektoren erscheint die verstärkte Wechselspannung. Der Ausgangs-

widerstand der Gegentaktstufe wird über den Übertrager AÜ an die Impedanz des Lautsprechers angepaßt.

Bild 8.62 und 8.63 Der B-Betrieb

Würde man die beiden Transistoren einer Gegentaktschaltung mit normalem Arbeitspunkt auf der Mitte der Kennlinie betreiben wie in Bild 8.33, so wäre damit nicht viel gewonnen. Jeder Transistor ließe sich nur von diesem Arbeitspunkt aus ebenso weit aussteuern wie beim Eintaktbetrieb. Außerdem fließt ständig der bei Leistungstransistoren ziemlich hohe Ruhestrom, auch wenn kein oder nur ein geringes Eingangssignal anliegt. Im Transistor würde also nach Bild 8.34 ständig nutzlos die bei einem Leistungstransistor recht große Dauerverlustleistung P_T verbraucht.

Deshalb legt man bei Gegentakt-Endstufen die Arbeitspunkte der beiden Transistoren in den unteren Teil der Kennlinie. Die Kennlinienfelder setzen sich dann nach Bild 8.62a zusammen. Durch den Arbeitspunkt verläuft die Arbeitskennlinie für den zwischen beiden Kollektoren geltenden Arbeitswiderstand R_{CC}, in diesem Fall der Anpassungswiderstand des Übertragers AÜ. Von diesem gemeinsamen tiefliegenden Arbeitspunkt mit seinem kleinen Ruhestrom kann man nun fast doppelt so hohe Ströme und Spannungen aussteuern. Jeder Transistor verstärkt dabei entsprechend der schematischen Darstellung Bild 8.62b jeweils nur eine der beiden Halbwellen. Sie setzen sich dann im Ausgangsübertrager wieder zur vollständigen Wechselstromkurve zusammen. Bei voller Aussteuerung steigt zwar der mittlere Stromverbrauch an, doch werden die Transistoren über längere Zeiträume hinweg bedeutend weniger belastet als beim Eintaktbetrieb. Man bezeichnet diese Betriebsart mit tiefliegendem Arbeitspunkt als B-Betrieb und unterscheidet anhand der Steuerspannungsdiagramme Bild 8.63a bis c:

A-Betrieb = Arbeitspunkt liegt etwa auf der Mitte des geradlinigen Kennlinienteils, notwendig bei Eintakt-Endstufen (siehe auch Bild 8.31).

B-Betrieb = Arbeitspunkt im unteren Kennlinienknick.

AB-Betrieb = Arbeitspunkt liegt zwischen den beiden vorgenannten Einstellungen.

C-Betrieb = Arbeitspunkt liegt links vom Kennlinienknick. Der Ruhestrom ist vollkommen unterdrückt; nur bei Senderverstärkern gebräuchlich.

Bild 8.64 Die Serien-Gegentaktschaltung

Übertrager erfordern einen großen Aufwand an hochwertigen Materialien und an Arbeitslohn. Deshalb strebte man schon immer an, besonders in den Endstufen, die großen Ausgangsübertrager einzusparen. Sie waren in der Röhrentechnik notwendig, um die niedrigen Lautsprecherwiderstände von 4...8 Ω an die hohen Innenwiderstände von Röhren mit 5000 Ω anzupassen. Die Transistortechnik bietet jedoch bessere Möglichkeiten. Sie ergibt von sich aus niedrige Innenwiderstände. Außerdem läßt sich durch eine als *Serien-Gegentaktschaltung* bezeichnete Anordnung die Ausgangsimpedanz nochmals herabsetzen. Bei solchen Transistorendstufen kann man daher Lautsprecher mit den üblichen Wider-

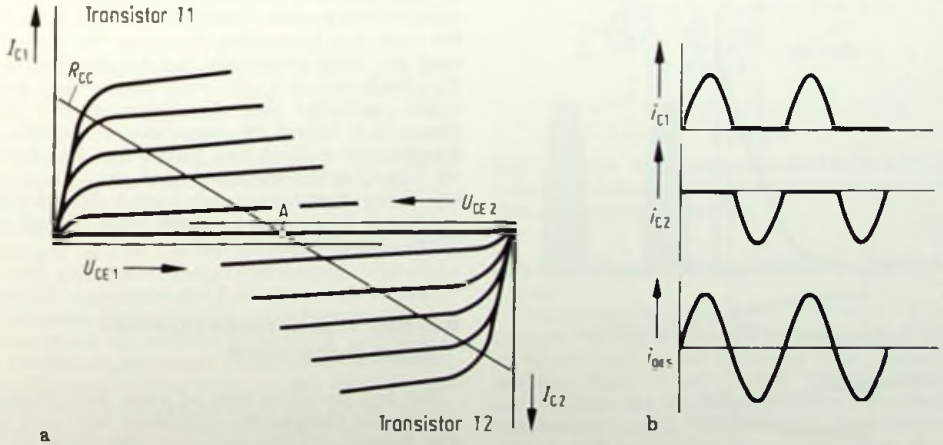


Bild 8.62 Kennlinienfeld der Gegentakt-B-Schaltung

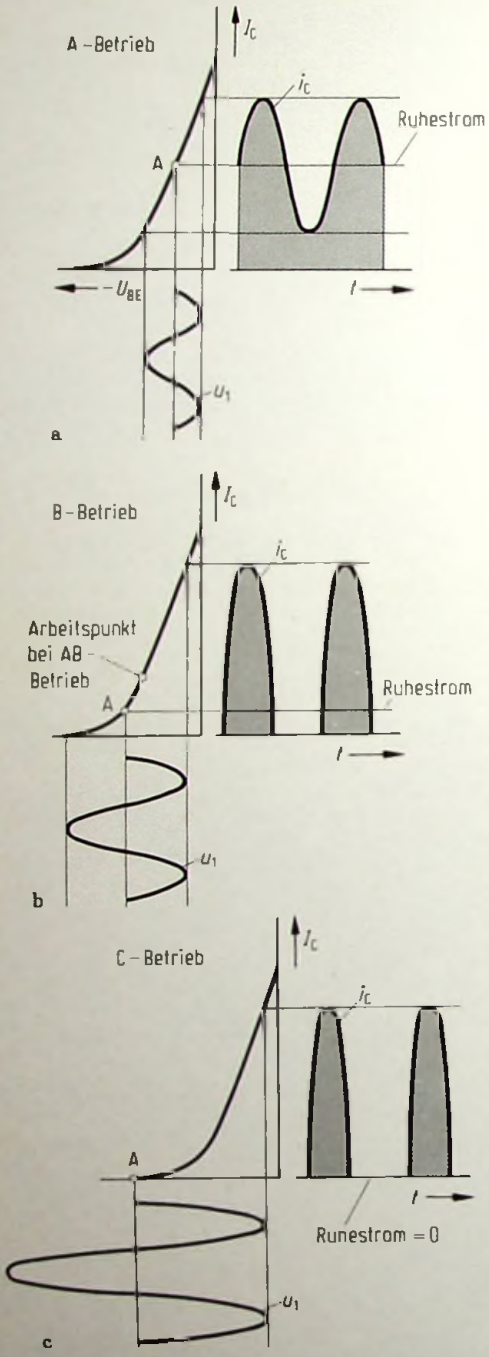


Bild 8.63 Zusammensetzung der Schwingungszüge

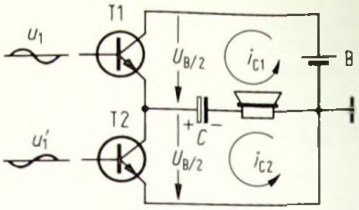


Bild 8.64 Prinzip der Serien-Gegentaktschaltung

standswerten von 4...8 Ω ohne Übertrager unmittelbar in die Schaltung einfügen.

Im Prinzip werden dazu die beiden Transistoren wie bei einem übertragergekoppelten Gegentaktverstärker an der Basis mit gegenphasigen Spannungen gesteuert. Sie arbeiten im B-Betrieb. Jeweils nur die eine Halbwelle verursacht einen entsprechenden Kollektorstrom. Die Kollektor-Emitter-Strecken der Transistoren sind jedoch nicht gegeneinander geschaltet wie in Bild 8.61, sondern sie liegen für die Betriebsspannung U_B in Serie. Jeder Transistor erhält also im Ruhezustand die halbe Betriebsspannung. Wechselstrommäßig liegen jedoch die dynamischen Innenwiderstände der beiden Transistoren parallel. Kollektor des Transistors T 1 und Emitter des Transistors T 2 sind über die Batterie miteinander verbunden. Sie liegen beide wechselspannungsmäßig an Masse, sind also *kalt*. Der Emitter des Transistors T 1 und der Kollektor des Transistors T 2 sind direkt verbunden. Dort bildet sich die Wechselspannung gegen Masse aus, dies ist der *heiße* Punkt. Der jeweilige Kollektorstrom i_{C1} bzw. i_{C2} während der steuernden Halbwelle fließt stets über den Kondensator C und die Lautsprecherspule. Die Schwingungen setzen sich wie in Bild 8.62 zum Gesamtstrom durch den Lautsprecher zusammen. Der Kondensator C hat dabei noch eine besondere Funktion. Er wird während der einen Halbwelle, bei der der Transistor T 2 durchgesteuert ist, vom Strom i_{C1} aufgeladen. Während der Aussteuerung des Transistors T 1 liefert die gespeicherte Energie des Kondensators allein den Strom i_{C2}. Die Kapazität C muß daher genügend groß sein, damit auch bei tiefen Frequenzen mit langen Entladezeiten genügend Energie gespeichert wird. Üblich sind Werte von 500 bis 1000 µF.

Bild 8.65 Phasenumkehrstufe statt Eingangsübertrager

Bei der Schaltung 8.64 ist zwar der Ausgangsübertrager vermieden, außerdem soll aber auch der Eingangsübertrager eingespart werden, der die gegenphasigen Steuerspannungen zu liefern

hat. Dazu eignet sich die in Bild 8.07 behandelte Phasenumkehrstufe, bei der die gegensinnig gerichteten Spannungen am Emitter und Kollektor abgegriffen werden. Diese Treiberstufe trägt nicht zur Gesamtverstärkung bei, daher ist noch eine weitere Vorstufe mit dem Transistor T1 notwendig. Bild 8.65 zeigt das Prinzip der Gesamtschaltung. Endstufen dieser Art werden als übertragerlose oder eisenlose Endstufen bezeichnet.

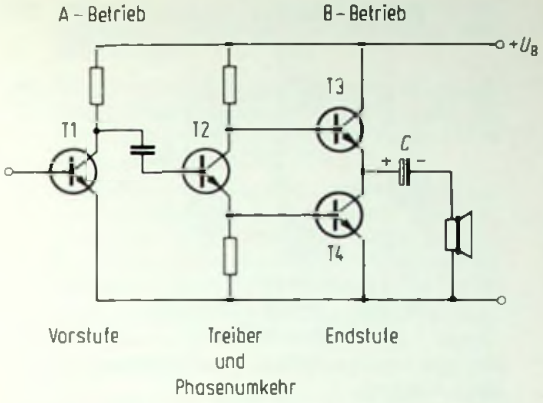


Bild 8.65 Serien-Gegentaktschaltung mit Treiber- und Vorstufe

Bild 8.66 und 8.67 Übertragerlose Endstufe mit Komplementärtransistoren

Die spezielle Phasenumkehrstufe läßt sich einsparen, wenn man nach Bild 8.66 für die Gegentakt-Ausgangsstufe ein Paar Komplementärtransistoren verwendet. Sie lassen sich ohne Phasenumkehrstufe direkt von einem in A-Betrieb arbeitenden Treibertransistor steuern. Er arbeitet als Emitterverstärker, ergibt also eine hohe Ausgangs- oder Steuerspannung für die Endstufe. Die Schaltung ist einfach und wirtschaftlich. Die Dauerverlustleistung ist infolge der B-Schaltung gering – wichtig für batteriebetriebene Geräte.

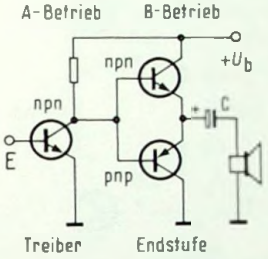


Bild 8.66 Gegentakt-Endstufe mit Komplementärtransistoren

Der Lautsprecher ist wie in den vorhergehenden Bildern über einen Kondensator genügend großer Kapazität anzukoppeln. Soll der Kondensator vermieden werden und ist ein Mehraufwand für zwei Netzteile tragbar, dann kann nach Bild 8.67 der Lautsprecher direkt an den Mittelpunkt angeschlossen werden. Allerdings sind nun die Ruheströme der Endtransistoren sorgfältig zu symmetrieren, damit die Mittelpunktspannung U_m genau das gleiche Potential wie der Nullpunkt des Netzteiles hat, andernfalls würde ein Gleichstrom durch die Lautsprecherspule fließen, sie ständig auslenken und Verzerrungen ergeben.

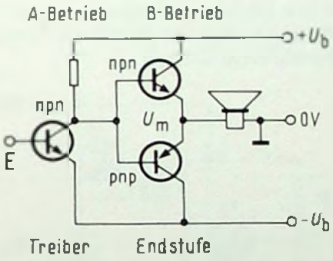


Bild 8.67 Die Komplementär-Endstufe mit direkt angeschlossenem Lautsprecher erfordert zwei Betriebsspannungsquellen

Die nach dem Prinzip von Bild 8.66 und 8.67 arbeitenden Verstärker werden wegen der paarweisen Verwendung von npn- und pnp-Transistoren als Komplementär-Endstufe bezeichnet. Der Wegfall der Phasenumkehrstufe vereinfacht die Schaltung, andererseits ergeben sich Schwierigkeiten bei Ausgangsleistungen über 20 W. Die Treiberstufe muß dann bereits recht erhebliche Leistungen liefern. Da sie im A-Betrieb arbeitet, erfordert dies einen hohen Ruhestrom. Weiterhin sind exakt symmetrische Komplementärtransistoren für hohe Verlustleistungen schwierig zu realisieren, denn sie werden in gänzlich verschiedenen Fertigungsprozessen hergestellt. Die Kennlinien stimmen daher nicht so gut überein wie bei Transistoren gleichen Typs aus gleichen Fertigungsserien. Die Komplementär-Endstufe mit Treibertransistor kommt daher vorwiegend für kleine bis mittlere Leistungen in Frage.

Bild 8.68 Die quasikomplementäre Endstufe

Die Schlußfolgerung heißt: Für sehr hohe Leistungen ist die Treiberstufe bereits in B-Betrieb zu fahren, und in der Endstufe sind Transistoren gleichen Typs zu verwenden. Daraus ergab sich das Prinzip der quasikomplementären Endstufe. Die beiden unter sich gleichen Endtransistoren vom npn-Typ müssen jetzt von einer Komplementär-Treiberstufe gesteuert werden, um im

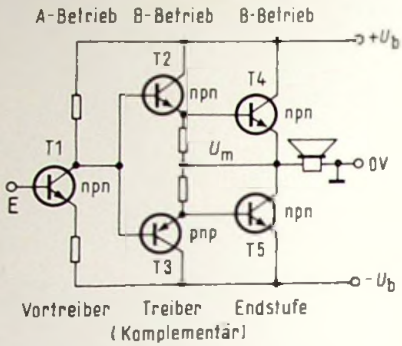


Bild 8.68 Prinzipschaltung einer quasikomplementären Endstufe

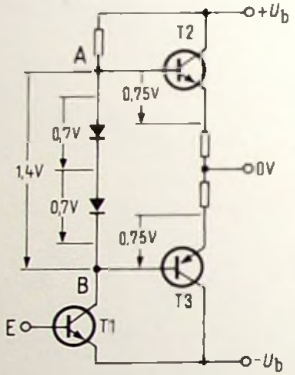


Bild 8.69 Die Schleusenspannung von in Flußrichtung betriebenen Dioden liefert die Vorspannung für die Komplementärstufe

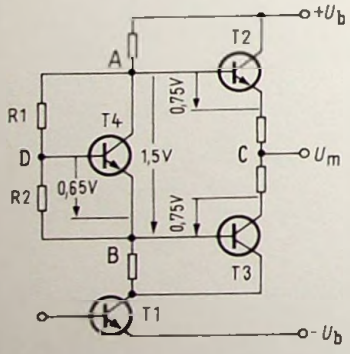


Bild 8.70 Vorspannungserzeugung durch einen Transistor mit einstellbarem Spannungsabfall

Gegen-Parallelbetrieb zu arbeiten. Die Treiberstufe wird ihrerseits von einem Vortreiber in A-Betrieb gesteuert. Da Treiber- und Endstufen in B-Schaltung betrieben werden, ist der Ruhestromverbrauch gering.

Die Transistorpaare T 2 – T 4 und T 3 – T 5 bilden je einen Darlington-Verstärker mit direkter Kopplung und niedriger Ausgangsimpedanz. Die Mittelpunktspannung U_m muß auch hier durch Symmetrieren der Ruheströme auf Nullpotential gebracht werden.

Bild 8.69 Vorspannungserzeugung durch Dioden

Um die Mittelpunktspannung U_m und das gesamte System der vier Transistoren T 2 bis T 5 gleichspannungsmäßig zu stabilisieren, müssen die Vorspannungen der beiden Treibertransistoren T 2 und T 3 elektronisch fixiert werden. Dazu dienen im einfachsten Fall in Flußrichtung betriebene Dioden zwischen den Basisanschlüssen A und B der beiden Komplementärtransistoren. Die Dioden haben etwa 0,7 V Schleusenspannung und ergeben damit die gewünschte Vorspannung. Da sie in Flußrichtung arbeiten, ist für Wechselspannungen nur ihr niedriger differentieller Widerstand r_F maßgebend. Transistor T 2 wird deshalb praktisch von der gleichen vom Treibertransistor T 1 kommenden Signalspannung gesteuert. Sind noch höhere Vorspannungen erforderlich, dann verwendet man drei oder mehr Dioden oder Typen mit höherer Schleusenspannung.

Bild 8.70 Vorspannungserzeugung durch einen Transistor

Noch besser läßt sich die benötigte Vorspannung mit Hilfe des Transistors T 4 einstellen, indem man das Spannungsteilerverhältnis $R_1 : R_2$ passend wählt. Der Transistor arbeitet hier lediglich als elektronischer Stellwiderstand und wird gleichfalls in Durchlaßrichtung betrieben. Für die Steuerwechselspannung bildet er daher keinen nennenswerten Widerstand. – Beide Anordnungen mit Dioden oder mit Transistoren finden sich in den Industrieschaltungen von quasikomplementären Gegentaktstufen.

Was von Nf-Stufen verlangt wird

Zwei Forderungen bestimmen hauptsächlich die Schaltungstechnik von Nf-Leistungsverstärkern:

1. Vermeiden lohnintensiver und daher teurer Übertrager (eisenlose Endstufen).
2. Einsparen von Kopplungskondensatoren und Übertragern, um einen linearen Frequenzgang bei geringen Klirrfaktoren zu erzielen und Störungen durch Phasendrehungen zu vermeiden.

Aus diesen Gesichtspunkten haben sich die Grundschaltungen für die Endstufen entwickelt.

Man arbeitet mit Serien-Gegentaktschaltung im B-Betrieb. Die dynamischen Innenwiderstände der Ausgangstransistoren liegen dabei parallel. In Verbindungen mit weiteren Schaltmaßnahmen (Gegenkopplungen) ergibt sich dadurch ein sehr niedriger Innenwiderstand, an den sich Lautsprecher mit Lastwiderständen von 4...8 Ω ohne Übertrager anpassen lassen.

Beim B-Betrieb ist der Ruhestrom niedrig, der Stromverbrauch steigt erst bei Aussteuerung an. Die Serien-Gegentaktschaltung bzw. Anti-Parallelschaltung von zwei gleichen gekrümmten Kennlinienfeldern linearisiert zudem die Gesamtkennlinie weitgehend und ermöglicht auch im B-Betrieb sehr geringe Verzerrungen.

Literatur

[1] Limann: Hochleistungs-Hi-Fi-Endstufen mit dem „Arbeitspferd der Elektronik". Funkschau 1971, H. 8, S. 243.

[2] Ratheiser: Silizium-Transistoren auch für Nf-Endstufen. Österreichische Radioschau 1969, H. 6, S. 326.

[3] RCA leitet mit dem revolutionären Universal-Verstärker-Programm eine neue Ära der Nf-Verstärker ein. Druckschrift der Firma Alfred Neye, Enatechnik, Mai 1969.

[4] Halbleiter-Schaltbeispiele 1969. Herausgegeben vom Siemens-Halbleiterwerk München. Dioden zur Vorspannungserzeugung: Seite 21; NTC-Widerstand zur Temperaturkompensation: Seite 30; 55-W-Verstärker: Seite 27...32.

[5] Komplementäre PNP/NPN-Leistungstransistoren. Druckschrift der Firma Texas Instruments Deutschland GmbH.

[6] Übertragerlose Gegentakt-Endstufen. Funktechnische Arbeitsblätter Vs 74, erschienen in Funkschau 1970, Heft 5 und Heft 7.

9 Rückführung – Regeltechnik

Selbsterregung – Mitkopplung

Bild 9.01 Verstärken einer Hf-Spannung

Dem Eingang eines aktiven Vierpols werde eine kleine Wechselspannung von der Frequenz *f* zugeführt. Als Ausgangsbelastung diene ein auf die gleiche Frequenz abgestimmter Schwingkreis. Die im Vierpol verstärkte Wechselspannung bewirkt dann eine vielfach größere Spannung am Ausgangskreis. Ist die Spannungsverstärkung zum Beispiel 40fach, so ergeben 0,1 V Eingangswechselspannung 4 V Ausgangswechselspannung.

Bild 9.02 Prinzip der Mitkopplung[1])

Wird ein Teil der Ausgangswechselspannung über eine Spulenkopplung *M* auf den Eingangskreis „rückgeführt", so addiert sie sich bei gleicher Phasenlage zu der ursprünglich dort vorhandenen Spannung. Die nun erhöhte Eingangswechselspannung $u_1 + u_2$ vergrößert aber auch wieder die Ausgangswechselspannung. Dadurch wird über die Kopplung *M* nochmals die Eingangswechselspannung größer.

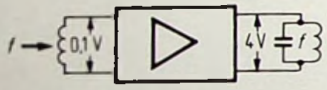


Bild 9.01 Verstärken einer Hf-Spannung in einem Vierpol

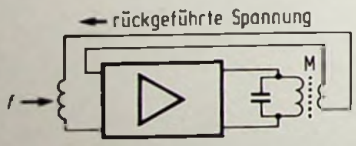


Bild 9.02 Rückführen eines Teils der Ausgangswechselspannung über die Kopplung M auf den Eingang

Bild 9.03 Schwingungserzeugung

Ist die Kopplung *M* genügend fest und somit der aus Bild 2.55 bekannte Koppelfaktor *k* groß, dann braucht zum Anstoßen dieses Vorganges überhaupt keine Spannung von außen zugeführt zu werden. Jede kleinste Spannungsänderung am Eingang des Verstärkervierpols durch Schaltstöße oder Stromrauschen ergibt einen verstärkten Stromstoß im Ausgangskreis. Dadurch wird der Kreis zu Schwingungen in seiner Eigenfrequenz angestoßen. Ein Teil der Spannung wird auf den Eingangskreis rückgeführt und im Vierpol verstärkt. Er ergibt dann die zum Aufschaukeln und Aufrechterhalten der Schwingung erforderliche Energie. Diese „Selbsterregungs"- oder Oszillatorschaltung dient in fast allen Fällen zum Erzeugen von Hf-Schwingungen.

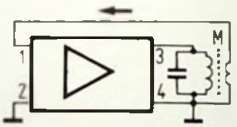


Bild 9.03 Oszillatorschaltung zum Erzeugen von elektrischen Schwingungen mit einem Verstärkervierpol

Die rückgeführte Teilspannung sei u_r genannt, die volle Ausgangsspannung u_a, dann gilt:

$$u_r = \frac{u_a}{k} \qquad k = \frac{u_a}{u_r}$$

k ist also das Verhältnis von Ausgangsspannung zu rückgeführter Spannung, früher Rückkopplungsfaktor genannt. Um die Schwingungen anzufachen und aufrechtzuerhalten, muß *k* gleich oder größer als die Spannungsverstärkung *V* des Vierpols sein:

$$1/k = V \quad \text{oder} \quad V \cdot k = 1$$

1 Der übliche Ausdruck Rückkopplung ist nicht ganz eindeutig, denn auch bei Gegenkopplungen und Regelschaltungen werden Signale auf den Eingangskreis zurückgeführt. Das Wort Rückkopplung sei daher möglichst nur für feststehende Begriffe wie Rückkopplungsaudion, Bild 9.04, oder Akustische Rückkopplung, Bild 9.05, angewendet.

Außerdem gilt folgende Überlegung: Nach Bild 9.02 muß die zum Eingang zurückgeführte Spannung so gepolt sein, daß sie nach der Verstärkung im Vierpol und nach der Übertragung vom Schwingkreis auf die Koppelwicklung wieder die gleiche Richtung wie die Eingangsspannung hat. Der Phasenwinkel von der Eingangsklemme 1 bis zur Klemme 3 des LC-Netzwerkes muß also bei aufgetrennter Rückführungsleitung

$$\varphi_{ges} = 0°$$

betragen. Bei Emitterverstärkern oder bei Röhren in Katodenbasisschaltung findet von der steuernden Eingangsklemme 1 zur Ausgangsklemme 3 eine Invertierung oder Phasenumkehr von $\varphi_1 = 180°$ statt. Daher muß das passive Rückführungsnetzwerk ebenfalls eine Phasenumkehr von $\varphi_2 = 180°$ bewirken, damit die erforderliche Gesamtphasenlage $\varphi_{ges} = 0°$ wiederhergestellt ist. Diese Phasenbedingung $\varphi_2 = 180°$ für das LC-Netzwerk läßt sich durch den richtigen Wickelsinn der Koppelspule erreichen.

Verwendet man eine integrierte Schaltung oder einen mehrstufigen Verstärker als aktiven Vierpol, dann ist bei gleicher Anordnung des Schwingungskreises mit $\varphi_2 = 180°$ die Koppelwicklung an die invertierende Eingangsklemme anzuschließen. Nichtinvertierende Verstärker lassen sich durch eine gleichphasige Rückführung über ohmsche Widerstände bereits zum Schwingen bringen.

Bild 9.04 Das Rückkopplungsaudion

Legt man den Hf-Schwingkreis nicht an den Ausgang, sondern an den Eingang eines Verstärkersystems und die Koppelspule an den Ausgang, so tritt ebenfalls Selbsterregung ein, wenn Verstärkung $V = 1/k$ und Phasenlage den Schwingbedingungen entsprechen. Diese Schaltung wurde früher unter der Bezeichnung *Rückkopplungsaudion* für einfache Röhrenempfänger verwendet. In der Zuleitung zur Koppelspule liegt ein Drehkondensator C_R, mit dem der Rückkopplungsfaktor k verändert werden kann. Beim Rückführen der Anodenwechselspannung auf das Gitter des Empfangskreises wird die dort vorhandene, vom Sender herrührende Gitterwechselspannung vergrößert (vgl. Bild 9.02) und dadurch verstärkt. Die Resonanzfrequenz wird am meisten, Nachbarfrequenzen werden weniger verstärkt, deshalb ergibt sich eine bessere Trennschärfe, der Kreis wird entdämpft. Diese Rückkopplung darf nicht zur Selbsterregung führen, sonst entstehen störende Pfeiftöne bei Überlagerung der Empfangsfrequenz f_e mit der meist etwas abweichenden selbsterzeugten Frequenz f_o. Je dichter man sich durch feinfühlige Einstellung des Rückkopplungskondensators C_R an den

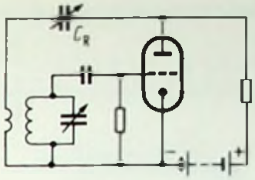


Bild 9.04 Audion mit einstellbarer Rückkopplung

Schwingungseinsatz herantastet, desto empfindlicher und trennschärfer wird ein solches Rückkopplungsaudion. Diese schwierige Einstellung und das Aufkommen des UKW-Rundfunks mit Frequenzmodulation, für die das Audion nicht geeignet ist, haben diese Schaltung aussterben lassen.

Die Bezeichnung Audion kommt vom lateinischen Wort *audire* = hören. Der Ausdruck wurde gewählt, weil diese Schaltung gleichzeitig als AM-Demodulator arbeitete. Sie verstärkte das hochfrequente Eingangssignal durch die Rückkopplung, setzte außerdem die dem Hf-Träger aufmodulierten Tonfrequenzschwingungen in das Nf-Gebiet um und verstärkt sie zusätzlich noch niederfrequent.

Die Strecke Katode – Gitter der Röhre wirkte dabei zusammen mit dem RC-Glied im Gitterkreis als Gleichrichter für die Hf-Signale (Gittergleichrichtung). Die am Gitter entstehende Nf-Spannung wurde im Anodenkreis weiterverstärkt. Diese vielseitige und dabei recht einfache Schaltung war sehr empfindlich und preisgünstig, weil nur ein Röhrensystem für drei verschiedene Funktionen benötigt wurde.

Bisweilen tritt dieser „Audioneffekt" noch heute, allerdings sehr störend in Erscheinung, wenn plötzlich in einer Nf-Saal-Lautsprecheranlage stark einfallende Ortssender hörbar werden, weil ihre Hf-Spannung auf eine Eingangsstufe gelangt und dort demoduliert wird. Abhilfe: vor dieser Stufe einen Tiefpaß einfügen, der nur das Tonfrequenzspektrum hindurchläßt.

Bild 9.05 Akustische Rückkopplung

Bei elektroakustischen Verstärkeranlagen, bei denen sich Mikrofon und Lautsprecher im gleichen Raum befinden, kann das Ausgangsschallsignal des Lautsprechers auf das Mikrofon zurückwirken. Es wird verstärkt, ergibt einen höheren Schalldruck am Ausgang, und es erregt sich eine Schwingung mit der Frequenz, für die zufällig die Phasenbedingung $\varphi_{ges} = 0°$ des Gesamtsystems stimmt. Ein häßlicher sirenenartiger Ton heult dann auf. Zur Abhilfe müssen die Mikrofone möglichst im „Schallschatten" der Lautsprecher aufgestellt werden, d. h. die Lautspre-

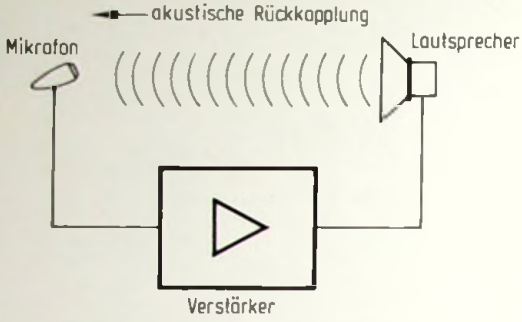


Bild 9.05 Akustische Rückkopplung vom Lautsprecher auf das Mikrofon

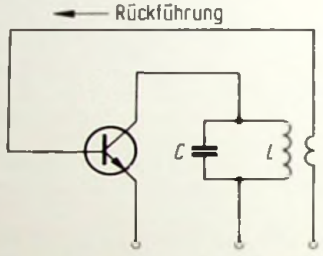


Bild 9.06 Prinzip eines LC-Oszillators

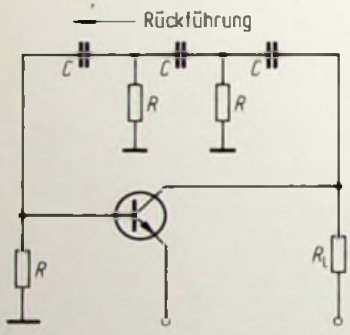


Bild 9.07 Prinzip eines RC-Oszillators

cher sollen nicht direkt auf die Einsprechöffnungen der Mikrofone strahlen.

Der unangenehm dumpfe Ton mancher Musikkapellen rührt daher, daß man diese Verhältnisse nicht beherrscht. Die Lautsprecher strahlen direkt die Mikrofone an und eine greuliche akustische Rückkopplung wäre die Folge. Um dem abzuhelfen, werden am Verstärker alle Klangblenden auf dumpf gestellt und unbewußt der Phasengang so verbogen, daß keine Selbsterregung mehr auftreten kann.

Im Prinzip gilt auch für akustische Rückkopplung die Gleichung $1/k = V$. Der Wert k ist in diesem Fall der vom Lautsprecher auf das Mikrofon zurückgeführte Schalldruck. Soll das System *nicht* schwingen, dann muß dieser Faktor kleiner sein als die gesamte Schallverstärkung der Anlage, also $V \cdot k < 1$.

Hingewiesen sei noch darauf, daß in diesem System eine zweimalige Signalumsetzung, nämlich Schalldruck in elektrische Schwingungen (Mikrofon) und elektrische Schwingungen in Schalldruck (Lautsprecher), stattfindet. Trotzdem kann über das gesamte System eine Rückführung oder in diesem Fall eine akustische Rückkopplung eintreten.

Bild 9.06 und 9.07 Oszillatoren

Schaltungsstufen zum Erzeugen von Schwingungen durch Mitkopplung bzw. Selbsterregung nennt man Oszillatoren. Empfänger, die nach dem Überlagerungsprinzip Bild 1.05 arbeiten, benötigen einen solchen Oszillator. Seine Schwingungen werden mit der Empfangsfrequenz gemischt oder überlagert, um die Zwischenfrequenz zu bilden. Im Empfängerbau werden hauptsächlich sinusförmige Oszillatorschwingungen unter Verwendung von LC-Abstimmkreisen erzeugt. Ein Transistor oder eine Röhre dient dabei als aktives Verstärkerelement, Bild 9.06.

Die zur Selbsterregung über eine Stufe erforderliche Phasenbedingung läßt sich auch nach Bild 9.07 mit einem RC-Kettenleiter erzielen. Dabei erregt sich genau die Frequenz, für welche der Kettenleiter eine Phasendrehung um 180° bewirkt. Bei einem dreistufigen Kettenleiter tritt eine Spannungsteilung von 29 : 1 auf. Die rückgeführte Teilspannung beträgt also nur $^1/_{29}$, d. h. $k = {}^1/_{29}$. Daher muß die Eigenverstärkung der Stufe mindestens $V = 29$ sein, damit die Schwingbedingung

$$V \cdot k = 1 \text{ mit } 29 \cdot {}^1/_{29} = 1$$

erfüllt ist. RC-Generatoren werden vorwiegend in Meßeinrichtungen angewendet. Man kann damit niedrige Frequenzen erzeugen und braucht dazu keine aufwendigen Spulensätze mit hohen Windungszahlen.

Transistor-Oszillatoren

Bild 9.11 Transistor-Oszillator mit induktiver Kopplung

Beim Transistor-Oszillator muß der Schwingkreis durch Koppelwicklungen 1 – 2 und 3 – 4 niederohmig an den Eingang und Ausgang angepaßt werden. Ein Koppelkondensator C verhindert, daß der Widerstand R_2 des Basisspannungsteilers kurzgeschlossen wird. Damit sich mit Sicherheit die Frequenz des Schwingkreises erregt, dürfen die Wicklungen 1 – 2 und 3 – 4 nicht direkt aufeinanderkoppeln. Sie sind auf den beiden Seiten der Spule L so anzuordnen, „daß sie sich nicht sehen können".

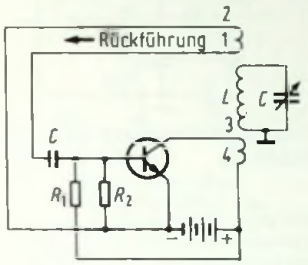


Bild 9.11 Beim Transistor-Oszillator sind Basis- und Kollektorkreis an den Schwingkreis anzupassen

Bild 9.12 Schwingkreis mit Kollektoranzapfung

Anstatt an eine besondere Kollektorwicklung kann man den Kollektor an eine Anzapfung des Schwingkreises legen. Da Abstimmkondensatoren meist einseitig an Masse angeschlossen sind, wird der zugehörige Pol der Stromversorgung ebenfalls an Masse gelegt. – Die sonstigen Verhältnisse entsprechen der Schaltung Bild 9.11.

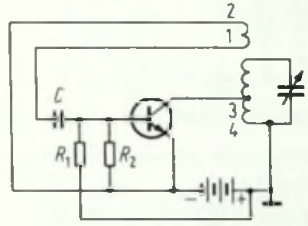


Bild 9.12 Anpassung durch eine Anzapfung an der Kreisspule

Bild 9.13 Emitterkreis-Kopplung

Die Auskoppelspule 1 – 2 wurde im Basiskreis herumgeschoben, so daß sie wechselstrommäßig in der Emitterleitung liegt. Zur Temperaturstabilisierung ist ein Emitterwiderstand R_3 vorgesehen. Damit ihn die Spule 1 – 2 nicht kurzschließt, ist ein Kondensator C eingefügt. In das Bild wurde absichtlich kein Massesymbol eingezeichnet. Man könnte Emitter, Basis oder Kollektor erden, dies hätte auf die Schwingungserzeugung keinen Einfluß.

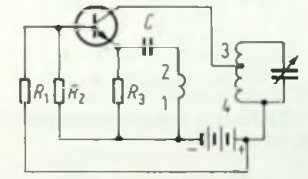


Bild 9.13 Die Rückkopplungsspule 1 – 2 liegt in der Emitterleitung

Bild 9.14 Dreipunktoszillator in Basisschaltung

Als weiterer Schritt läßt sich die Auskoppelwicklung 1 – 2 durch einen Teil der Schwingkreisspule darstellen. Anschluß 1 fällt dann mit Anschluß 4 zusammen. Sie hatten wechselspannungsmäßig ohnehin in Bild 9.13 bereits gleiches Potential. Wegen der drei Anschlußpunkte an der Spule nennt man die Schaltung Dreipunkt-Oszillator. Die Basis ist kapazitiv über C_2 geerdet, d. h. der Transistor arbeitet in Basisschaltung.

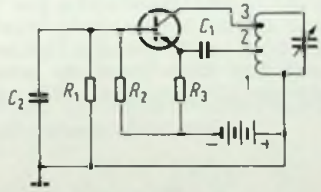


Bild 9.14 Transistor-Oszillator in induktiver Dreipunktschaltung

Bild 9.15 Transistor-Oszillator in Vierpoldarstellung

Die Darstellung Bild 9.14 läßt die Vierpoleigenschaften nicht gut erkennen. Deshalb wurde die

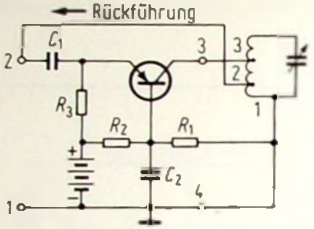


Bild 9.15 Transistor-Oszillator nach Bild 9.14 in Vierpoldarstellung

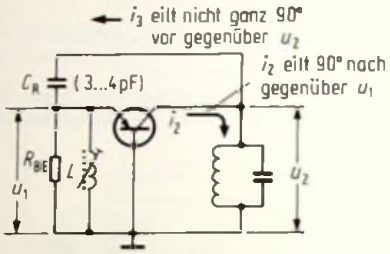


Bild 9.16 Prinzip des UKW-Transistor-Oszillators

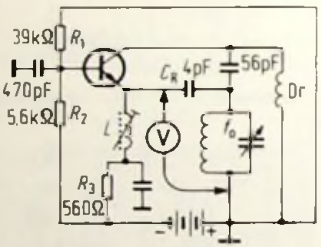


Bild 9.17 Vollständige Schaltung eines UKW-Oszillators

Schaltung hier anders gezeichnet. Man sieht nun, daß der Schwingkreis mit den Anschlüssen 3 und 1 (4) die Ausgangsbelastung des Vierpols darstellt und daß die Teilspannung zwischen den Punkten 1 und 2 an die Eingangsklemmen rückgeführt wird. Die Basis dient als gemeinsame Bezugselektrode für Eingangs- und Ausgangskreis.

Bild 9.16 UKW-Schwingschaltung

Bei sehr hohen Frequenzen ist der Kollektorstrom i_2 eines Transistors wegen der inneren Transistorkapazitäten (vgl. Bild 6.11) nicht mehr in Phase mit der Basisspannung, und es könnten sich keine Schwingungen erregen. Deshalb wurde diese spezielle UKW-Schwingungsschaltung entwickelt. Angenommen, es läge bereits eine Steuerspannung u_1 zwischen Emitter und Basis. Sie möge einen um 90° nacheilenden Kollektorstrom i_2 durch den Schwingkreis bewirken. Die Spannung u_2 am Kreis ist jedoch für die Resonanzfrequenz in Phase mit i_2. Diese Spannung treibt über die kleine Rückführungskapazität C_R (3...4 pF) einen Strom i_3 in den Eingangskreis. Der Widerstand R_{BE} zwischen Basis und Emitter ist niederohmig gegenüber $1/\omega C_R$. Daher wird der Strom i_3 vorwiegend durch den kapazitiven Blindwiderstand dieses Kondensators bestimmt. Der Strom i_3 eilt also gegenüber der erzeugenden Spannung u_2 um fast 90° vor. Damit eilt auch die von i_3 an R_{BE} erzeugte Spannung um fast 90° vor. Die Phasenlaufzeit im Transistor ist dadurch aufgehoben, die zur Basis zurückgeführte Spannung ist tatsächlich wieder in Phase mit der ursprünglichen Steuerspannung u_1; sie verstärkt diese Spannung, und der Transistor muß schwingen.

Die restliche Abweichung gegenüber 90° wird durch eine Spule L zwischen Emitter und Basis ausgeglichen. Ihre Induktivität ist bisweilen einstellbar, um auf günstige Schwingbedingungen einzustellen.

Bild 9.17 UKW-Oszillator

Durch Einfügen der Betriebsspannung des Basisspannungsteilers und des Emitterwiderstandes ergibt sich die übliche Schaltungsanordnung für einen UKW-Oszillator. Der Kollektorgleichstrom wird über eine Drossel zugeführt. Die Induktivität L wird bei Unterspannung so abgeglichen, daß das angedeutete Hf-Voltmeter Maximum anzeigt. Dies entspricht der günstigsten Schwingungseinstellung. Bei normaler Betriebsspannung schwingt dann der Oszillator mit Sicherheit durch.

Röhren-Oszillatoren

Bild 9.18 und 9.19 Oszillator mit induktiver Rückkopplung

Der Schwingkreis liegt unmittelbar in der Anodenleitung. Die Gittergleichspannung wird durch Gleichrichter der Gitterwechselspannung erzeugt. Das Gitter wirkt dabei als Diodenanode. Diese Anordnung Bild 9.18 wird nach ihrem Erfinder als „Meißner-Schaltung" bezeichnet.

Bild 9.19 entspricht dem Prinzip von Bild 9.18, jedoch liegt der Abstimmkondensator einpolig direkt an Masse. Der Kreis ist über eine Festkapazität (5...25 nF) geschlossen.

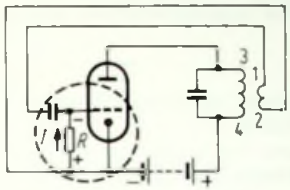


Bild 9.18 Röhrenoszillator mit induktiver Rückkopplung; die Gittervorspannung wird durch Gleichrichten der Gitterwechselspannung erzeugt

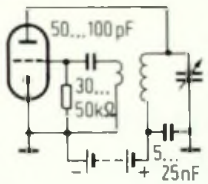


Bild 9.19 Anodenspannung und Schwingkreis liegen in Reihe

Bild 9.20 Parallelspeisung des Oszillators

Die Anodengleichspannung liegt parallel zum Schwingkreis und zur Anodenwechselspannung. Der Kreis ist gleichspannungsfrei und liegt unmittelbar an Erde. Die Anodenspannung wird über einen Hochohmwiderstand zugeführt. Der Widerstand bedämpft zwar den Kreis, er macht jedoch den Resonanzwiderstand und damit die Oszillatoramplitude über den Abstimmbereich hinweg gleichmäßiger.

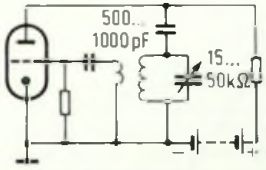


Bild 9.20 Die Anodengleichspannung liegt über einen Widerstand parallel zum Kreis

Bild 9.21 Induktive Dreipunktschaltung

Sie entspricht dem Prinzip von Bild 9.15. Die Spule ist mit drei Punkten angeschlossen, daher *Dreipunktschaltung*, nach ihrem Erfinder auch „Hartley-Oszillator" genannt.

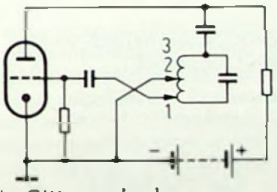


Bild 9.21 Die Gitterwechselspannung wird an der Schwingkreisspule abgegriffen

Bild 9.22 Colpitts-Schaltung

Die Schwingkreiskapazität ist in zwei in Reihe liegende Kondensatoren aufgeteilt. An einem davon wird die Gitterwechselspannung abgenommen. Dadurch tritt gleichfalls Selbsterregung ein. Die Anodengleichspannung muß über einen Widerstand zugeführt werden. Die eine der beiden Teilkapazitäten kann ein Drehkondensator zum Abstimmen auf verschiedene Frequenzen sein. Die Anordnung wird nach dem Namen ihres Erfinders *Colpitts-Schaltung* oder auch kapazitive Dreipunktschaltung genannt.

Röhrenoszillatoren spielen in der neueren Empfängertechnik keine Rolle mehr. Trotzdem sollte sie der versierte Servicetechniker kennen, weil sie noch in vielen älteren Rundfunkempfängern sowie in wertvollen Meßeinrichtungen vorhanden sind. Auch gehören die aus der Röhrentechnik

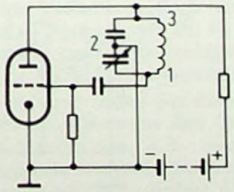


Bild 9.22 Die Gitterwechselspannung wird an einem kapazitiven Spannungsteiler abgegriffen

stammenden Begriffe wie Meißner-Schaltung, Colpitts-Schaltung, Dreipunktschaltung zum Allgemeinwissen des Funktechnikers. Ferner sind die Grundlagen der Schwingungserzeugung durch Rückkopplung vorwiegend in den klassischen Werken über Elektronenröhren behandelt.

Literatur

[1] *Barkhausen*: Elektronenröhren, 3. Band. Verlag S. Hirzel.

[2] *Carstaedt*: Der Transistor als UKW-Oszillator. Radio-Mentor 1959, H. 4, S. 235.

[3] *Meinke/Gundlach*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag.

[4] Oszillatoren für Hochfrequenz. Funktechnische Arbeitsblätter Os 21. Franzis-Verlag.

[5] Oszillatoren mit Feldeffekt-Transistoren. Texas-Instruments-Report, Nov. 1968, S. 33.

[6] Röhre und Transistor als Vierpol. Telefunken-Fachbuch.

Die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Einzelheiten sind bei der Niederschrift dieses Buches noch nicht allgemeiner Stand der Technik, sondern werden vorausschauend hier eingefügt. Sie können daher für ein elementares Studium der Empfängerschaltungen zunächst übergangen werden.

Gesteuerte Oszillatoren

Bild 9.23 und 9.24 Mitgezogener Oszillator

Mitziehen oder Mitnahme bedeutet das Verändern der Frequenz eines frei schwingenden Oszillators durch von außen zugeführte Takt-, Trigger- oder Synchronisierimpulse. Die Eigenfrequenz des Oszillators wird dabei durch die Fremdfrequenz in einem gewissen Bereich mitgenommen oder mitgezogen. Dieser Vorgang wird vielfältig ausgenutzt. Beim Elektronenstrahloszillograf synchronisiert oder triggert man den Kippspannungsoszillator des Zeitablenkgerätes durch Impulse, die aus der Frequenz des zu messenden Signals abgeleitet sind. Der Kipposzillator rastet dann auf diese Frequenz ein, und man erhält ein stehendes Oszillogramm auf dem Bildschirm. Ähnlich wirkt die Zeilen- und Bildsynchronisierung im Fernsehempfänger.

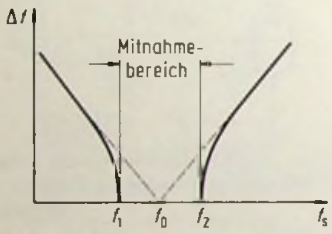


Bild 9.23 Synchronisierbereich eines mitgezogenen Oszillators

Ein Sinusoszillator mit der Eigenfrequenz f_0 läßt sich nach Bild 9.23 im *Mitnahmebereich* von einer äußeren Frequenz f_s synchronisieren. Er macht in diesem Gebiet alle Frequenzänderungen des Steuersignals f_s mit. Nähert man sich mit dieser Steuerfrequenz von niedrigen Werten her dem zunächst frei schwingenden Oszillator, dann

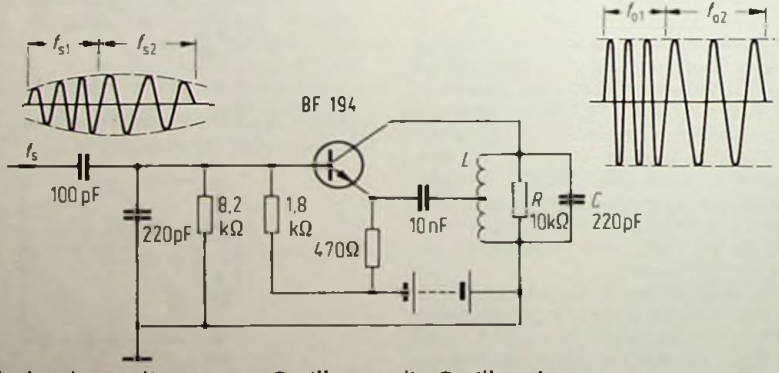


Bild 9.24 Prinzip eines mitgezogenen Oszillators; die Oszillatorfrequenzen f_{o1} und f_{o2} werden durch die Steuerfrequenzen f_{s1} und f_{s2} synchronisiert

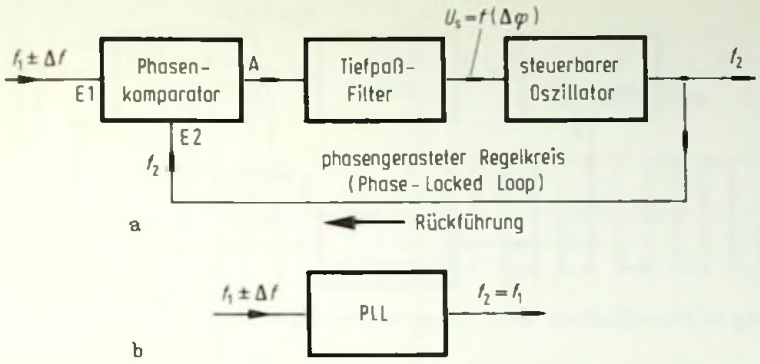


Bild 9.25 Steuerbarer Oszillator mit Phasenregelkreis; a = Blockschaltung; b = vereinfachtes Schaltsymbol

springt seine Frequenz bei dem Wert f_1 auf die Steuerfrequenz um, wird nun mitgenommen, und erst beim Wert f_2 setzt die Synchronisierung wieder aus. Der Mitnahmebereich ist um so breiter:

1. je größer die von außen zugeführte Steuerspannung ist,
2. je stärker der Oszillatorkreis gedämpft ist,
3. je schwächer der Oszillator rückgekoppelt ist.

Der mitgezogene Oszillator macht innerhalb des Mitnahmebereiches alle Änderungen der Steuerfrequenz mit, jedoch bleibt dabei seine Amplitude konstant.

Der Mitnahmebereich beträgt im allgemeinen ± 1...2 % der Eigenfrequenz des Kreises.

Bild 9.24 zeigt einen Mitnahmeoszillator für 2,14 MHz in Dreipunktschaltung. Die Synchronisiersignale f_s an der Basis zwingen dem Kollektorstrom und damit dem Oszillator ihre Frequenz auf. Der Schwingkreis ist durch den 10-kΩ-Widerstand stark bedämpft. Der Kreis ist dadurch breitbandiger und läßt sich in einem größeren Bereich mitziehen. Das Aufzwingen einer von seiner Resonanzlage abweichenden Frequenz bedeutet nach Bild 4.17, 4.19 und 4.46 eine Phasenverschiebung φ zwischen Strom und Spannung am Kreis.

Der Kurvenzug links oben in Bild 9.24 stellt ein frequenzmoduliertes Signal mit den beiden Frequenzkomponenten f_{s1} und f_{s2} dar. Es weist außerdem eine Amplitudenmodulation auf, die z. B. durch Schwankungen im Übertragungsweg entstanden sein kann. Die beiden Frequenzen f_{s1} und f_{s2} synchronisieren jeweils die Schwingungen des Oszillators. Er schwingt zwar mit seiner durch die Schaltung gegebenen Amplitude konstant weiter, liefert aber nun die Frequenzen f_{o1} und dann f_{o2}. Sie entsprechen genau den Steuerfrequenzen, aber die störende Amplitudenmodulation ist beseitigt.

Bild 9.25 Oszillator mit Phasenregelkreis

Der bisher besprochene mitgezogene Oszillator wird direkt durch eine von außen zugeführte Steuerspannung von etwa gleicher Frequenz beeinflußt. Der phasengerastete Regelkreis, im Englischen Phase-Locked Loop (PLL) genannt, arbeitet dagegen mit einer *Rückführung*. Sie bewirkt über einen Umsetzer eine spezielle Regelspannung, um den Oszillator durch eine vorgegebene Takt- oder Referenzfrequenz zu synchronisieren. Die beiden Frequenzen stimmen dann äußerst exakt ohne jede Abweichung überein. Im Gegensatz zum mitgezogenen Oszillator rastet die PLL-Schaltung fest auf die Mittenfrequenz eines frequenzmodulierten Signals ein. Sie macht also die durch die Modulation bedingten Frequenzänderungen Δf nicht mit. Ebenso rastet sie bei einer amplitudenmodulierten Schwingung exakt auf die Trägerfrequenz ein und nicht etwa auf die Seitenbänder.

Den Eingang einer solchen Schaltung Bild 9.25a bildet ein Phasenkomparator. Dies ist im Prinzip eine multiplikative Mischstufe, vgl. Bild 2.31. Sie bildet aus den zugeführten Frequenzen f_1 und f_2 die Summen- und die Differenzfrequenz. Das gesamte Frequenzgemisch wird einem Tiefpaßfilter zugeführt. Es läßt nur die niedrige Differenzfrequenz $f_d = f_1 - f_2$ hindurch und bildet daraus eine Synchronisierspannung U_s. Stimmen f_1 und f_2 überein, dann wäre die Differenzfrequenz Null. U_s hängt aber außerdem noch von der Phasenlage der beiden Frequenzen ab, $U_s = f(\Delta\varphi)$. Erst wenn Frequenz und Phasenlage genau gleich sind, wird die Nachsteuerspannung zu Null.

Diese Nachsteuer- oder Synchronisierspannung U_s beeinflußt die Frequenz des freischwingenden steuerbaren Oszillators, z. B. über eine parallel zum Schwingkreis liegende Kapazitätsdiode. Dieser steuerbare Oszillator liefert die Ausgangsfrequenz f_2. Sie dient für weitere Aufgaben und

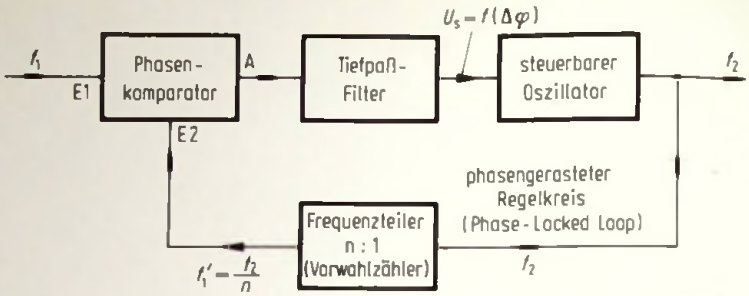


Bild 9.26 Vervielfachung einer Frequenz über einen phasengerasteten Regelkreis

wird außerdem auf den Eingang E 2 des Phasenkomparators zurückgeführt, und damit setzt die Nachstimmung ein. Weichen beide Frequenzen voneinander ab, dann ergibt die Differenzfrequenz eine Nachsteuerspannung, die die Oszillatorfrequenz f_2 genau nach Phase und Frequenz auf den Wert f_1 hinzieht[1]).

Andererseits: Weicht die Eingangsfrequenz f_1 infolge Frequenzmodulation kurzzeitig um den Betrag Δf vom Mittelwert ab, dann regelt das System diese Änderung ebenfalls aus, und am Ausgang bleibt die exakte Mittenfrequenz f_2 bestehen.

Man kann die Anordnung Bild 9.25a zu einem einzigen integrierten Baustein Bild 9.25b zusammenfassen. Er sei der Kürze halber mit PLL bezeichnet und liefert am Ausgang die exakte und phasenstarre Frequenz f_2. Sie entspricht genau der Mittenfrequenz f_0 eines frequenzmodulierten Senders. Die Frequenzmodulation oder der Frequenzhub Δf ist beseitigt. Ebenso werden die Seitenbänder eines amplitudenmodulierten Senders unterdrückt. Die Anordnung wirkt gewissermaßen als extremes Schmalbandfilter, das nur die Mitten- oder Trägerfrequenz weitergibt.

Dazu noch eine Überlegung: *Die Amplitude der Nachsteuerspannung* U_S in Bild 9.25a *ist proportional dem Frequenzhub*, denn wenn die Eingangsfrequenz sich stark ändert, dann wird die Differenzfrequenz hinter dem Phasenkomparator entsprechend größer und damit auch die Steuerspannung U_S. Geschieht diese Änderung sehr schnell, dann ändert sich auch die Nachsteuerspannung im gleichen Rhythmus, das bedeutet eine Wechselspannung. Ist die Eingangsfrequenz z. B. mit 800 Hz moduliert, dann wechselt die Nachsteuerspannung ebenfalls 800mal in der Sekunde ihren Wert, d. h. *ihre Frequenz ist proportional der Modulationsfrequenz.*

Zusammenfassung:

1. Die Ausgangsfrequenz der PLL-Schaltung entspricht genau der Trägerfrequenz oder der Mittenfrequenz von AM- oder FM-Eingangssignalen.

2. Die Amplitude der Nachsteuerspannung U_S ist proportional zum Frequenzhub eines frequenzmodulierten Signals.

3. Die Frequenz der Nachsteuerspannung U_S entspricht der ursprünglichen Tonfrequenz, die dem FM-Sender aufmoduliert wurde.

Bild 9.26 Frequenzsynthese

Bei der PLL-Schaltung braucht die Ausgangsfrequenz f_2 des steuerbaren Oszillators nicht einmal zahlenmäßig mit f_1 übereinzustimmen, sondern kann ein ganzzahliges Vielfaches davon betragen. Diese Frequenz $f_2 = n \cdot f_1$ wird in Bild 9.26 durch einen Frequenzteiler im Regelkreis auf die Frequenz

$$f_1' = \frac{f_2}{n}$$

heruntergeteilt, und nun wird diese Frequenz f_1' auf den Eingang E 2 des Phasenkomparators gegeben. Er erhält also beim Einschalten zunächst die beiden annähernd gleichen Frequenzen f_1 und f_1' und bildet daraus die Differenzfrequenz bzw. Korrekturspannung. Sie schiebt den steuerbaren Oszillator auf den Sollwert und wird zu Null, wenn f_1 und f_2 genau gleiche Phasenlage haben. Man erhält so am Ausgang eine vervielfachte, aber trotzdem exakt synchronisierte Frequenz.

Die dem Phasenkomparator zugeführten Spannungen brauchen nicht sinusförmig zu sein. Eine

1 Diese Eigenschaft, daß die Frequenz eines internen Oszillators durch Rückführung und Phasenvergleich genau auf eine von außen zugeführte Steuerfrequenz einrastet, wird seit langem bei der Synchronisierung des Zeilenfrequenz-Oszillators in Fernsehempfängern angewendet.

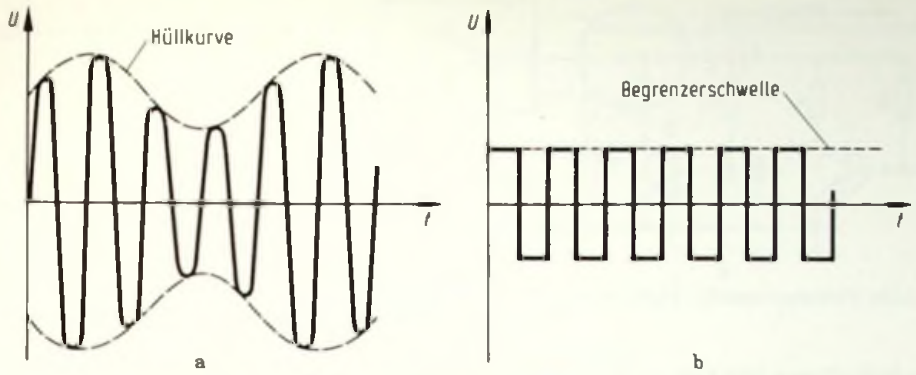


Bild 9.27 Abschneiden der Amplitudenmodulation

Rechteckspannung mit steilem Phasensprung verbessert sogar die Wirkung des Einrastens. Digitale, also mit Flipflopstufen arbeitende Frequenzteiler liefern ohnehin nur Rechteckspannungen der Frequenz f_1'.

Dieses Verfahren wird bei der sogenannten Frequenzsynthese in dekadisch einstellbaren Oszillatoren angewendet. Man versteht darunter das Erzeugen quarzgenauer Hf-Schwingungen mit Hilfe eines einzigen Normalquarzes. Der Frequenzteiler in Bild 9.26 besteht dann aus einem Digitalzähler mit einstellbarer Vorwahl. Ein solcher Zähler gibt einen Ausgangsimpuls ab, wenn die an einem Dekadenschalter eingestellte Zahl von Eingangsimpulsen in den Zähler eingelaufen ist. Wählt man also z. B. die Zahl $n = 83$ vor, dann gibt der Vorwähler bzw. Frequenzteiler auf 83 vom steuerbaren Oszillator kommende Impulse jeweils einen Impuls an den Phasenkomparator in Bild 9.26 ab, stellt sich blitzschnell auf Null und zählt nun wieder bis auf 83 aufwärts, um einen weiteren Impuls abzugeben. Das bedeutet eine Frequenzteilung von 83 : 1.

Wird die Referenzfrequenz f_1 durch einen Normalquarz mit 100 kHz geliefert und der steuerbare Oszillator für das Gebiet um 8000 kHz ausgelegt, dann rastet er in diesem Fall bei

$$f_2 = n \cdot f_1 = 83 \cdot 100\ \text{kHz} = 8300\ \text{kHz}$$

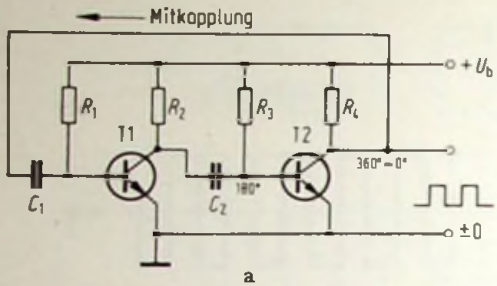
ein. Wählt man andere Teilerzahlen, z. B. 84, 85, 86, dann erhält man damit die phasenstarr eingerasteten Ausgangsfrequenzen 8400, 8500, 8600 kHz usw. Man erkennt daraus: Die Abstände der wählbaren Ausgangsfrequenzen solcher digital einstellbarer Sender bzw. Frequenz-Synthesizer entsprechen der Quarz- oder Referenzfrequenz.

Bild 9.27 Trägerfrequenz-Regenerierung

Bei manchen Empfängerschaltungen wird eine Oszillatorspannung benötigt, die exakt nur der Trägerfrequenz des amplitudenmodulierten Eingangssignals Bild 9.27a entspricht. Diese Hilfsfrequenz soll also aus der genauen Nennfrequenz ohne Seitenbänder bestehen. Dies erreicht man, indem man das Signal hoch verstärkt, so daß die Sinuswellen sehr steile Flanken bekommen. Anschließend werden dann die Amplitudenspitzen weggeschnitten bzw. begrenzt (vgl. Bild 5.20), so daß nach Bild 9.27b eine saubere Rechteckkurve ohne jede Amplitudenmodulation übrig bleibt. Mit der Amplitudenmodulation verschwinden dann aber auch die Seitenbänder, denn sie sind nur eine andere Darstellungsform der Amplitudenmodulation, vgl. Bild 2.31 bis 2.33. Die Grundschwingung des Rechtecksignals entspricht nun exakt der Trägerfrequenz. Die Rechteckform bedeutet, daß zahlreiche Oberschwingungen enthalten sind. Sie lassen sich durch einen Hochpaß unterdrücken, und man erhält die reine sinusförmige Trägerfrequenz. Bei manchen Empfangsverfahren spricht man dann von der Trägerfrequenz-Regenerierung. Dieser von der Modulation befreite Träger wird auch bei einem speziellen AM-Demodulationsverfahren verwendet, um die Tonfrequenz zu gewinnen.

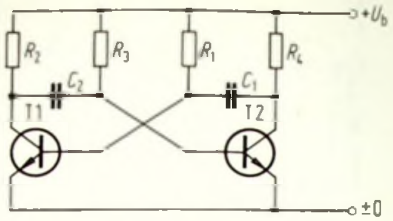
Bild 9.28 Kippgeneratoren

Kippgeneratoren wurden bisher nur in der industriellen Elektronik und in Fernsehempfängern angewendet. Im Prinzip handelt es sich dabei um RC-Generatoren, die jedoch nicht sinusförmig schwingen, sondern durch Hin- und Herkippen zwischen zwei Schaltzuständen rechteckförmige oder sägezahnförmige Spannungen erzeugen.



a

Bild 9.28a Freischwingender Multivibrator



b

Bild 9.28b Übliche Darstellungsweise einer Multivibratorschaltung

Der Multivibrator Bild 9.28a ist ein zweistufiger Schaltverstärker, der nach dem Anschwingen selbsttätig von dem einen in den anderen Zustand kippt. Dies wird durch eine Mitkopplung vom Ausgang des Verstärkers über eine Kapazität auf den Eingang bewirkt. Ein Emitterverstärker ergibt bekanntlich 180° Phasenumkehr. Zwei in Reihe geschaltete Emitterverstärker ergeben 360° bzw. 0°. Eingangsspannung und rückgeführte Spannung haben also die gleiche Phasenlage. Verstärkung ist bei zwei Stufen ebenfalls vorhanden, das gibt also eine Mitkopplung, die Schaltung muß schwingen.

Da die gesamte Ausgangsspannung auf den Eingang zurückgelangt, wird die Stufe stark übersteuert und sofort voll durchgeschaltet. Die Spannung am Kollektor springt schlagartig fast bis zum Nullpotential herunter. Dieser negative Spannungssprung wirkt sich auch auf die zweite Stufe aus. Sie wird dadurch gänzlich gesperrt. Daraus ergibt sich eine Rechteck-Ausgangsspannung. Die Zeit für das Hin- und Herkippen bzw. die Frequenz dieser Rechteckspannung hängt von den RC-Gliedern zwischen den Transistoren sowie von der Höhe der Betriebsspannung ab.

Durch Umzeichnen von Bild 9.28a erhält man die übliche Darstellungsweise eines solchen Multivibrators, Bild 9.28b.

Die bistabile Kippstufe oder das *Flipflop* ist ähnlich aufgebaut und arbeitet ebenfalls mit zwei Schaltzuständen. Das Umkippen erfolgt aber durch von außen zugeführte Impulse. Der erste Impuls kippt die Stufe in die andere Schaltlage, und jeder zweite eintreffende Impuls kippt sie wieder in die ursprüngliche Lage zurück. Auf zwei Eingangsimpulse entfällt also ein Wechsel in der Ausgangsspannung, d. h. die Steuerfrequenz wird im Verhältnis 2 : 1 heruntergeteilt. Schaltet man zwei Flipflops hintereinander, dann teilt sich die Eingangsfrequenz im Verhältnis $2^2 : 1 = 4 : 1$. Aus einer Steuerfrequenz von z. B. 10 MHz wird dann 10 : 4 = 2,5 MHz. Diese Teilung gilt auch für die Seitenbandfrequenzen. Bei einer frequenzmodulierten Schwingung von 10 MHz wird dann auch der Frequenzhub auf den vierten Teil herabgesetzt.

Gegenkopplung

Bild 9.31 und 9.32 Prinzip der Gegenkopplung

Bild 9.31 stellt einen invertierenden Verstärker mit dem Lastwiderstand R_L dar. Er wird mit der Spannung u_1 aus einer Vorstufe mit dem Innen- bzw. Quellenwiderstand R_Q gespeist. Die Kreise am Eingang und Ausgang bedeuten, daß hier in zunächst noch nicht näher definierter Weise Teilspannungen ein- und ausgekoppelt werden. Bei der Gegenkopplung führt man einen Teil des Ausgangssignales über das Gegenkopplungs-Netzwerk als Gegenkopplungsspannung u_{gk} so auf den Eingang zurück, daß es der steuernden Eingangsspannung u_1 entgegenwirkt. Dadurch geht die Verstärkung zurück, zugleich werden aber auch die im Verstärker entstandenen Verzerrungen dem Eingang entgegengesetzt gerichtet zugeführt. Sie heben sich dadurch zum großen Teil selbst wieder auf. Eine richtig angewendete Gegenkopplung verbessert daher die Wiedergabequalität. Wegen des Verstärkungsverlustes muß die Eingangsspannung oder die Grundverstärkung des Systems größer als ohne Gegenkopplung sein, um genügende Ausgangsleistung zu behalten. – Gegenkopplungen verringern aber nicht nur innere Verzerrungen, sondern auch alle anderen störenden Einflüsse, die eine unerwünschte Änderung der Ausgangsspannung verursachen. Gleichstromgegenkopplungen wirken z. B. Änderungen der Versorgungsspannung ent-

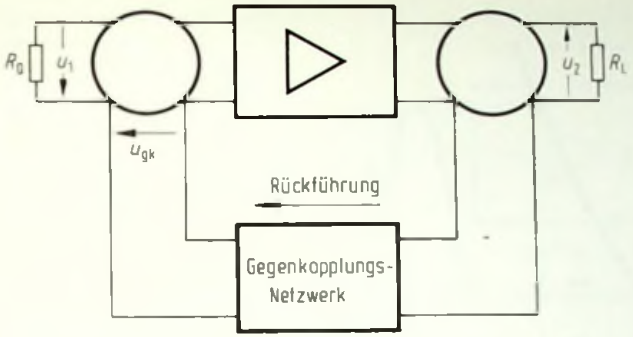


Bild 9.31 Prinzip der Gegenkopplung

gegen und halten damit die Verstärkung konstant. Ein Beispiel hierfür ist das Stabilisieren des Arbeitspunktes von Transistorstufen nach Bild 6.15. Änderungen des Emitterstromes ergeben Spannungsänderungen am Emitterwiderstand R_3. Sie wirken gegenphasig auf den Basiskreis zurück, der Emitterstrom stabilisiert sich dadurch selbst. Durch Gegenkopplungen können auch Exemplar-Streuwerte der Transistoren sowie Temperatureinflüsse vermindert werden. Bei sehr starker Gegenkopplung werden die Eigenschaften des Verstärkers sogar ausschließlich durch das Gegenkopplungsnetzwerk bestimmt.

Der Verstärkungsverlust durch Gegenkopplung spielt heute keine Rolle mehr. Man kann ihn leicht durch zusätzliche Transistorstufen ausgleichen, besonders in integrierten Schaltungen. Komplette Bausteine mit hoher Verstärkung, sogenannte Operationsverstärker, erhalten durch extrem starke Gegenkopplungen so stabile Eigenschaften, daß sie für elektronische Rechenanlagen (Analogrechner) verwendet werden können.

Der bei einer Gegenkopplung rückgeführte Anteil des Ausgangssignals kann auf verschiedene Weise am Ausgangskreis abgegriffen und in den Eingangskreis eingespeist werden[1]. Die gegengekoppelte Spannung u_{gk} verläuft nach Bild 9.32 gegenphasig zur Eingangsspannung u_1. Daraus ergibt sich eine tatsächliche Steuerspannung $u_{st} = u_1 - u_{gk}$, die kleiner ist als die von außen zugeführte steuernde ursprüngliche Signalspannung. Man unterscheidet je nach Art der Entnahme und Zuführung der Gegenkopplungsspannung:

Eingang	Ausgang
Parallelspeisung	spannungsproportionale Auskopplung
Serienspeisung	stromproportionale Auskopplung

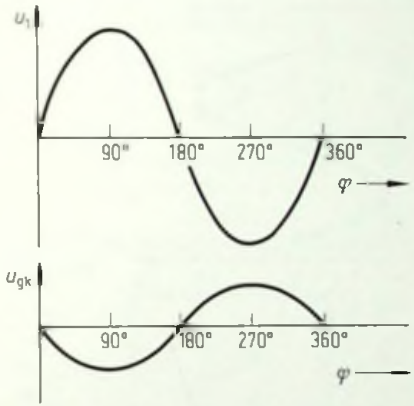


Bild 9.32 Die Gegenkopplungsspannung ist gegenphasig zur Eingangsspannung

Jede Gegenkopplung der ersten Gruppe läßt sich mit jeder der zweiten kombinieren. Die Verstärkungsgrößen einer gegengekoppelten Stufe (Stromverstärkung, Spannungsverstärkung, Steilheit) werden entsprechend folgender Gleichung reduziert [4]:

$$A' = \frac{A}{1 + K\,A}$$

Darin bedeuten:

A Verstärkungsgröße ohne Gegenkopplung

K Gegenkopplungsfaktor, $K = \frac{u_{gk}}{u_2}$

A' Verstärkungsgröße bei Gegenkopplung

Der Wert K ist verwandt mit dem Rückkopplungsfaktor k in Bild 9.03.

1 Statisches Verhalten gegengekoppelter Verstärker. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 63. Franzis-Verlag, München.

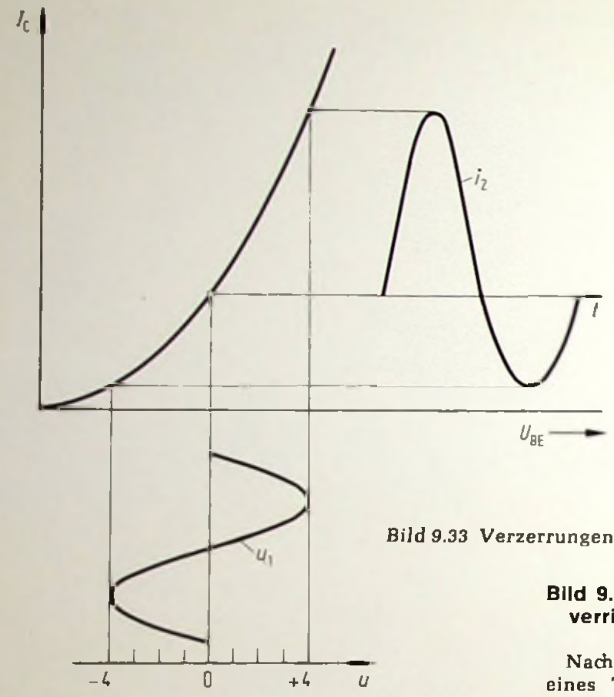


Bild 9.33 Verzerrungen durch Kennlinienkrümmung

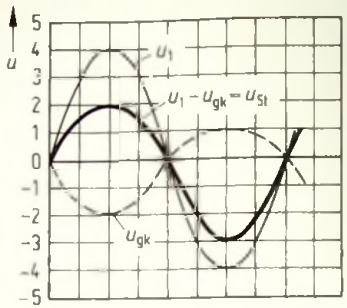


Bild 9.34 Durch eine gegenphasige Spannung u_{gk} lassen sich die Verzerrungen verringern

Bild 9.33 bis 9.35 Die Gegenkopplung verringert Verzerrungen

Nach Bild 9.33 werde an die Steuerkennlinie eines Transistorverstärkers in Emitterschaltung die gut sinusförmige Spannung u_1 angelegt. Infolge der Kennlinienkrümmung ergibt sich ein unsymmetrischer Kollektorstrom bzw. Ausgangsstrom i_2. Seine erste nach oben gerichtete Halbwelle ist daher doppelt so groß wie die zweite, ein Zeichen für großen Klirrfaktor.

Von diesem verzerrten Anodenstrom werde nun eine proportionale Gegenkopplungsspannung u_{gk} abgeleitet. Ihre erste Halbwelle ist daher ebenfalls doppelt so groß wie die zweite. Diese Gegenkopplungsspannung wird nach Bild 9.34

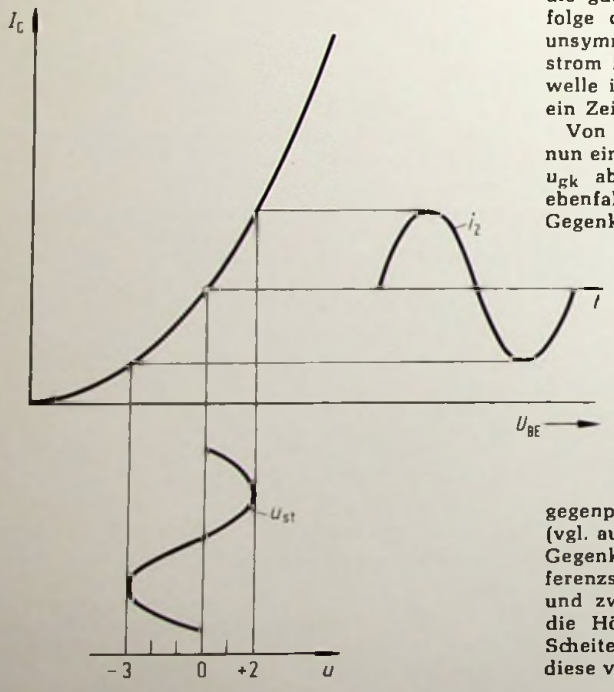


Bild 9.35 Steuerspannung und Ausgangsstrom eines gegengekoppelten Verstärkers

gegenphasig zur Eingangsspannung u_1 addiert (vgl. auch Bild 9.32). Infolge der Unsymmetrie der Gegenkopplungsspannung wird nun auch die Differenzspannung $u_{st} = u_1 - u_{gk}$ unsymmetrisch, und zwar hat hier im Bild die erste Halbwelle die Höhe + 2 und die zweite Halbwelle den Scheitelwert − 3. Gibt man nun nach Bild 9.35 diese vorverzerrte Steuerspannung auf die gleiche

gekrümmte Kennlinie wie in Bild 9.33, die eigentlich die Verzerrungen bewirkt hat, dann heben sich die Verzerrungen heraus. Der Ausgangswechselstrom i_2 ist jetzt gut sinusförmig, jedoch ist seine Amplitude geringer als in Bild 9.33.

Die Gegenkopplung reduziert die im Verstärker entstehenden Verzerrungen, setzt also den Klirrfaktor und den Intermodulationsfaktor herab, allerdings verliert man dabei an Verstärkung.

Bild 9.36 Gegenkopplung mit Parallelspeisung und Spannungsauskopplung

Die an den Ausgangsklemmen 3 – 4 auftretende Ausgangsspannung u_2 liegt über den Gegenkopplungswiderstand parallel zu den Eingangsklemmen 1 – 2. Die rückgeführte Spannung u_{gk} ist proportional der Ausgangsspannung. Steigt diese aus irgendeinem Grunde an, z. B. weil die Belastung R_L entfällt (Leerlauf), dann steigt auch u_{gk} an und setzt die Verstärkung noch mehr als vorher herab. Dies wirkt aber der hochlaufenden Ausgangsspannung entgegen. Sie hemmt ihren eigenen Spannungsanstieg. Eine solche wenig von der Belastung abhängige Spannungsquelle bedeutet, daß sie einen niedrigen Innenwiderstand besitzt. *Die Spannungsgegenkopplung vermindert den Innenwiderstand eines Verstärkers.*

Ein niedriger Innenwiderstand macht die Ausgangsspannung belastungsunabhängig. Dies ist von Nutzen bei Verstärkeranlagen, man kann einen oder mehrere Lautsprecher anschließen, ohne daß die Ausgangsspannung wesentlich vom Normalwert abweicht.

Bild 9.37 Gegenkopplung mit Parallelspeisung und Stromauskopplung

Die Gegenkopplungsspannung wird an einem vom Ausgangsstrom durchflossenen Teilwiderstand $R_{GK\,2}$ ausgekoppelt und *parallel* an die Eingangsklemmen zurückgeführt. Schaltet man die Last ab, dann fließt kein Ausgangsstrom mehr. Die Gegenkopplungsspannung entfällt, Verstärkung und Ausgangsspannung wachsen an. Dies entspricht einer Spannungsquelle mit hohem Innenwiderstand. Das bedeutet, daß Belastungsänderungen den Ausgangsstrom wenig beeinflussen. Er bleibt ziemlich konstant, man sagt, er ist eingeprägt. Das bietet Vorteile, wenn der Ausgang des Verstärkers an eine Folgestufe angepaßt werden soll, deren Eingangswiderstand sich in Abhängigkeit von der Aussteuerung ändert, also z. B. eine Diodenstrecke. Diese Gegenkopplung wird auch als Parallel-Seriengegenkopplung oder kurz als Stromgegenkopplung bezeichnet.

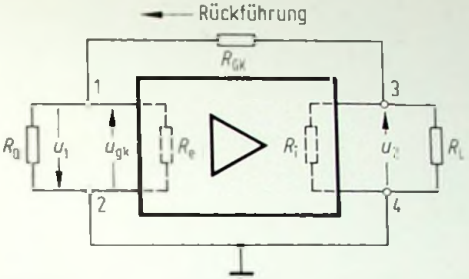


Bild 9.36 Spannungsauskopplung und Paralleleinspeisung

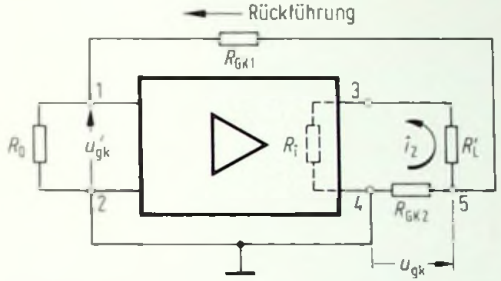


Bild 9.37 Stromauskopplung und Paralleleinspeisung

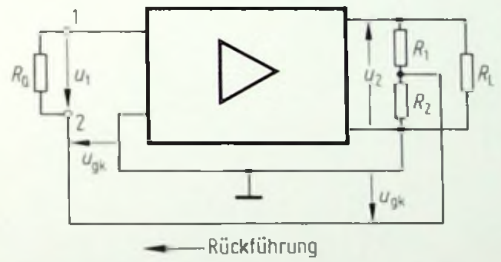


Bild 9.38 (Teil-)Spannungsauskopplung und Serieneinspeisung

Bild 9.38 Gegenkopplung mit Serieneinspeisung und Spannungsauskopplung

Die Gegenkopplungsspannung u_{gk} wird an einem parallel zum Lastwiderstand liegenden Spannungsteiler $R_1 - R_2$ ausgekoppelt, ist also proportional der Ausgangsspannung. Dies bewirkt den gleichen Effekt wie in Bild 9.36, der Ausgangswiderstand wird niederohmig, die Ausgangsspannung bleibt auch bei Belastungsänderungen annähernd konstant.

Die Gegenkopplungsspannung u_{gk} liegt aber jetzt in Reihe und gegenphasig zur Eingangsspannung u_1. Man muß daher einen wesentlich höheren Steuerstrom hineinschicken, um diese

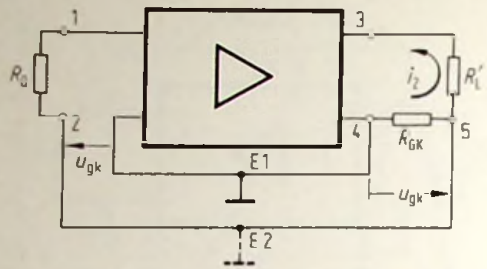


Bild 9.39 Stromauskopplung und Serieneinspeisung

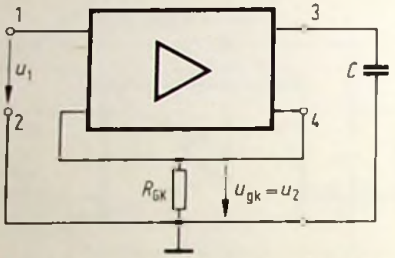


Bild 9.40 Die gesamte Ausgangsspannung wird gegengekoppelt

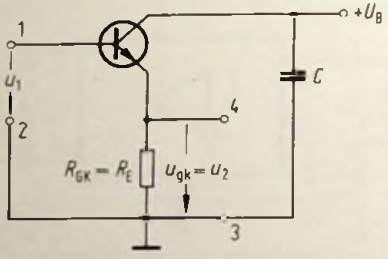


Bild 9.41 Gegenkopplungswirkung des Emitterfolgers

entgegengesetzt gerichtete Spannung zu überwinden. Das wirkt so, als wenn ein zusätzlicher Widerstand im Eingangskreis läge. Der resultierende Eingangswiderstand zwischen den Klemmen 1 – 2 ist also größer als ohne Gegenkopplung. Man kann auf diese Weise den niederohmigen Eingang eines Verstärkers künstlich erhöhen und außerdem, wie bei jeder Gegenkopplung, die Verzerrungen herabsetzen.

Diese Schaltung wird auch als Serien-Parallelschaltung bezeichnet.

Bild 9.39 Gegenkopplung mit Serieneinspeisung und Stromauskopplung

Die Eigenschaften dieser Schaltung lassen sich nun leicht ableiten:

Serieneinspeisung ergibt hohen Eingangswiderstand,

Stromauskopplung ergibt niedrigen Innenwiderstand.

Dabei kann man die Bezugsleitung oder den Masseanschluß entweder wie bei den vorigen Schaltungen an den Punkt E 1 legen oder aber die Gegenkopplungsleitung bei E 2 erden.

Bild 9.40 und 9.41 Der Emitterfolger als Gegenkopplungsschaltung

Macht man in Bild 9.39 den Lastwiderstand extrem klein, z. B. indem man ihn nach Bild 9.40 durch einen Kondensator C mit großer Kapazität ersetzt, dann wird die Gegenkopplung sehr fest, weil nun die gesamte Ausgangsspannung u_2 als Gegenkopplungsspannung u_{gk} gegenphasig in den Eingangskreis zurückgeführt wird. Das entspricht der Grundschaltung des Emitterfolgers Bild 8.04, wie sie hier in Bild 9.41 nochmals dargestellt ist. Damit bestätigen sich die damals und jetzt für Bild 9.39 angestellten Überlegungen. Eine solche Grundschaltung mit Serieneinspeisung und Stromauskopplung besitzt einen hohen Eingangswiderstand und einen niedrigen Ausgangswiderstand und kann daher als Impedanzwandler dienen. Ein Emitterfolger ist 100 % gegengekoppelt, d. h. er hat einen Gegenkopplungsfaktor K = 1. Angenommen, der Transistor hätte als normaler Verstärker eine 40fache Verstärkung, dann wird als Emitterfolger die Spannungsverstärkung entsprechend der Formel

$$A' = \frac{A}{1 + K\,A} \qquad A' = \frac{40}{1 + 40} = \frac{40}{41} = 0{,}975$$

also etwas kleiner als 1. Dafür werden aber sämtliche Störeinflüsse im Verhältnis 40 : 1 abgeschwächt.

Bild 9.42 Tiefenanhebende Gegenkopplung

Fügt man in den Gegenkopplungsweg eines Nf-Verstärkers einen Kondensator C ein, dann ergibt er mit dem Quellenwiderstand R_Q und dem Eingangswiderstand R_E des Verstärkers einen Hochpaß. Der Gegenkopplungskanal bevorzugt demnach hohe Frequenzen. Sie werden gegengekoppelt und daher weniger verstärkt. Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes werden dagegen nicht zurückgeführt, also voll verstärkt, d. h. sie erscheinen im gesamten Klangbild angehoben. Die Gegenkopplung betont die Bässe. Dies gilt für alle Schaltungsvarianten Bild 9.36 bis 9.39.

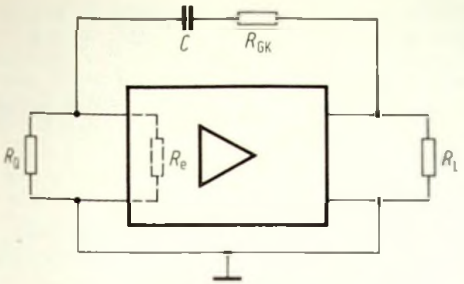


Bild 9.42 Absenken der Höhen durch eine Kapazität im Gegenkopplungskanal

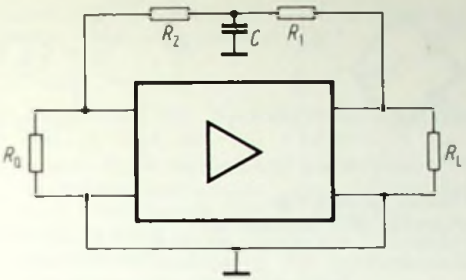


Bild 9.43 Tiefpaß im Gegenkopplungskanal

Bild 9.43 Höhenanhebende Gegenkopplung

Der Gegenkopplungskanal ist ein Tiefpaß mit den Elementen $R_1 - C$. Hohe Frequenzen werden zurückgehalten, also nicht gegengekoppelt und somit mehr verstärkt, das Klangbild erscheint heller. Der Widerstand R_2 verhindert, daß der Kondensator C unmittelbar parallel zu den Eingangsklemmen liegt. Andernfalls würde er nämlich die umgekehrte Wirkung haben und die hohen Frequenzen des Eingangssignals kurzschließen und absenken.

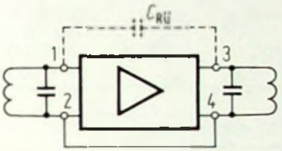


Bild 9.44 Mitkopplung über die Rückwirkungskapazität eines Verstärkers

Bild 9.44 Störende Mitkopplungen

Liegen am Eingang und Ausgang eines Verstärkervierpols auf gleiche Frequenz abgestimmte Schwingkreise, dann kann bereits über die innere Rückwirkungskapazität $C_{RÜ}$ des Vierpols ein Teil der Ausgangswechselspannung auf den Eingangskreis rückgeführt werden. Stimmt die Phasenlage der rückgeführten Spannung mit der Phase der dem Eingang zugeführten Signalspannung überein, dann liegt eine Mitkopplung vor. Dadurch erregen sich dann wilde Schwingungen, die den Verstärkungsvorgang wegen ihrer viel größeren Amplitude unwirksam machen und benachbarte Empfänger stören würden.

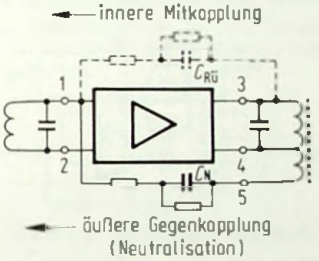


Bild 9.45 Aufheben der inneren Mitkopplung durch eine äußere Neutralisation

Bild 9.45 Prinzip der Neutralisation

Um diese innere Mitkopplung unwirksam zu machen, neutralisiert man sie durch eine Gegenkopplung. Dazu führt man der Eingangsklemme zusätzlich eine um 180° entgegengesetzt gerichtete Wechselspannung von der gleichen Amplitude wie die ungewollte Störspannung aus dem Ausgangskreis zu. Die beiden rückgeführten Spannungen heben sich dann an der kritischen Klemme 1 auf, und die Selbsterregung wird vermieden. Um die richtige Phasenlage zu erzielen, wird die Neutralisationsspannung an einem verlängerten Ausgangsspulenteil 4 – 5 abgenommen. Die Spannung am Punkt 5 ist gegenphasig zu der am Punkt 3. Die richtige Größe der Gegenspannung wird mit dem Neutralisationskondensator C_N eingestellt. Enthält der schädliche innere Mitkopplungszweig außerdem wie bei Transistoren reelle Widerstände, so sind sie ebenfalls im Neutralisationszweig nachzubilden.

Bild 9.46 Die Neutralisation entspricht einer Brückenschaltung

Die Wirkung der Neutralisierung zeigt die Ersatzschaltung Bild 9.46. Die beiden Spulenteile 3 – 2 und 2 – 5 bilden zwei Zweige einer Brückenschaltung. Punkt 4 ist identisch mit Punkt 2 (Masseleitung). An den Spulen liegt die Gesamtspannung. Die beiden anderen Brückenzweige werden durch die Rückwirkungskapazität $C_{RÜ}$ und die Neutralisationskapazität C_N gebildet. Die Rückwirkungswiderstände sind hier zur Verein-

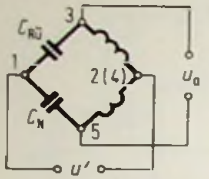


Bild 9.46 Zu Bild 9.45 gehörende Brückenschaltung

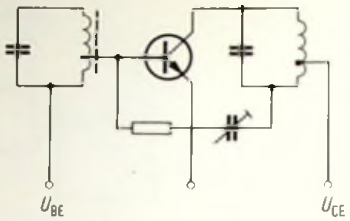


Bild 9.47 Neutralisieren einer Transistorstufe

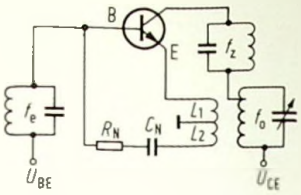


Bild 9.48 Neutralisieren mit einer Koppelspule in der Emitterleitung

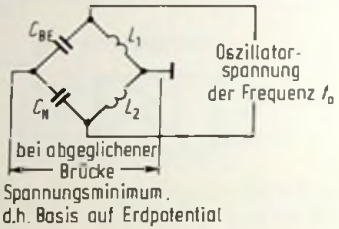


Bild 9.49 Brückenprinzip zu Bild 9.48

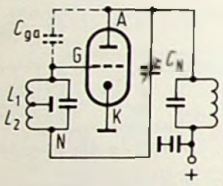


Bild 9.50 Neutralisierte Triode

fachung weggelassen. Wird die Brücke mit C_N so abgeglichen, daß die Spannung u′ in der anderen Brückendiagonale zu Null wird, dann bedeutet dies, daß zwischen den Eingangsklemmen 1 – 2 keine von der Rückwirkung verursachte Spannung mehr vorhanden ist. Mitkopplung und Gegenkopplung heben sich auf, der Verstärker schwingt nicht mehr, verliert aber auch nicht an Verstärkungsgrad.

Diese Neutralisation ist eine spezielle hochfrequente Anwendung der Gegenkopplung.

Bild 9.47 Neutralisierte Transistorstufe

Man kann auch gegenüber Bild 9.45 den Schwingkreiskondensator über beide Wicklungshälften des Ausgangskreises legen. Die Phasenverhältnisse werden dadurch noch eindeutiger, denn die Potentiale an den Enden einer Schwingkreisspule haben stets eine um 180° verschiedene Phasenlage. Bei einem Transistorverstärker führt dann der Neutralisationszweig vom Fußpunkt des Kreises zurück zur Basis des Transistors. Der Neutralisationskondensator ist einstellbar, der reelle Rückwirkungswiderstand wird durch einen entsprechenden Serienwiderstand neutralisiert.

Die störende Rückwirkungskapazität $C_{Rü}$ ist die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität der Basis-Kollektorstrecke. Die Neutralisation stimmt also streng nur für einen bestimmten Betriebswert des Transistors. Neutralisiert wird daher bei voller Betriebsspannung, bei der Verstärkung und Schwingneigung am größten sind.

Bild 9.48 und 9.49 Neutralisation von der Emitterspule her

Der Sinn der Neutralisation ist stets, eine Spannung richtiger Phasenlage aus dem Ausgangskreis zur Basis zurückzuführen. In Bild 9.48 geschieht dies dadurch, daß in einer Oszillatorschaltung ähnlich Bild 9.13 die Emitterspule L_1 über den Masseanschluß hinaus um die Wicklung L_2 verlängert und von hier aus der Neutralisationszweig zur Basis geführt wird. Diese Neutralisierung hat einen besonderen Zweck. Der Transistor soll auf der Frequenz f_o schwingen, und die Basis muß für diese Frequenz eindeutig auf Massepotential liegen, obgleich noch zwei weitere auf die Frequenzen f_e und f_z abgestimmte Kreise vorhanden sind. Nach Bild 9.49 ergibt sich für die Oszillatorspannung an den Spulenteilen $L_1 - L_2$ eine Brücke aus L_1, L_2, C_N und der Transistorkapazität C_{BE}. Bei abgeglichener Brücke liegt dann für f_o die Basis auf Erdpotential, d. h. es tritt keine Oszillatorspannung daran auf.

Bild 9.50 Neutralisieren einer Triode

Im UKW-Bereich sind Trioden in bezug auf Eingangswiderstand und Rauschen den Pentoden überlegen. Trioden besitzen jedoch eine so hohe Gitteranodenkapazität, daß sie in Hf-Schaltungen unvermeidlich ins Schwingen geraten. Um diese Schwingneigung zu unterbinden, führt man dem Gitter von der Anode her eine Neutralisationsspannung zu. Man teilt die Gitterspule durch eine

geerdete Anzapfung in die Teilspulen L_1 und L_2 auf und führt die Gegenspannung über den Kondensator C_N an das entgegengesetzte Spulenende. Durch Einstellen von C_N wird die Rückkopplung über C_{ga} durch eine Gegenspannung über C_N aufgehoben oder neutralisiert.

Auch bei Pentoden im Zf-Teil von Röhrenempfängern ist eine gewisse Neutralisation notwendig, obgleich das Schirmgitter die Schwingneigung stark herabsetzt. Diese Neutralisierung erfolgt durch einen Erdungskondensator mit genau bemessener Kapazität vom Schirmgitter nach Masse. Die Einzelheiten sind heute nicht mehr aktuell. Der Servicetechniker, der einen solchen Schirmgitterkondensator ersetzen muß, achte jedoch darauf, wieder genau den gleichen Kapazitätswert zu verwenden (meist 3...5 nF).

Literatur

[1] *Engelmann*: Die Neutralisation. Funkschau 1961, H. 18, S. 481.

[2] *Sczech*: Die Kollektor- und Basisschaltung als Gegenkopplungsvariante der Emitterschaltung. Funk-Technik 1971, H. 14, S. 537.

[3] Röhre und Transistor als Vierpol. Telefunken-Fachbuch, 1. Auflage, S. 125 (mathematische Behandlung der Gegenkopplung).

[4] Transistor-Kompendium III, S. 123. Valvo GmbH, Hamburg.

Regelungen

Bild 9.51 und 9.52 Einstellen, Steuern und Regeln

Der Begriff „Regeln" ist mehrdeutig. Dies führt in der Empfängerschaltungstechnik zu Mißverständnissen. So wird z. B. der Drehknopf zum Einstellen der Lautstärke vielfach als Lautstärke-Regler bezeichnet. Andererseits besitzt jeder Empfänger eine automatische Verstärkungsregelung, an der man überhaupt nichts zu drehen oder einzustellen braucht. Regeltechnische Begriffe sind genormt (DIN 19 229), deswegen gewöhne sich der Funktechniker und Elektroniker an diese Bezeichnungen.

Wird nach Bild 9.51 von Hand an einem Drehknopf oder Einstellknopf eine Station bestimmt, die Lautstärke oder die Klangfarbe verändert oder auch beim Service eine Spule oder ein Schwingkreis abgeglichen, dann nennt man dies *Einstellen*. Hierbei liegt ein „offener Wirkungsablauf" vor. Man gibt eine Anweisung in die Schaltung hinein, dies bewirkt eine Änderung, und damit ist der Vorgang abgeschlossen. Die dazu notwendigen Bedienungsorgane nennt man sinngemäß Einstellwiderstände oder Einstellknöpfe oder bei internen Abgleicharbeiten Trimmer oder Trimmwiderstände, aber nicht „Regler".

Ist jedoch im Gerät für bestimmte Zwecke nach Bild 9.52 eine Rückführung vorhanden, die selbsttätig und laufend einen bestimmten Sollwert bewirkt, auch wenn sich Einflußgrößen ändern, dann stellt dieser *geschlossene Wirkungskreis* eine echte Regelung dar. So ist die Gegenkopplung eine Form der Regelung. Sie bewirkt, daß irgendwelche am Ausgang auftretenden Spannungsänderungen, die nicht vom Eingangssignal verursacht wurden, über die Rückführung ausgeglichen werden und die Ausgangsgröße annähernd konstant bleibt.

Bei der *automatischen Verstärkungsregelung* wird die Ausgangsspannung des Zf-Verstärkers konstant gehalten.

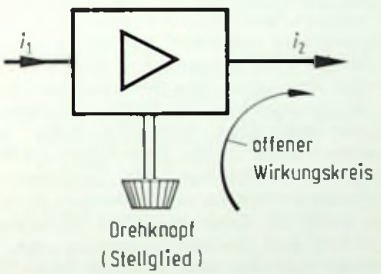


Bild 9.51 Handeinstellung

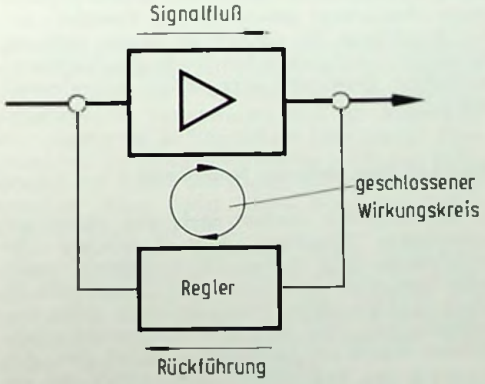
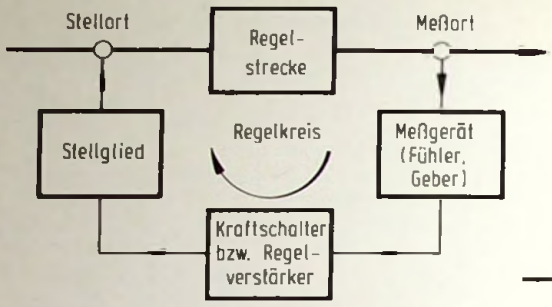


Bild 9.52 Prinzip einer Regelung



Links:
Bild 9.53 Geschlossener Regelkreis

Bei der *automatischen Scharfabstimmung* regelt sich die Zwischenfrequenz selbsttätig so ein, daß die Station richtig abgestimmt erscheint.

Bei der *stabilisierten Stromversorgung* wird die Betriebsspannung durch eine Regelschaltung stets konstant gehalten.

Im technischen Englisch heißt Regeln to control, daher automatic volume control = AVC = automatische Verstärkungsregelung. To control bedeutet also in diesem Zusammenhang mehr als unser Wort kontrollieren = überprüfen.

Für *Einstellen* könnte man auch *Steuern* sagen, denn das Steuern eines Schiffes, woher der Ausdruck stammt, bedeutet, daß man durch Drehen des Steuerrades das Schiff auf den gewünschten Kurs bringt. Besser reserviert man jedoch den Ausdruck Steuern für das Beeinflussen von Strömen und Spannungen innerhalb einer Schaltung mit Hilfe zugehöriger Schaltungsstufen. In der Starkstromtechnik spricht man dabei von Steuerkreisen und Lastkreisen. Im einfachsten Fall steuert man die Stärke eines Stromes durch Verändern eines im Kreis liegenden Widerstandes. Man steuert auch die Basisspannung eines Transistors, so daß sich entsprechend große Stromänderungen im Kollektorkreis ergeben. Zum falsch angewendeten Modewort ist die Bezeichnung „Ansteuern" geworden. Die Vorsilbe „an" ist überflüssig. Es genügt zu sagen, daß ein Transistor oder Verstärker durch eine Eingangsspannung gesteuert, aber nicht „angesteuert" wird.

Bild 9.53 Der einfache Regelkreis

Eine Regelung besteht stets aus einem geschlossenen Wirkungs- oder Regelkreis. Die Regelstrecke liegt in dem zu regelnden Energie- oder Signalfluß. Dies kann ein Dampfstrom in einer Energieanlage, eine Drehzahl oder Geschwindigkeit oder im Fall des Nachrichtenempfängers irgend ein elektrisches Signal sein. Am Ausgang der Regelstrecke, am Meßort, ist ein Meßwertaufnehmer angeordnet, der laufend den

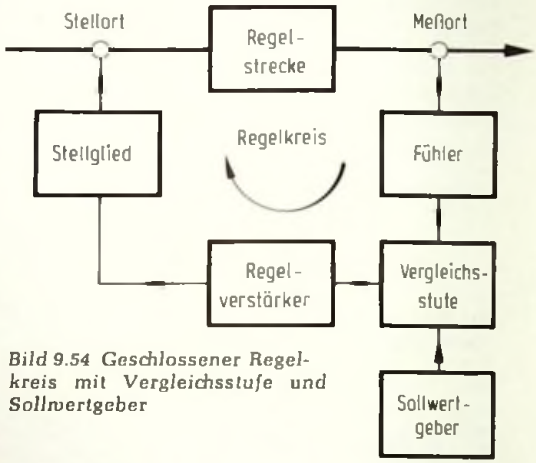


Bild 9.54 Geschlossener Regelkreis mit Vergleichsstufe und Sollwertgeber

Ausgangswert der Regelstrecke mißt. Der von diesem Aufnehmer, Fühler oder Geber gelieferte Wert betätigt in der allgemeinen Regeltechnik einen Kraftschalter. Der Funktechniker sagt hierzu Regelverstärker. Und dieser wiederum betätigt ein Stellglied, das im Prinzip ein Signalumwandler ist. Dieses Stellglied greift nun am Eingang der Regelstrecke (Stellort) ein und beeinflußt sie in der Weise, daß die Ausgangsgröße im gewünschten Sinne beeinflußt wird – der Regelkreis ist geschlossen.

In der Empfängerschaltungstechnik wird vielfach auf den Regelverstärker verzichtet. So dient bei der automatischen Verstärkungsregelung eine Diode am Ausgang des Zf-Verstärkers als Meßwertaufnehmer. Sie wandelt die Zf-Signalamplituden in eine proportionale Gleichspannung um. Diese Gleichspannung wird unmittelbar auf das Stellglied, nämlich als Basisvorspannung, auf die zu regelnden Transistoren gegeben.

Bild 9.54 Regelkreis mit Sollwerteinstellung

Oft wird eine Regelung dadurch verfeinert, daß man einen genauen *Sollwert* für die Ausgangsgröße vorschreibt. Das erfordert dann eine Vergleichsstufe mit einem Sollwertgeber. Die Vergleichsstufe prüft die Abweichungen beider

Werte voneinander und liefert eine entsprechende Stellgröße an das Stellglied, um die Abweichung zu Null zu machen.

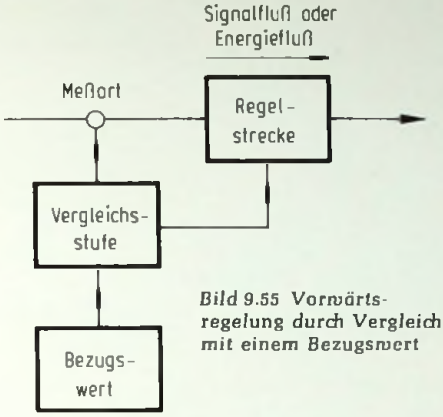


Bild 9.55 Vorwärtsregelung durch Vergleich mit einem Bezugswert

Bild 9.55 Vorwärtsregelung

Die bisher besprochenen Anordnungen einschließlich der Gegenkopplung beruhen auf Rückführungen. Sie werden als Rückwärtsregelung bezeichnet. In manchen Fällen wendet man auch das Prinzip der Vorwärtsregelung an. Man mißt die störende Einflußgröße bereits am Entstehungsort, vergleicht sie mit einem Sollwert, Bezugswert oder Referenzwert und bildet daraus ein Steuersignal, das in die nachfolgende Stufe eingreift und die Ausgangsgröße konstant hält. Angewendet wird dies z. B. zusätzlich bei stabilisierten Stromversorgungsteilen. Man tastet die Netzspannungsänderungen ab und steuert damit einen im Stromweg liegenden Transistor so, daß die Ausgangsspannung des Netzteiles konstant bleibt. Belastungsschwankungen werden allerdings von einer Vorwärtsregelung nicht ausgeregelt.

Automatische Verstärkungsregelung (AVR)

Bild 9.56 Zweck der AVR

Wie bereits erwähnt, sind die von den einzelnen Stationen empfangenen Hf-Spannungen sehr verschieden groß. Sie ändern sich je nach der Leistung des Senders, nach seiner Entfernung vom Empfänger und durch Vorgänge in der Atmosphäre (Schwund oder Fading, gesprochen Feding). Beim Durchstimmen des Empfängers würde deshalb die Lautstärke sehr schwanken und müßte für jeden Sender stets nachgestellt werden. Deshalb gleicht man diese Unterschiede selbsttätig durch die Schwund- oder die automatische Verstärkungsregelung aus. Trotz schwankender Eingangsspannung ergibt sich hiermit gleichbleibende Ausgangslautstärke. Der Empfänger muß so leistungsfähig sein, daß schwache Sender bereits genügend laut wiedergegeben werden. Für höhere Eingangsspannungen wird dann die Verstärkung herabgeregelt.

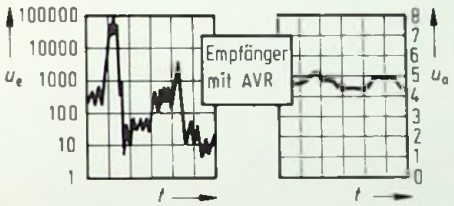


Bild 9.56 Ausgleich von Eingangsspannungsschwankungen durch die automatische Verstärkungsregelung

Bild 9.57 AVR beim AM-Empfang

Zur automatischen Verstärkungsregelung wird eine von der Größe der Hf-Eingangsspannung abhängige Regelspannung benötigt. Man gewinnt sie durch Gleichrichten der Zf-Spannung am Ausgang des Zf-Verstärkers. Meist benutzt man dazu den ohnehin vorhandenen AM-Demodulator, vgl. 1.05. Mit der dort gewonnenen, der Eingangsspannung proportionalen und eventuell verstärkten Regelspannung wird dann die Verstärkung des Zf-Teiles der Mischstufe oder des Hf-Eingangsteiles so nachgeregelt, daß die Spannung am Ausgang des Zf-Verstärkers konstant ist. Eine kleine von der Eingangsspannung abhängige Restabweichung bleibt bei dieser Art der Regelung bestehen, denn sonst käme überhaupt keine Regelspannung zustande.

Die Regelspannungsleitung erhält durch RC-Glieder Tiefpaßeigenschaften, damit nur langsame Spannungsänderungen am Ausgang die Regelung in Gang setzen, nicht aber die normalen Lautstärke- oder Dynamikunterschiede von Sprach- und Musikdarbietungen.

In einfacheren Empfängern regelt man nur den Verstärkungsgrad einer Zf-Stufe oder des Zf-

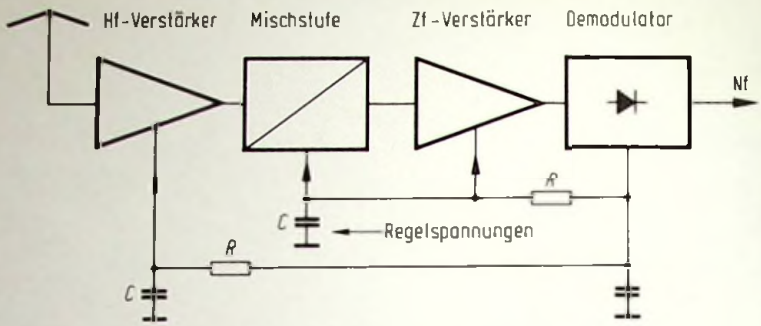


Bild 9.57 Automatische Verstärkungsregelung bei einem AM-Empfänger

Verstärkers. Für die Spannungsverstärkung einer Stufe gilt:

$V = \frac{\beta \cdot R_L}{r_1}$	beim bipolaren Transistor	(Bild 6.12)
$V = g_m \cdot R_L$	bei Feldeffekttransistoren	(Bild 8.11)
$V = S \cdot R_a$	bei Röhren	(Bild 7.19)

Meistens beeinflußt man durch die Regelspannung die Vierpolwerte β, g_m oder S des aktiven Elementes. Man verschiebt dazu den Arbeitspunkt in Gebiete mit geringerer Steilheit, also geringerer Verstärkung. Außerdem gibt es Schaltungen, in denen zusätzlich der Arbeitswiderstand R_L oder ein anderer Resonanzwiderstand verringert wird, um die Verstärkung herabzusetzen. Dazu wird ein elektronischer Dämpfungswiderstand parallel zum Kreis angeordnet. Er verringert die Kreisgüte und den Resonanzwiderstand. Andererseits wird dadurch die Bandbreite vergrößert (vgl. Bild 4.14). Dies ist willkommen, um starke Sender breitbandiger und damit klangtreuer zu empfangen. Auch wirken sich dann Abstimmungsgenauigkeiten weniger störend aus.

Beim FM-Empfang, also im UKW-Bereich, hält man die Zf-Spannung nicht durch Regelung, sondern durch eine Begrenzerschaltung konstant.

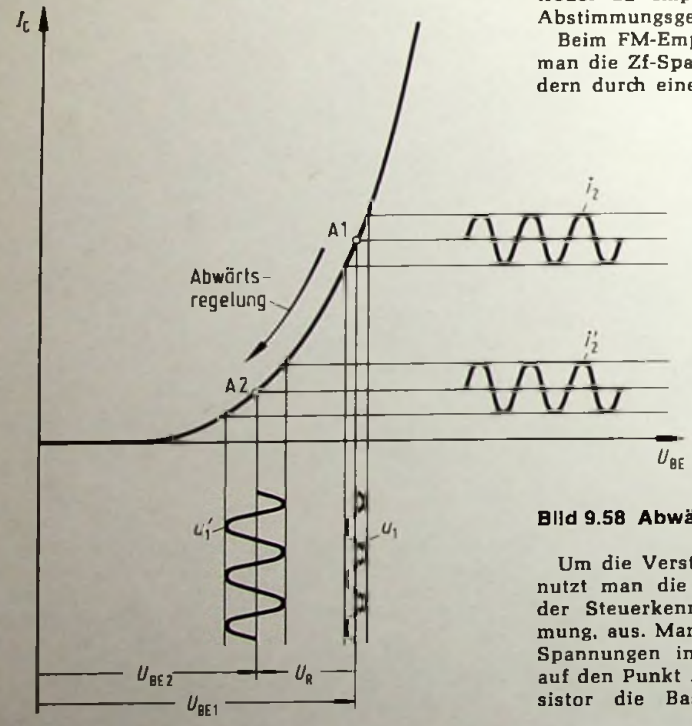


Bild 9.58 Prinzip der Abwärtsregelung; für große Eingangsspannungen wird der Arbeitspunkt in den unteren flachen Kennlinienteil geschoben

Bild 9.58 Abwärtsregelung

Um die Verstärkung einer Stufe zu verändern, nutzt man die unterschiedlichen Steilheitswerte der Steuerkennlinie, also die Kennlinienkrümmung, aus. Man legt den Arbeitspunkt für kleine Spannungen in den steilen Teil der Kennlinie auf den Punkt A 1. Hierzu erteilt man dem Transistor die Basisgleichspannung U_{BE1}. Kleine

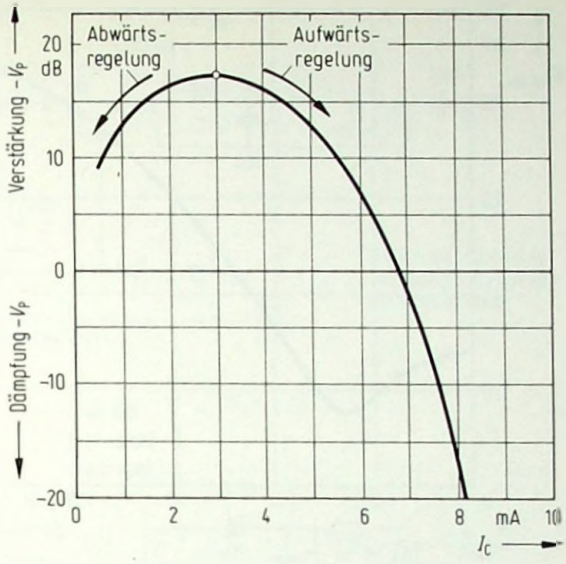


Bild 9.59 Verstärkungsänderung eines Transistors bei verschiedenen Kollektorströmen

Signalspannungen u_1 bewirken dann den Ausgangsstrom i_2.

Für größere Eingangssignale steuert man durch die Regelspannung U_R den Arbeitspunkt auf der Kennlinie abwärts zum Punkt A 2 mit seiner geringeren Kennliniensteilheit. Infolgedessen ergibt die bedeutend größere Signalspannung u_1' einen Ausgangsstrom i_2', der etwa so groß ist wie vorher i_2. Damit ist auch die Ausgangsspannung in beiden Fällen gleich.

Die Sache hat nur einen kleinen Schönheitsfehler: Große Signalspannungen werden im stark gekrümmten Teil der Kennlinie verarbeitet, dies ergibt einen höheren Klirrfaktor bzw. Intermodulationsfaktor. Zur Zeit der Röhrentechnik baute man deshalb spezielle *Regelröhren* mit einer sehr lang und flach auslaufenden Steuerkennlinie. Sie ließen sich auch mit großen Signalspannungen verzerrungsfrei aussteuern. Allerdings benötigte man hohe Regelspannungen, um die lange Kennlinie ausnutzen zu können.

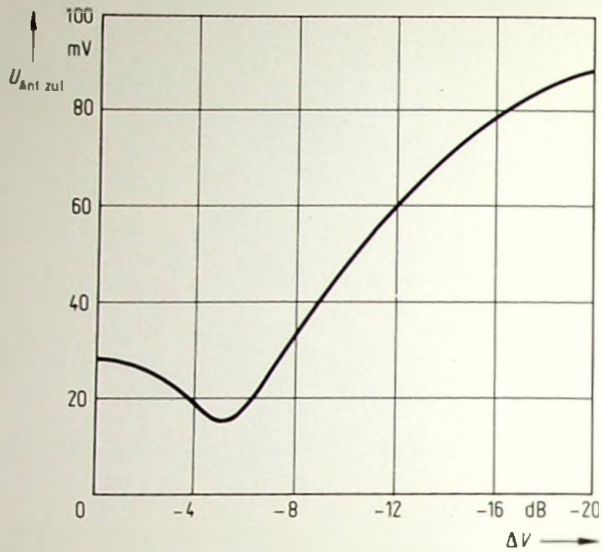
Bei der Abwärtsregelung wird also die Verstärkung herabgesetzt, indem man den Kollektorstrom I_C bzw. den Anodenstrom I_a *verringert*.

Bild 9.59 und 9.60 Aufwärtsregelung

Bei einem zweiten Verfahren, der Aufwärtsregelung, *erhöht* man den Kollektorstrom, um die Verstärkung der Stufe herabzusetzen. Dieser scheinbare Widerspruch läßt sich am besten an Hand von Bild 6.06 erklären. Dort steigt die Stromverstärkung β eines Transistors bis zum Kollektorstrom $I_C = 6$ mA stetig an. Dies ist das Gebiet, in dem man bei Abwärtsregelung arbeitet. Setzt man hier den Kollektorstrom herab, dann sinkt auch der Stromverstärkungsfaktor β und somit die Stufenverstärkung.

Bei der Aufwärtsregelung arbeitet man jedoch auf dem Kurventeil rechts vom Maximum der β-Kurve, dort wo also bei größer werdendem Kollektorstrom der Faktor β und somit die Verstärkung geringer werden. Man hat spezielle Regeltransistoren entwickelt, bei denen dieser Abfall sehr ausgeprägt ist, z. B. AF 109 R. In Bild 9.59 ist eine solche Kurve, und zwar nicht für die Stromverstärkung β, sondern für die Leistungsverstärkung V_P dargestellt. Unterstützt wird dieser Effekt, wenn man beim Aufwärtsregeln gleichzeitig die Spannung zwischen Kollektor und Emitter verringert. Dazu dient ein Emitterwiderstand mit großem Widerstandswert. Bei ansteigendem Kollektorstrom erhöht sich die Teilspannung an diesem Widerstand, und entsprechend verringert sich die Spannung zwischen Emitter und Kollektor.

Kleine Spannung bei hohem Strom bedeutet aber auch einen niedrigen Ausgangswiderstand r_2 des Transistors. Dieser stark verringerte Ausgangswiderstand bedämpft den angeschlossenen Schwingkreis und setzt die Verstärkung noch weiter herab, weil damit der Wert R_L kleiner wird. Man erzielt Verstärkungsänderungen von insgesamt -40 dB. Diese Aufwärtsregelung hat zudem den Vorteil, daß sich bei größeren Kollektorströmen, also im herabgeregelten Zustand, der Aussteuerbereich vergrößert, weil man nicht in die Kennlinienkrümmung hineinkommt wie in Bild 9.58, sondern in den geradlinigen Teil, der



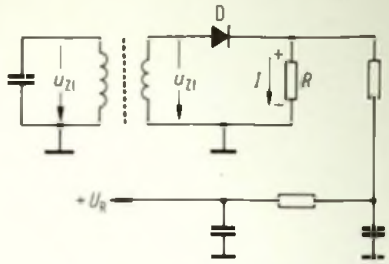


Bild 9.61 Gewinnen einer Regelgleichspannung an der AM-Demodulatordiode

Links: Bild 9.60 Zulässige Antennenspannungen bei einem Transistor AF 139 in Aufwärtsregelung

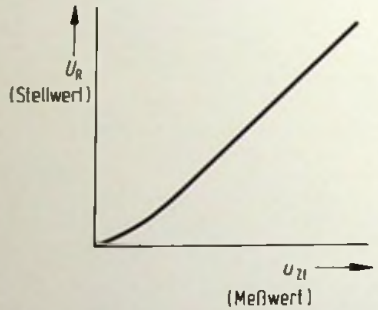


Bild 9.62 Abhängigkeit der Regelspannung von der Zf-Spannung

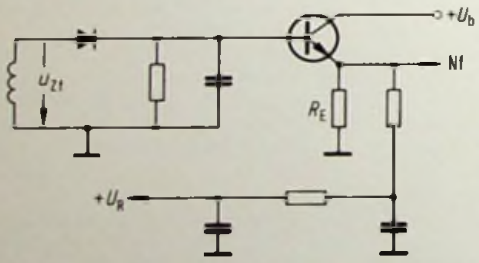


Bild 9.63 Emitterfolger zum Verstärken der Regelleistung

weniger verzerrt. Bild 9.60 zeigt dies für eine geregelte Hf-Verstärkerstufe mit dem Transistor AF 139. Darin ist die Verstärkungsänderung Δ V waagerecht aufgetragen. — 16 dB bedeutet, daß in diesem Punkt die Verstärkung um 16 dB herabgesetzt worden ist. Im Gebiet von 0...— 6 dB, also bei hoher Verstärkung, sind Antennenspannungen um 20 mV zulässig, ohne daß störende Verzerrungen entstehen. Beim Herabregeln der Verstärkung bis zu — 20 dB kann man dagegen dem Eingang Antennenspannungen bis 90 mV zumuten, ohne Kreuzmodulationen oder sonstige Störeffekte befürchten zu müssen.

Bild 9.61 und 9.62 Dioden als Meßwertaufnehmer

Die Diode D richtet die Zf-Spannung u_{Zf} gleich, der Richtstrom durchfließt den Widerstand R. Die daran abfallende Spannung wird gesiebt und dient als Regelgleichspannung U_R. Die Funktion als Meßwertwandler oder Signalumsetzer ergibt sich aus der Diodenkennlinie Bild 9.62. Man fühlt mit der Diode die Höhe der Zf-Spannung ab und gewinnt daraus den Stellwert für die Regelschaltung.

Je nachdem, ob man aufwärts oder abwärts regelt oder ob man npn- oder pnp-Transistoren mit der Regelspannung zu steuern hat, benötigt man positiv oder negativ gerichtete Regelspannungen. Dementsprechend ist die Diode D zu polen. In Bild 9.61 liefert sie die Spannung + U_R.

Bild 9.63 Regelverstärker

Da bipolare Transistoren eine Steuerleistung erfordern, fügt man bei größeren Empfängern

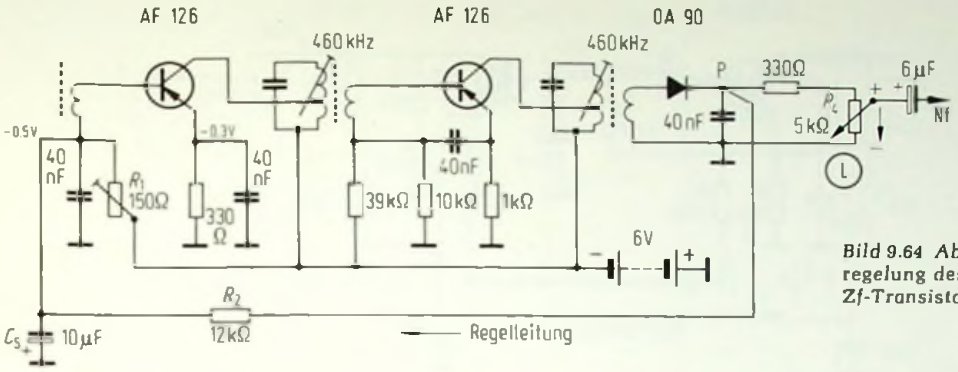


Bild 9.64 Abwärtsregelung des ersten Zf-Transistors

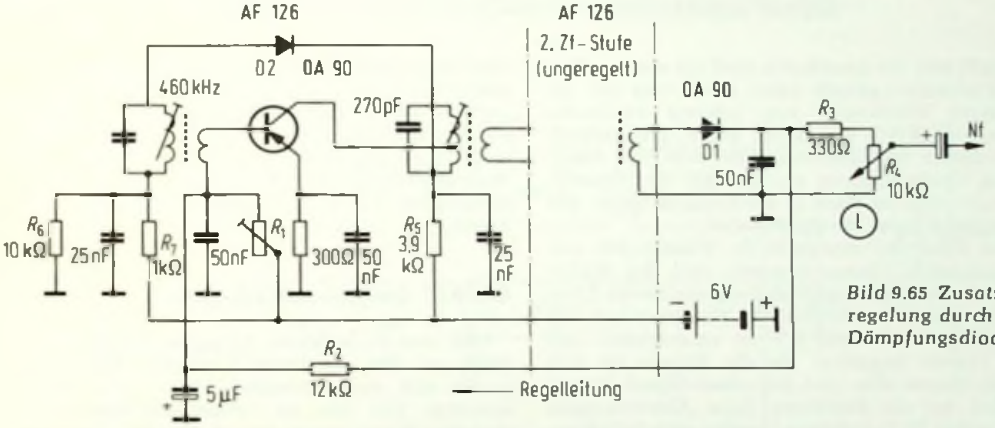


Bild 9.65 Zusatzregelung durch eine Dämpfungsdiode

einen Emitterfolger als Impedanzwandler zwischen Diodenkreis und Regelleitung ein. Infolge seiner niedrigen Ausgangsimpedanz vermag er größere Ströme an die Regelspannungsleitung zu liefern. Dieser Transistor verstärkt gleichzeitig die Leistung der ebenfalls von der Diode kommenden Nf-Signale.

Bild 9.64 Abwärtsregelung einer Zf-Verstärkerstufe

Bei diesem zweistufigen AM-Zf-Verstärker wird der erste Transistor abwärts geregelt. Er ist vom pnp-Typ, und seine Basis hat im Ruhezustand eine Vorspannung von $-0{,}5$ V gegenüber der Bezugsleitung und damit von $0{,}5 - 0{,}3 = 0{,}2 = 200$ mV zwischen Emitter und Basis. Dieser Arbeitspunkt wird mit dem Trimmwiderstand R 1 eingestellt. Die Zf-Gleichrichterdiode ist so gepolt, daß beim Empfang eines Senders der Punkt P positiv gegen die Bezugsleitung wird. Dadurch wird auch über den Widerstand R 2 das Basispotential weniger negativ, nähert sich dem Emitterpotential, Emitter- und Kollektorstrom sinken, die Verstärkung geht zurück.

Einen gewissen Einfluß bei einem geregelten Transistor hat die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität zwischen Basis und Emitter. Beim Regeln ändert sich ihr Kapazitätswert und verstimmt dadurch die Kreise. Ein Transistorempfänger muß daher bei kleinster Eingangsspannung abgeglichen werden, um beste Empfindlichkeit zu erzielen. Bei größeren Eingangsspannungen wirken sich die dann infolge des Herabregelns auftretenden Verstimmungen weniger schädlich aus.

Bild 9.65 Transistor-Zf-Stufe mit Zusatzregelung

Bei abnehmendem Kollektorstrom, also bei Abwärtsregelung, verringern sich die Ein- und Ausgangskapazitäten des Transistors, und die inneren Widerstände werden größer. Dadurch werden die anliegenden Zf-Kreise weniger ge-

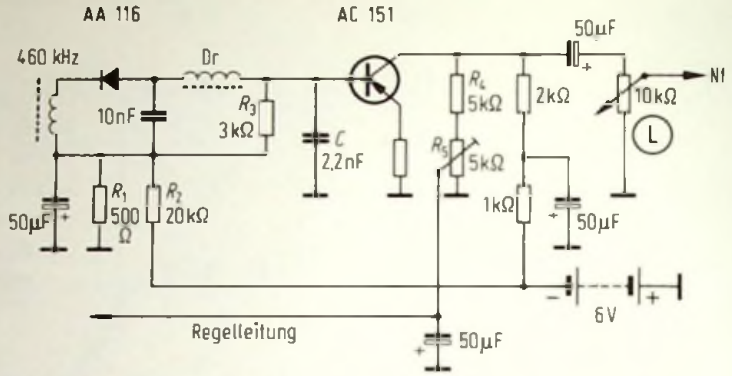


Bild 9.66 Regelspannungsverstärkung im ersten Nf-Transistor

dämpft, und die Bandbreite wird bei starken Sendern schmaler, gerade dann, wenn man sich zur besseren Wiedergabe eine größere Bandbreite erlauben könnte und keine große Trennschärfe erforderlich ist. Deshalb wendet man eine dämpfende Zusatzregelung an. Sie läßt die Verstimmungen nicht so stark in Erscheinung treten und vergrößert sogar die Bandbreite.

Die Schaltung entspricht im Prinzip der vorhergehenden. Hinzugekommen sind der Widerstand R 5 in der Kollektorleitung des ersten Transistors und die Diode D 2. Sie ist durch die Widerstände R 6 und R 7 so vorgespannt, daß ihre Anode negativer als die Katode ist. Die Diode sperrt also und hat ohne Signal keinen Einfluß auf die Schaltung. Beim Abwärtsregeln des ersten Zf-Transistors werden sein Kollektorstrom und damit der Spannungsabfall am Widerstand R 5 kleiner. Das Katodenpotential der Diode D 2 wird somit stärker negativ, die Diode wird leitend, sie stellt einen Widerstand dar, der den ersten Kreis bedämpft. Damit wird die Zf-Spannung herabgesetzt und die Bandbreite vergrößert. Infolge der größeren Bandbreite stört dann auch der verstimmende Einfluß der Sperrschichtkapazität weniger.

Bild 9.66 Regelspannungsverstärker

Der erste Transistor des auf die Diode folgenden Nf-Verstärkers ist über eine Drossel direkt an den Diodenkreis angekoppelt. Die Drossel und der Kondensator C dienen als Tiefpaß, um Zf-Reste vom Nf-Transistor fernzuhalten. Steigt die von der Diode gelieferte Richtspannung, dann steigt auch der Kollektorstrom des Nf-Transistors. Damit sinkt die Spannung am Kollektor selbst und an den Widerständen R 4 und R 5. Ein Teil dieser nunmehr weniger negativen Spannung wird als Regelspannung am Trimmwiderstand R 5 abgegriffen und den geregelten Transistoren zugeführt, das bedeutet Aufwärtsregelung. Infolge der Gleichstromverstärkung werden Regelleistung und Wirkungsgrad der Regelung verbessert. Die Widerstände R 1 und R 2 dienen als Basisspannungsteiler, R 3 ist der Dioden-Belastungswiderstand.

Bild 9.67 Schwellenwert-Regelung

Läßt man die erzeugte Regelspannung in voller Höhe auf den geregelten Transistor wirken, so regeln sich auch schwache Sender noch weiter herunter. Um dies zu verhindern, unterdrückt man Regelspannungen unterhalb eines bestimmten Schwellenwertes. Die Regelung spricht also erst an, wenn eine gewisse Mindestspannung am Eingang des Empfängers vorhanden ist. Dazu dient hier die Diode in der Regelleitung. Die Basisspannung A des geregelten Transistors wird mit dem Spannungsteiler R 1/R 2 so eingestellt, daß sie bei kleinen Signalspannungen weniger negativ ist als die Regelspannung am Punkt B. Die Diode ist dann in Sperrichtung vorgespannt, und es gelangt keine Regelspannung zum Transistor. Erst wenn Eingangs- und damit Regelspannung so groß werden, daß die Diodenanode positiv gegenüber der Katode wird, dann schaltet die Diode durch, und die Regelung setzt ein. Gleichzeitig tritt ein ähnlicher Effekt auf wie in Bild 9.65. Sobald die Diode Strom führt, wird der Basiskreis zusätzlich belastet. Seine Resonanzkurve wird flacher und die Bandbreite größer.

Bild 9.68 Stromverteilungsregelung

In dieser Schaltung werden zwei symmetrisch angeordnete Transistoren mit einem gemeinsamen

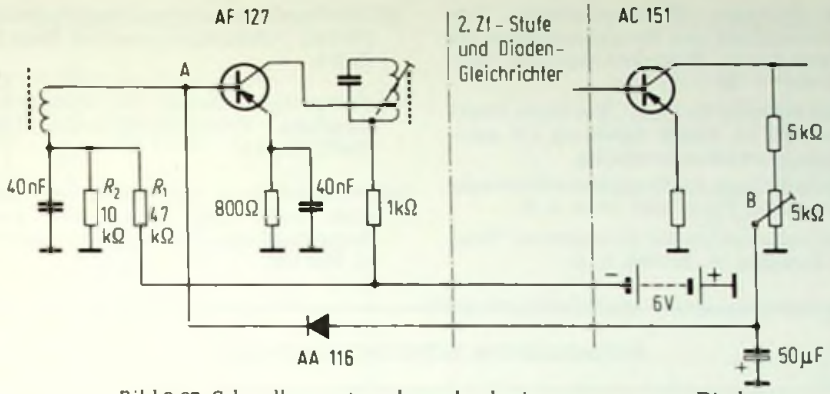


Bild 9.67 Schwellenwertregelung durch eine vorgespannte Diode

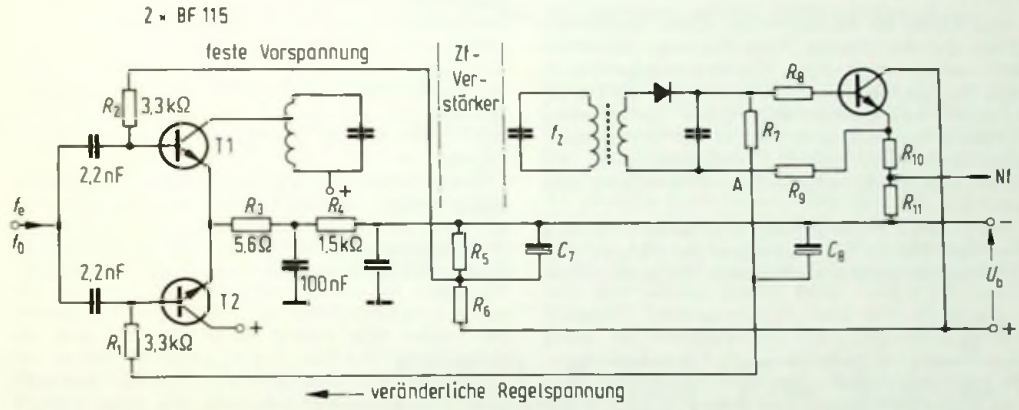


Bild 9.68 Stromverteilungsregelung

großen Emitterwiderstand betrieben, um die Summe der Kollektorströme konstant zu halten. Für die Signalspannung liegen die Eingänge parallel. Für den Regeleffekt arbeitet die Stufe als Differenzverstärker. Die Basisgleichspannung des oberen Transistors wird mit Hilfe des Spannungsteilers R_5/R_6 von der Betriebsspannung her fest eingestellt. Die Basis des unteren Transistors erhält die Regelspannung. Dieser Transistor wird aufwärtsgeregelt. Sein Kollektorgleichstrom steigt also bei höherer Regelspannung. Um diesen Stromwert verringert sich der Kollektorgleichstrom des oberen Transistors, weil die hochohmigen Emitterwiderstände R_3 und R_4 ähnlich wie der gemeinsame Emitterwiderstand R_{EE} in der Schaltung Bild 8.51 wirken. Da der Kollektorgleichstrom des oberen Transistors herabgeregelt wird, sinkt dessen Verstärkung und somit die Verstärkung des nur an diesen Transistor, also unsymmetrisch angekoppelten Zf-Teiles.

Weitere regelbare Verstärkerstufen mit zwei symmetrisch angeordneten Transistoren wurden bereits in den Bildern 8.53 sowie 8.57 und 8.58 besprochen. Die Anordnung nach Bild 8.58 wird hauptsächlich in integrierten Schaltungen angewendet.

Literatur

[1] *Freimuth*: Gegenkopplungs-Fet regelt AM-Vorstufe. Radio-Mentor-Electronic 1969, H. 5, S. 267.

[2] *Gelder* und *Hirschmann*: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Band 3, S. 283, Aufwärtsgeregelter AM-ZF-Verstärker.

[3] *Hargasser* und Meer: Hochfrequenztransistoren mit Regeleigenschaften – Stromaufwärtsregelung. Siemens-Bauteile-Informationen 1966, H. 5, S. 136.

[4] *Heydel*: Probleme der automatischen Verstärkungsregelung von Fernsehkanalsignalen mit Transistoren. Elektronik-Anzeiger 1970, H. 3, S. 47.

[5] Blaupunkt „Derby de Luxe". Der blaue Punkt 1967, H. 8, S. 13, Bild 3, Schaltung der automatischen Verstärkungsregelung.

[6] Die Mischschaltung mit Stromübernahmeregelung. Der blaue Punkt 1967, H. 8, S. 9.

[7] Verstärkungsregelung bei Transistoren. Telefunken-Sprecher, H. 31/1965, S. 6.

[8] AM-Empfänger mit nur zwei Transistoren im Hf-Teil. Telefunken-Laborbuch Band 3 (1966), S. 273.

[9] Transistor-Mischstufe für Stromverteilungs-Regelung. Telefunken-Laborbuch Band 4 (1967), S. 214.

[10] Musterschaltung einer geregelten AM-Mischstufe nach dem Prinzip der geregelten Gegenkopplung. Valvo-Schaltungssammlung, 13. Mai 1969.

Automatische Scharfabstimmung

Bild 9.71 Funktionsprinzip

Für Laien ist es schwierig, einen Empfänger genau auf die richtige Trägerfrequenz abzustimmen, selbst wenn eine Abstimmanzeigevorrichtung vorhanden ist. Auch kann die Oszillatorfrequenz des Gerätes sich durch irgendwelche Einflüsse im Laufe der Zeit etwas verschieben. Dies ergibt eine andere Zwischenfrequenz, die Abstimmung läuft weg, und die Wiedergabe wird verzerrt.

Bei Geräten mit selbsttätiger Scharfabstimmung wird deshalb der Oszillatorkreis bei kleinen Frequenzabweichungen automatisch um geringe Beträge nachgeregelt, bis er wieder auf der genauen Sollfrequenz steht. Die Fehlabstimmung der Vorkreise wird im allgemeinen nicht korrigiert. Dies würde einen höheren Aufwand erfordern, außerdem haben sie keinen so großen Einfluß auf die Wiedergabegüte, es sei denn, daß ein frequenzbenachbarter Sender stärker durchschlägt, wenn der Vorkreis auf dessen Frequenz zu liegen kommt.

Grundprinzip der automatischen Scharfabstimmung oder automatischen Frequenzregelung (AFR)[1]: Bei falscher Oszillatorabstimmung ist die Zwischenfrequenz zu groß oder zu klein. Mit einem FM-Demodulator kann man eine Gleichspannung erzeugen, die bei Verstimmung in einer Richtung ein positives und in der anderen Richtung ein negatives Vorzeichen hat. Mit dieser *Nachregelspannung* wird ein Nachstimmorgan betätigt, das den Oszillator im richtigen Sinn auf die Sollfrequenz zieht. Über den Zwischenfrequenzverstärker hinweg ergibt sich damit der geschlossene Regelkreis.

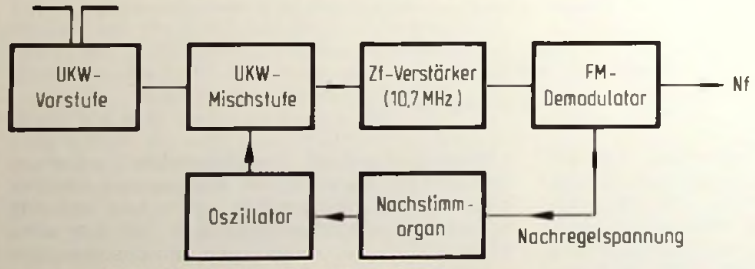


Bild 9.71 Prinzip der automatischen Scharfabstimmung

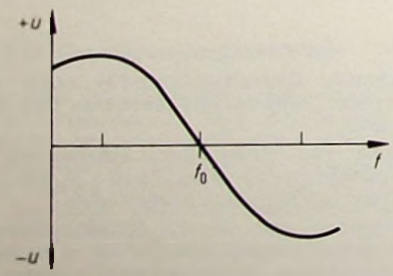


Bild 9.72 Verlauf der Nachstimmung

1 Im Englischen:
Automatic Frequency Control = AFC oder
Automatic Tuning Control = ATC oder
Electronic Tuning Control = ETC

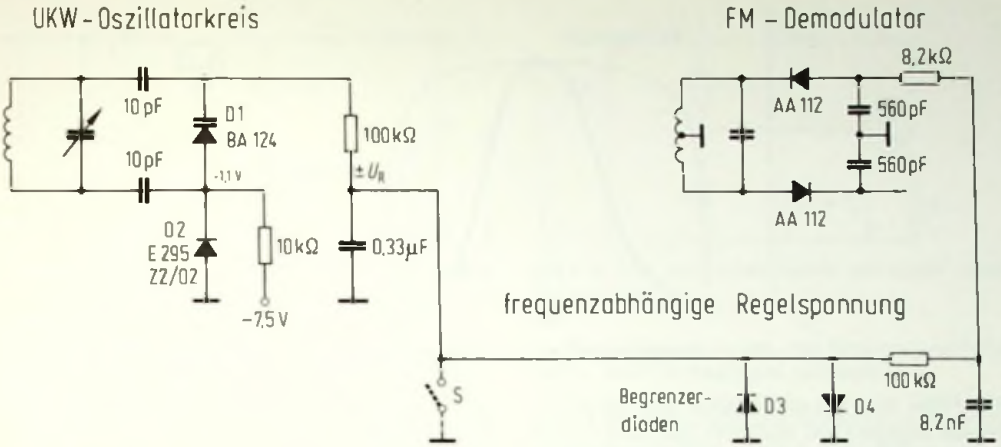


Bild 9.73 Automatische Scharfabstimmung vom Ratiodetektor auf den UKW-Oszillatorkreis

Bild 9.72 Verlauf der Nachregelspannung

Die für den UKW-Empfang üblichen FM-Demodulatoren liefern neben der gewünschten Nf-Spannung beim Durchstimmen noch zusätzlich den in der Kurve dargestellten Gleichspannungsverlauf. Bei genauer Abstimmung, also bei der Frequenz f_0 ist die Spannung Null. Sie steigt beim Verstimmen in einer Richtung zu positiven, in der anderen zu negativen Werten. In einem gewissen Abstand von der Mittenfrequenz flacht sie sich dann ab. Diese Kurve geht zurück auf die in den Bildern 4.17, 4.19 und 4.46 behandelten Phasengänge von Schwingkreisen. Der FM-Demodulator setzt die Phasenwinkel gewissermaßen in proportionale Spannungswerte um.

Bild 9.73 Nachstimmschaltung

Die frequenzabhängige Regelspannung steuert eine Kapazitätsdiode D 1, deren Kapazitätswert von der angelegten Sperrspannung abhängt (vgl. Bild 5.07). Diese Diode liegt über zwei Kondensatoren von je 10 pF parallel zum UKW-Oszillatorkreis. Die Diode ist über einen Spannungsteiler, bestehend aus einem 10-kΩ-Widerstand und der Diode D 2, von der Betriebsspannung her im Sperrbereich mit $-1{,}1$ V vorgespannt. D 2 dient als Stabilisationsdiode nach Bild 5.19. Sie hält den Arbeitspunkt bzw. die Grundkapazität der Nachstimmdiode D 1 konstant, und die Abstimmung kann sich durch Betriebsspannungsänderungen nicht verschieben.

Weicht nun z. B. die Zwischenfrequenz des Empfängers zu höheren Werten hin ab, dann wird eine negative Nachregelspannung $-U_R$ erzeugt (vgl. Bild 9.72) und gelangt an die Katode der Kapazitätsdiode. Die Sperrspannung wird geringer, die Kapazität der Diode nimmt zu, und die Oszillatorfrequenz wird niedriger, bis sich wieder die richtige Abstimmung einstellt. Die Schaltung *hält* einen eingestellten starken Sender in einem Bereich von ± 250 kHz fest (Haltebereich). Sie *fängt* ihn, wenn man sich von einer anderen Station her nähert. Damit Fang- und Haltebereich konstant bleiben, liegen von der Regelleitung gegen die Bezugsleitung die gegensinnig geschalteten Dioden D 3 und D 4. Sie begrenzen die vom Demodulator kommende Regelspannung auf etwa ± 0,6 V, so daß die Kapazitätsdiode C 1 mit Spannungen von $-1{,}1 \pm 0{,}6$ V, d. h. von $-0{,}5$ V bis $-1{,}7$ V gesteuert wird. Die dabei auftretenden Kapazitätsänderungen betragen nur wenige Pikofarad. Sie werden durch die beiden in Reihe liegenden 10-pF-Kondensatoren nochmals in ihrer Auswirkung auf die Abstimmung des Oszillatorkreises herabgesetzt.

Bild 9.74 Wirkung der automatischen Scharfabstimmung

Der Haltebereich einer Scharfstimmautomatik muß größer gemacht werden als der Frequenzhub von ± 75 kHz des frequenzmodulierten Senders, denn sonst würde sie wenig nützen. Das bringt jedoch mitunter den Nachteil, daß eine frequenzmäßig dicht neben dem eingefangenen Sender liegende Station nicht mehr abgestimmt werden kann. Die Abstimmautomatik rastet stets auf den Sender mit der größeren Feldstärke ein. Derartige Unstimmigkeiten ergaben sich beispiels-

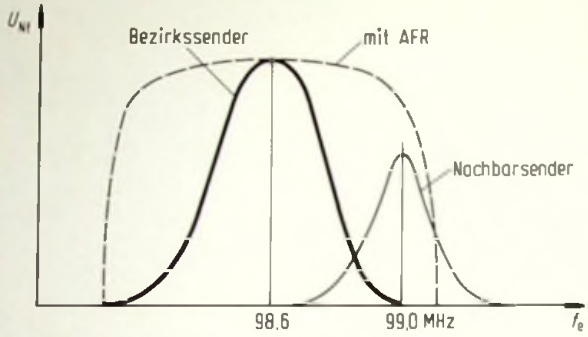


Bild 9.74 Einfluß des Fangbereiches

weise 1971 bei Inbetriebnahme des UKW-Programms Bayern 3 auf 98,6 MHz. Die Hörer konnten das Programm von Österreich 3 auf 99,0 MHz nicht mehr empfangen.

In solchen Fällen ist es günstig, die AFR abschalten zu können, um exakt auf den gewünschten Sender abzustimmen. Diese Möglichkeit ist im vorigen Bild 9.73 durch den Schalter S angedeutet. Wird er geschlossen, dann liegt die Nachstimmdiode fest an – 1,1 V, und die Stationseinstellung folgt genau der Bewegung des Abstimmknopfes. Diese Abschaltmöglichkeit der AFR ist auch bei Stationstasten zweckmäßig, um sie erstmals präzis auf den gewünschten Sender abzustimmen. Ist am Gerät ein solcher Schalter, meist mit AFR oder AFC bezeichnet, vorhanden, dann sollte der Fachhändler oder Servicetechniker den Benutzer des Gerätes gut über die Bedeutung und Handhabung unterrichten.

Literatur

[1] *Friedrich*: UKW-Empfangsteil des Grundig-Cassetten-Tonband-Radios C 201-FM. Grundig Technische Mitteilungen 1968, H. 4, S. 465.

[2] —: Electronic tuning control — eine exakte UKW-Scharfabstimmung. Funk-Technik 1967, H. 4, S. 110. (Nach Blaupunkt-Unterlagen.)

Stabilisierte Stromversorgungen

Bild 9.81 Prinzip der Serienstabilisierung

Wie das Beispiel Bild 9.73 zeigt, benötigt man in Empfängern mit automatischer Scharfabstimmung und auch in den später zu besprechenden Empfängern mit Diodenabstimmung sehr konstante Versorgungsspannungen, denn Spannungsschwankungen würden die Abstimmung beeinflussen. Stabilisierte Spannungen sind auch für batteriebetriebene Empfänger und Autosuper zweckmäßig, um die großen Spannungsunterschiede zwischen frischen und entladenen Batterien auszugleichen.

Das Prinzip dieser stabilisierten Stromversorgungsgeräte geht fast stets auf einen Regelkreis mit Sollwertgeber zurück (vgl. Bild 9.54). Als

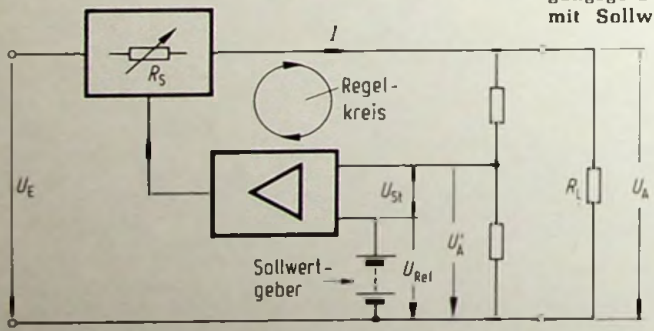


Bild 9.81 Regelkreis zur Gleichspannungsstabilisierung in Netzgeräten

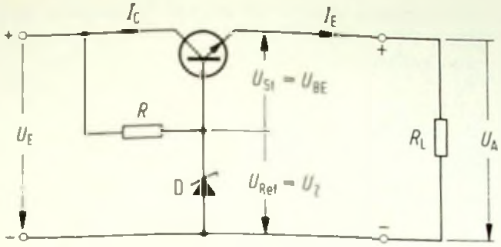


Bild 9.82 Transistorstrecke als Serienstabilisator

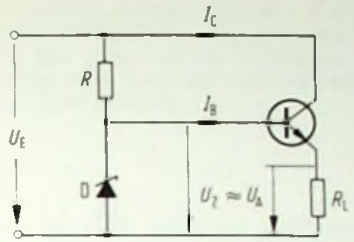


Bild 9.83 Der Serienstabilisator entspricht einem Emitterfolger

Sollwert dient eine konstante Bezugs- oder Referenzspannung U_{Ref}. Sie wird mit der Ausgangsspannung U_A oder einer davon abgegriffenen Teilspannung U'_A verglichen. Aus der Differenz bildet man eine Stellspannung U_{St}. Sie steuert, eventuell über einen Regelverstärker, einen Serienwiderstand R_S in der Stromzuführung zum Verbraucher R_L in der Weise nach, daß der Widerstandswert größer wird, wenn die Ausgangsspannung U_A aus irgendeinem Grunde ansteigen will. Infolgedessen nimmt der nun größere Serienwiderstand den Spannungsüberschuß auf, und die Nutzspannung bleibt stabil. Die Speise- oder Eingangsspannung U_E muß also größer sein als die gewünschte Nutzspannung, damit ein Spannungsüberschuß für den Serienwiderstand R_S zur Verfügung steht.

Bild 9.82 Transistor als Serienstabilisator

Zum Stabilisieren wird ein Transistor als elektronisch steuerbarer Serienwiderstand verwendet. Als Bezugs- oder Referenzspannung U_{Ref} dient die Konstantspannung U_Z einer Z-Diode. Sie bildet mit dem an der Eingangsspannung U_E liegenden Vorwiderstand R eine Stabilisierschaltung nach dem Prinzip von Bild 5.21. Diese konstante Bezugsspannung ist im Basiskreis des Transistors vorzeichenmäßig der Ausgangsspannung U_A entgegengeschaltet. Die Spannungsdifferenz ergibt die Steuerspannung U_{St} des Transistors, d. h. die Basis-Emitterspannung U_{BE}.

$$U_A = U_Z - U_{BE} \qquad U_{BE} = U_Z - U_A$$

Die Ausgangsspannung ist um den Wert U_{BE} kleiner als die Spannung U_Z der Diodenstrecke. Steigt die Ausgangsspannung, dann wird die Spannung U_{BE} an der Emitter-Basisdiode kleiner. Der Basisstrom sinkt und damit auch der Emitterstrom, d. h. der Spannungsabfall $U_A = I_E \cdot R_L$. Die Ausgangsspannung wird herabgeregelt, der Spannungsanstieg verringert sich. Ein besonderer Regelverstärker ist hierbei nicht erforderlich, die Steuerspannung wirkt unmittelbar auf die Basis des Serientransistors ein. Die Schaltung ist lediglich an zwei Bedingungen geknüpft:

1. Die Ausgangsspannung ist stets etwas kleiner als die Nennspannung der Z-Diode, man muß also eine passende Z-Diode verwenden.

2. Der von der Schaltung aufgenommene Strom I_C folgt stets der Gleichung

$$I_C = B \cdot I_B \quad \text{(vgl. Bild 6.05)}$$

Benötigt man hohe Nutzströme, dann muß man eine Z-Diode verwenden, die einen entsprechend hohen Basisstrom ermöglicht, also einen Typ mit größerer zulässiger Verlustleistung.

Bild 9.83 Der einfache Serienstabilisator ist ein Emitterfolger

Zeichnet man Bild 9.82 ein wenig um wie hier in Bild 9.83, dann erkennt man einen guten alten Bekannten, die Kollektorschaltung bzw. den Emitterfolger. Er wurde in Bild 8.06 bereits als steuerbarer Widerstand behandelt. Der Emitterfolger ergibt nach Bild 9.40 und 9.41 zwei wirksame Stabilisierungsfaktoren:

1. Er arbeitet mit 100 % Stromgegenkopplung, widersetzt sich also von Grund auf jeder Stromänderung, d. h. die Spannung am Lastwiderstand will konstant bleiben.

2. Beim Emitterfolger ist die Spannungsverstärkung nur etwas kleiner als 1, daher ist auch die Ausgangsspannung stets um den gleichen Faktor geringer als die Steuerspannung U_Z an der Basis des Transistors. Nehmen wir an, es sei

$$U_A = 0{,}95\, U_Z$$

Da aber diese Spannung durch die Z-Diode konstant gehalten wird, ist damit gleichzeitig die Ausgangsspannung U_A an die Nennspannung der Z-Diode angebunden und somit konstant, gleichgültig ob die Eingangsspannung schwankt oder ob man die Belastung ändert.

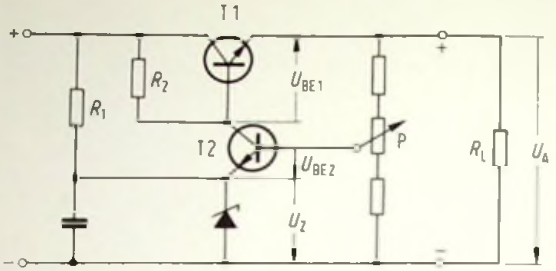


Bild 9.84 Spannungskonstanthalter mit einstellbarer Ausgangsspannung

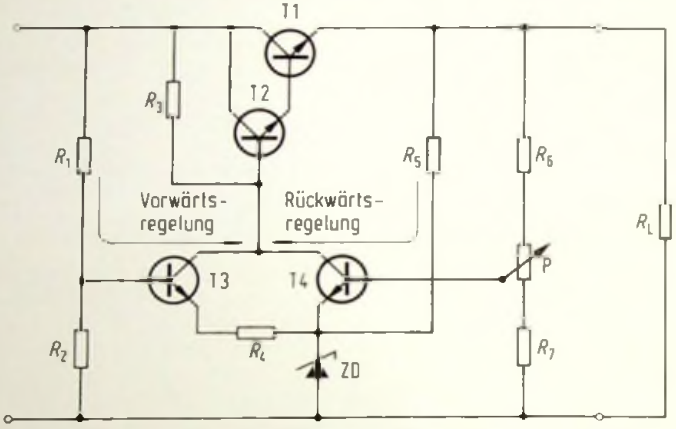


Bild 9.85 Spannungskonstanthalter mit Vorwärts- und Rückwärtsregelung

Beides zusammen ergibt eine günstige Kombination, denn damit werden Speisespannungs- und Belastungsschwankungen ausgeglichen.

Da Stabilisierungsschaltungen dieser Art auch kurzzeitige Änderungen der Ausgangsspannung ausregeln, so glätten sie auch überlagerte Brummspannungen. Bei Verwendung von stabilisierten Stromversorgungsstufen können daher Siebmittel hinter einem Netzgleichrichter sparsamer bemessen werden.

Bild 9.84 Serienstabilisierung mit Regelverstärker und einstellbarer Ausgangsspannung

Um höhere Ausgangsspannungen zu stabilisieren und mit kleineren Steuerströmen zu arbeiten als in der einfachen Schaltung Bild 9.82, fügt man eine Regelverstärkerstufe mit dem Transistor T 2 ein. Steigt aus irgendeinem Grund die Ausgangsspannung U_a an, dann wächst auch die Spannung am Potentiometerabgriff und damit die Steuerspannung $U_{BE\,2}$ des Transistors 2. Seine Basis wird positiver, sein durch den Widerstand R_2 fließender Kollektorstrom und damit die Spannung an R_2 werden größer. Dadurch wird die Spannung $U_{BE\,1}$ an der Basis des Serientransistors T 1 in negativer Richtung gesteuert. Infolgedessen verringert sich sein Kollektorstrom, der Serienwiderstand von T 1 wird größer, so daß die angestiegene Spannung U_A wieder herabgeregelt wird.

Die Zenerdiode liefert in dieser Schaltung die Referenzspannung U_Z für den Transistor 2. Infolge seiner Verstärkerwirkung kann jetzt die Ausgangsspannung U_A größer als U_Z sein, und man kann diese höhere Spannung genauso gut stabilisieren. Durch Verstellen des Abgriffes am Potentiometer P läßt sich ferner die Ausgangsspannung auf gewünschte Werte einstellen.

Bild 9.85 Doppelt geregelte Stromversorgung

Die Transistoren T 1 und T 2 arbeiten als Darlington-Stufe, um die Regelfreiheit zu erhöhen. Die Basis von T 2 wird über einen Differenzverstärker gesteuert. Dem Transistor T 3 dieser Stufe wird ein Teil der Ausgangsspannung zugeführt und mit der Spannung der Z-Diode verglichen wie in den vorhergehenden Schaltungen. Die Speisespannung für die Z-Diode wird über

den Widerstand R_5 von der bereits stabilisierten Ausgangsspannung bezogen. Über R_6, P, T 4 und T 2 ergibt sich also die übliche Rückführung oder Rückwärtsregelung.

Zusätzlich wird jedoch über den Transistor T 3 eine Teilspannung am Eingang des Gerätes abgegriffen. Sie wirkt in Vorwärtsregelung auf die Automatik ein. Auf diese Weise kann man sehr große Schwankungen der Eingangsspannung bereits wirksam herabsetzen.

Infolge der Verstärkerwirkung der Gesamtanordnung kann hier eine Z-Diode mit kleiner Nennspannung und geringem Querstrom verwendet werden, um die Referenzspannung zu erzeugen.

Integrierte Schaltungen als Spannungsregler

Die Regelsysteme Bild 9.84 und 9.85 lassen sich gut als integrierte Schaltungen in einem Siliziumplättchen unterbringen. Man führt lediglich die Anschlüsse für das Einstellpotentiometer für Siebkondensatoren und selbstverständlich für den Eingang und den Ausgang heraus. Die gesamte Stabilisierungsanordnung sitzt dann in einem einzigen Transistorgehäuse.

Überstrombegrenzer, Kurzschlußsicherungen

In stabilisierten Netzgeräten für Laborzwecke und zur Versorgung größerer elektronischer Anlagen werden außerdem noch Strombegrenzerschaltungen vorgesehen, mit denen sich der Ausgangsstrom auf einen gewünschten maximal zulässigen Wert, z. B. 1,5 A, programmieren läßt, damit als Verbraucher angeschlossene Geräte nicht überlastet werden können.

Ferner sind elektronische Kurzschlußsicherungen möglich. Sie unterbrechen die Stromversorgung gänzlich, wenn der Ausgang kurzgeschlossen werden sollte. Damit wird verhindert, daß der Serien-Regeltransistor des Gerätes überlastet und zerstört wird.

Beide Einrichtungen beruhen meist darauf, daß im Hauptstromkreis ein Widerstand eingefügt ist. Der Spannungsabfall, den der Laststrom daran verursacht, wird einer Kippstufe zugeführt. Übersteigt der Laststrom den zulässigen Wert, dann schaltet diese Stufe um und begrenzt oder unterbricht den Laststrom.

Literatur

[1] Büche: Einfaches stabilisiertes Netzgerät mit elektronischer Sicherung. Funkschau 1969, H. 1, S. 23.

[2] Crantz: Netzversorgung für Batterie-Reiseempfänger. Funkschau 1969, H. 21, S. 749.

[3] Limann: Integrierte Schaltkreise als Spannungsregler. Deutsches Elektrohandwerk 1967, H. 24, S. 748.

[4] Limann: Elektronik ohne Ballast, Kapitel 11, „Stabilisierte Netzgeräte". Franzis-Verlag, München.

[5] Müller: Stabilisiertes Netzgerät mit elektronischer Sicherung. Funkschau 1970, H. 20, S. 717.

[6] Schubert: Elektronische Spannungsstabilisierung. Industrie-Elektrik + Elektronik 1968, H. 20, S. 469.

[7] Stabilisierte Netzgeräte mit Verbund-Transistoren. Neue Wege der Schaltungstechnik. Elektronik-Industrie 1970, H. 4, S. 95.

[8] Elektronisch stabilisierte Netzgeräte mit Transistoren. Funktechnische Arbeitsblätter Re 03, Franzis-Verlag, München.

[9] Intermetall; Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Kapitel „Stabilisierungsschaltungen".

[10] Siemens; Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Band 3, Kapitel „Geregelte Netzgeräte".

[11] Valvo; Transistor-Kompendium Teil IV, Kapitel 4 „Geregelte Netzgeräte".

10 Gleichrichter und Demodulatoren

Netzgleichrichter

Bild 10.01 Blockschaltung

Die Betriebsspannung von Transistorempfängern und die Anodenspannung von Röhrenempfängern müssen Gleichspannungen sein. Sie werden durch Gleichrichter aus der Lichtnetz-Wechselspannung gewonnen. Dazu dienen Einweg- oder Zweiweg-Gleichrichterschaltungen. Durch Kondensatoren und Siebglieder wird die Gleichspannung von der überlagerten Brummspannung gesäubert und dient dann zur Stromversorgung des Empfangsteiles, hier und in den folgenden Bildern einfach durch einen Verbraucher R_L dargestellt.

Bild 10.02 Ladekondensator und Siebglied

Fast immer schließt man den Gleichrichterkreis über einen Transformator Tr an das Lichtnetz an:

1. Um durch Transformieren den gewünschten Spannungswert zu erhalten;

2. Um eine direkte Verbindung der Empfängerschaltung mit dem Lichtnetz zu vermeiden, damit Antennen- und Erdbuchsen sowie Lautsprecherleitungen berührungssicher sind.

Liegt die positive Halbwelle der Wechselspannung an der Diodenanode, dann schaltet die Diode durch, und die Transformatorspannung kommt unmittelbar an den Ladekondensator C_L und den weiteren Teil der Schaltung zu liegen. Der Kondensator ladet sich bis zum Scheitelwert der Wechselspannung auf und dient auch während der Sperrzeit als Gleichspannungsquelle. Die Spannung sinkt allerdings infolge der Stromentnahme während dieser Zeit etwas ab, das bedeutet eine pulsierende Gleichspannung an diesem Ladekondensator.

Die durch das Pulsieren entstehende Wechselspannung wird von dem als Tiefpaß wirkenden Siebglied $R_S - C_S$ unterdrückt, so daß dem Verbraucher R_L, d. h. der eigentlichen Geräteschaltung, eine saubere Gleichspannung zugeführt wird. Anstelle des Siebwiderstandes R_S benutzt man bei großem Strombedarf eine Induktivität, also eine Drossel, weil sich damit der Wechselspannungsanteil noch besser unterdrücken und der Gleichspannungsabfall geringer halten läßt.

Da bei dieser Schaltung mit einer Gleichrichterstrecke jeweils nur eine Halbwelle wirksam ist, also nur ein Weg durchgeschaltet wird, bezeichnet man sie als *Einweggleichrichtung* (vgl. Bild 5.11 bis 5.13).

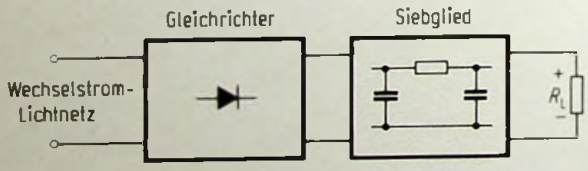


Bild 10.01 Blockschaltung eines Netzgleichrichters

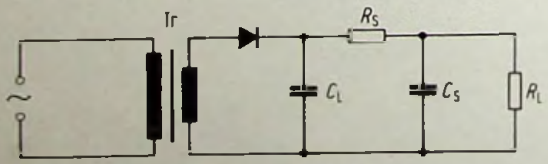


Bild 10.02 Gleichrichter mit Ladekondensator, Siebglied und Lastwiderstand

Bild 10.03 Brummspannung

Der Ladekondensator eines Gleichrichters wird durch die gleichgerichteten Stromstöße jeweils bis zum Scheitelwert der Wechselspannung aufgeladen. In den dazwischenliegenden Pausen entlädt er sich über den Verbraucher, so daß auch während der Sperrzeit der Diode eine Gleichspannung bestehen bleibt. Sie verringert sich lediglich durch die Entladung des Kondensators entsprechend der stark gezeichneten Linie, und zwar um so weniger, je größer die Kapazität C_L und je geringer der Stromverbrauch I ist. Die Spannung am Kondensator besteht also aus einer mittleren Gleichspannung mit einer überlagerten Wechselspannung. Auf eine Periode der Netzfrequenz entfällt ein Schwingungszug dieser etwa sägezahnförmig verlaufenden Spannung. Ihre Grundfrequenz beträgt daher 50 Hz.

Diese überlagerte Wechselspannung würde einen störenden Brummton in der Empfängerschaltung verursachen, sie wird daher Brummspannung genannt. Faustformel für den Effektivwert der Brummspannung bei Einweggleichrichtung:

$$U_{Br} = \frac{4{,}5 \cdot I}{C} \qquad \text{(V, mA, µF)}$$

Achtung: Zur Vereinfachung werden bei dieser zugeschnittenen Größengleichung Strom und Kapazität in mA und µF eingesetzt[1]).

Beispiel: $C_L = 100$ µF, $I = 16$ mA

$$U_{Br} = \frac{4{,}5 \cdot 16}{100} = 0{,}72 \text{ V}$$

Das nachgeschaltete Siebglied setzt diese Brummspannung im Verhältnis des Siebfaktors herab. Ein Zahlenbeispiel hierfür wurde bei Bild 4.03 durchgerechnet. Dort ergab sich ein Siebfaktor, der die Störspannung auf rund $^1/_{20}$ verringert. Sie würde also hinter diesem Siebglied nur noch

$$0{,}72 : 20 = 0{,}036 \text{ V} = 36 \text{ mV}$$

betragen. Für empfindliche Empfängerstufen schaltet man noch weitere Siebglieder in die Versorgungsleitungen ein.

1 Für den Faktor 4,5 in dieser Gleichung finden sich bisweilen auch etwas andere Werte, z. B. 4,8. Diese Unterschiede sind von geringer Bedeutung. Sie rühren daher, daß die Brummspannung nicht sinusförmig ist und etwas von der Art des Gleichrichters abhängt (Röhrengleichrichter, Selen- oder Siliziumgleichrichter). Die Formel soll hauptsächlich einen Anhalt für die Größenordnung der Brummspannung geben.

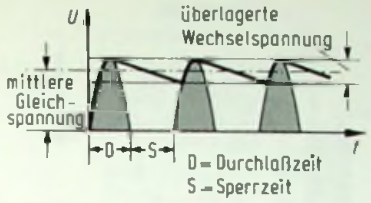


Bild 10.03 Verlauf der Spannung am Ladekondensator

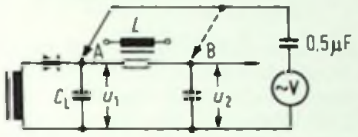


Bild 10.04 Messen der Brummspannung am Lade- und Siebkondensator

Bild 10.04 Messen der Brummwechselspannung

Die errechneten Spannungen sind Näherungswerte. Die Scheitelwerte, besonders am Ladekondensator, liegen höher. Andererseits ist das Siebglied für die in dieser sägezahnartigen Kurve enthaltenen Oberschwingungen noch wirksamer als für die Grundfrequenz.

Bei Verdacht von Brummstörungen aus dem Netzgleichrichter ist die Brummspannung mit einem hochohmigen Wechselspannungsvoltmeter über einen Kondensator von 0,5 µF an den Punkten A und B zu messen. Sie sollte bei A weniger als $^1/_{10}$, bei B weniger als $^1/_{100}$ der Gleichspannung betragen. Beim Messen ist zunächst der höchste Meßbereich einzuschalten, sonst wird durch den Ladestromstoß des Vorschaltkondensators eventuell das Meßwerk überlastet. – Sehr gut läßt sich der Einfluß von Ladekondensator und Siebglied mit Hilfe eines Oszillografen darstellen, der anstelle des Voltmeters angeschlossen wird. An Punkt A ergibt sich etwa der in Bild 10.03 stark gezeichnete Kurvenverlauf; am Punkt B ist die Spannung wesentlich geringer, man muß also eine höhere Verstärkung am Oszillografen einstellen. Außerdem ist die Brummspannung am Punkt B mehr wellenförmig, weil die höheren Harmonischen durch den Tiefpaß stärker unterdrückt werden. – Ein zweckmäßiges Verfahren zum Prüfen von Gleichrichtern und Siebketten wird beschrieben in:

„Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen?"

von Hans Sutaner. Radio-Praktiker-Bücherei Band 99/99a, Franzis-Verlag, München.

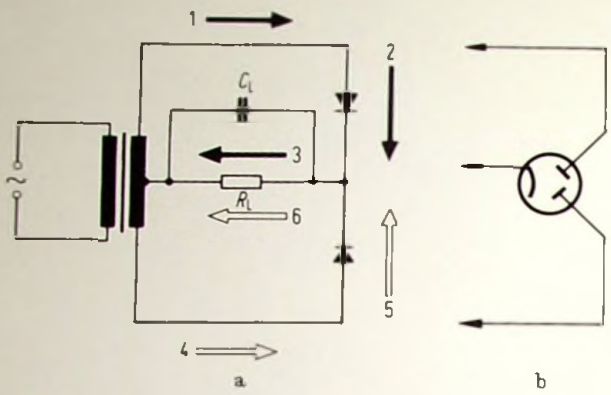


Bild 10.05 Stromrichtung in einem Zweiweggleichrichter

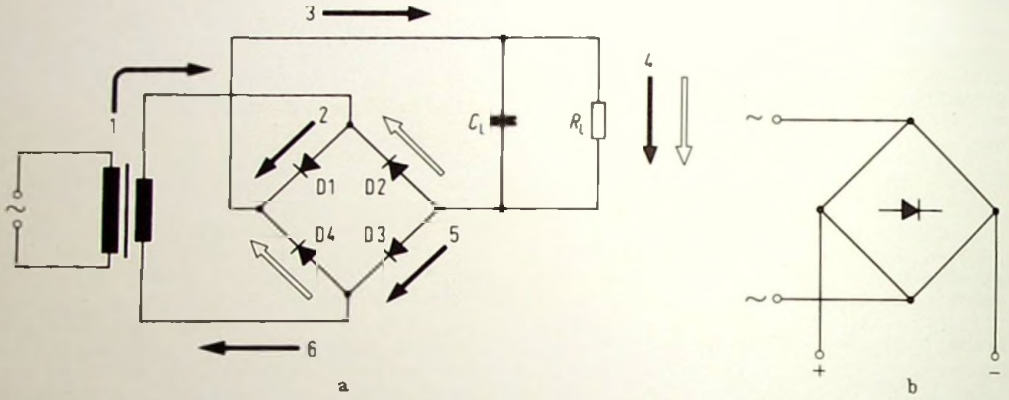


Bild 10.06 Brückengleichrichter; a = Schaltung und Stromrichtungen; b = vereinfachtes Schaltsymbol

Bild 10.05 Zweiweggleichrichtung

Speist man zwei Einweggleichrichter aus zwei in Reihe liegenden Wicklungen eines Netztransformators und läßt sie auf einen gemeinsamen Verbraucher R_L arbeiten, so verursachen die aufeinanderfolgenden Halbwellen der Wechselspannung abwechselnd in dem einen oder anderen Gleichrichterkreis einen Stromstoß. Für den oberen Kreis ist dies durch die schwarzen Pfeile mit den Ziffern 1 bis 3 dargestellt. Für die entgegengesetzt gerichtete Halbwelle am Netztransformator sperrt die obere Diode, dagegen fließt dann im unteren Gleichrichterkreis ein Strom, der durch die weiß ausgesparten Pfeile 4 bis 6 gekennzeichnet ist. Die Stromstöße im oberen und unteren Kreis laden den Kondensator C_L stets in gleicher Richtung auf. Die Nutzstromstärke erhöht sich dadurch gegenüber einem Einweggleichrichter. Diese Anordnung wird als Zweiwegschaltung oder als Mittelpunktgleichrichter bezeichnet.

Bei Röhrengleichrichtern vereinigt man, wie im Bild 10.05b dargestellt, die beiden Röhrensysteme in einem Kolben mit gemeinsamer Katode und zwei Anoden.

Bild 10.06 Brückengleichrichter (Graetz-Gleichrichter)

Die Zweiweggleichrichtung nach Bild 10.04 erfordert einen Transformator mit zwei in Reihe liegenden Sekundärwicklungen. Jede von ihnen hat eine Wechselspannung zu liefern, die ungefähr der Höhe der benötigten Gleichspannung entspricht. Für eine Gleichspannung von 24 V werden also $2 \cdot 24\ V = 48\ V$ benötigt. Man muß daher die doppelte Windungszahl aufbringen und außerdem die Wicklung in der Mitte anzapfen. Wickelarbeit ist aber relativ teuer. Diesen Aufwand kann man ersparen, wenn man nur eine Wicklung für die Sollspannung verwendet und

vier Gleichrichterstrecken nach Bild 10.06a anordnet.

Dies ist im Prinzip ebenfalls eine Zweiweggleichrichtung. Mit schwarzen Pfeilen ist wieder der Stromweg für den Fall dargestellt, daß eine positive Halbwelle am oberen Ende der Transformatorwicklung liegt. Hierfür sind die Gleichrichterstrecken D 1 und D 3 durchlässig. Damit ergibt sich der durch die sechs schwarzen Pfeile gekennzeichnete Stromkreis. Die Gleichrichter D 2 und D 4 sperren während dieser Halbwelle. Wechselt die Polarität am Transformator, dann werden D 2 und D 4 leitend. Damit das Bild nicht zu unübersichtlich wird, sind hierfür nur drei weiß ausgesparte Pfeile eingezeichnet. Der Stromweg kann damit leicht selbst weiterverfolgt werden. Die andere Halbwelle lädt also den Kondensator C_L in gleicher Richtung auf, das bedeutet eine Zweiweggleichrichtung.

Diese Brücken- oder Graetz-Gleichrichter aus vier Diodenstrecken werden meist als gekapselte oder vergossene Bausteine geliefert. In umfangreichen Schaltungen findet man dafür auch das vereinfachte Schaltsymbol Bild 10.06b.

Bild 10.07 Kurvenform bei Zweiweggleichrichtung

Bei der Zweiweggleichrichtung werden beide Halbwellen in Gleichstrom umgewandelt. Der Spannungsverlauf besteht aus der doppelten Folge von Gleichspannungsstößen gegenüber der Einweggleichrichtung, die negative Halbwelle erscheint nach oben geklappt. Die Frequenz der überlagerten Wechselspannung ist also doppelt so groß wie in Bild 10.03. d. h. $f_{Br} = 100$ Hz. Die

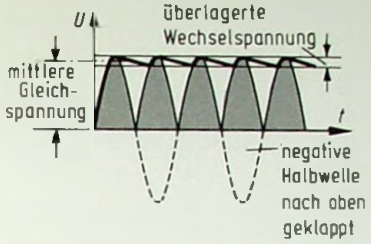


Bild 10.07 Verdoppeln der Brummfrequenz bei Zweiweggleichrichtung

Spannung am Kondensator sinkt daher bis zur nächsten Aufladung nicht so stark ab, die Brummspannung ist geringer, die mittlere Gleichspannung größer als bei der Einweggleichrichtung. Faustformel für die Größe der Brummspannung:

$$U_{Br} = \frac{2{,}1 \cdot I}{C} \quad (\mathrm{V, mA, \mu F})$$

Beispiel: $C_L = 100\ \mu$F, $I = 16$ mA (Zahlenwerte von Bild 10.03)

$$U_{Br} = \frac{2{,}1 \cdot 16}{100} = 0{,}336\ \mathrm{V}$$

Sie ist also merklich geringer als bei Einweggleichrichtung. Außerdem läßt sich die für Zweiweggleichrichtung typische Brummfrequenz von 100 Hz leichter durch Siebglieder unterdrücken.

In der Faustformel für die Brummspannung finden sich bisweilen auch andere Zahlenfaktoren, z. B. 1,8 anstelle von 2,1. Man vergleiche hierzu die Fußnote [1]) bei Bild 10.03.

AM-Demodulatoren

Bild 10.11 Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz

Eine vom Sender ausgestrahlte amplitudenmodulierte Hf-Schwingung besteht nach Bild 2.82 aus der Trägerfrequenz und den eng benachbarten Seitenfrequenzen. Die ursprüngliche Nf-Schwingung ist darin nur noch versteckt enthalten und muß durch spezielle Signalumsetzer zurückgewonnen oder demoduliert werden. Dazu legt man die modulierte Hf-Spannung an eine Einweg-Gleichrichterschaltung. Sie schneidet die negativen Halbwellen ab, und es ergibt sich der Stromverlauf rechts in Bild 10.11. Man verwendet in dieser Schaltung einen Ladekondensator von so geringer Kapazität, daß er nur die von den Hf-Spannungsstößen herrührenden Scheitelwerte jeweils bis zur nächsten Hf-Halbwelle hält. Dadurch ergibt sich der dick im Bild eingezeichnete Kurvenverlauf. Dem mittleren Gleichstrom I ist der Niederfrequenzstrom i_{Nf} überlagert. Weil hierbei die Hüllkurve der modulierten Hf-Schwingung gewonnen wird, spricht man von Hüllkurvendemodulation.

Am Lastwiderstand entstehen eine zum Gleichstrommittelwert I gehörende Richtspannung und die überlagerte Tonfrequenzspannung. Der Gleichspannungsanteil hängt von der Höhe der Antennen-Eingangsspannung des Empfängers ab und wird für Steuer- und Regelzwecke ausgenutzt.

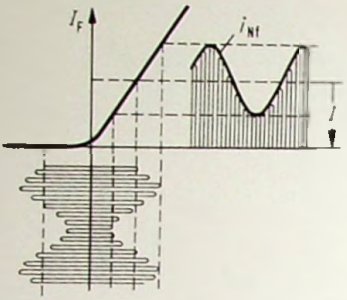


Bild 10.11 Hf-Spannung und Richtstrom eines AM-Demodulators nach dem Hüllkurvenverfahren

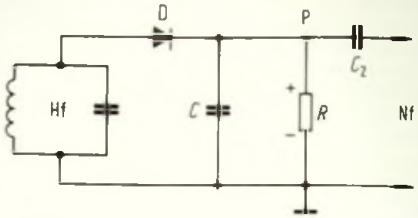


Bild 10.12 Demodulatordiode in Serie mit dem Lastwiderstand

Man kann damit eine Abstimmanzeige betätigen oder eine automatische Lautstärkeregelung betreiben. Die Nf-Spannung wird über einen Kondensator ausgekoppelt und dem Nf-Verstärker des Gerätes zugeführt.

Die zu demodulierenden Spannungen sind im allgemeinen ziemlich gering. Daher kann die im Bild angedeutete Kennlinienkrümmung der Diode Verzerrungen verursachen, besonders auch bei großen Modulationstiefen. Man verwendet daher zur Demodulation vorwiegend Germaniumdioden, die hierfür einen günstigeren Kennlinienverlauf besitzen. Demodulationsdioden in integrierten Schaltungen sind allerdings stets Siliziumdioden, weil solche Bausteine nur in Siliziumtechnik hergestellt werden. Man spannt dann diese Diodenstrecken unter Umständen durch eine kleine positive Gleichspannung vor, so daß der Arbeitspunkt direkt im Kennlinienknick zu liegen kommt, oder man arbeitet mit sehr hohen Hf-Spannungen. Ferner führen sich für integrierte Schaltungen andere AM-Demodulatoren ein, bei denen Verzerrungen durch gekrümmte Kennlinien vermieden werden.

Bild 10.12 Diode in Serie mit dem Lastwiderstand

Diese am meisten verwendete Schaltung entspricht im Prinzip dem Einweggleichrichter. Die Richtspannung entsteht am Ableitwiderstand R. Punkt P führt die Nf-Spannung sowie eine mittlere Gleichspannung gegen die Bezugsleitung. Die Nf-Spannung wird über den Kondensator C_2 abgenommen. Der parallel zum Widerstand R liegende Kondensator C dient als Ladekondensator für die gleichgerichteten Hf-Halbwellen. Die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes muß so hoch liegen, daß Tonfrequenzen nicht wesentlich beeinträchtigt werden. Üblich sind Werte $R = 5...20\ \text{k}\Omega$, $C = 1...5$ nF.

Beispiel: $R = 10\ \text{k}\Omega$, $C = 2$ nF. Dies ergibt die Grenzfrequenz (vgl. Bild 4.03):

$$f_g = \frac{0{,}159}{R\,C} = \frac{0{,}159}{10 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} \approx 8000\ \text{Hz}$$

Höhere Tonfrequenzen werden unterdrückt. Dies nimmt man für den AM-Empfang in Kauf, weil dort die Trägerfrequenzen ohnehin nur 9 kHz = 9000 Hz Abstand haben. Der in der Richtspannung enthaltene Hf-Anteil wird durch dieses RC-Glied vollständig beseitigt.

Für ältere Empfänger mit Vakuumdioden waren Werte von $R = 300\ \text{k}\Omega$ und $C = 100$ pF üblich. Weil die darauffolgende erste Nf-Röhre einen sehr hochohmigen Eingang hatte, konnte man auch den Diodenbelastungswiderstand hochohmiger machen.

Die im Widerstand R verbrauchte Leistung wird dem Schwingkreis entzogen. R stellt also eine Belastung oder Dämpfung des Kreises dar. Diese Belastung wirkt so, als wenn ein Dämpfungswiderstand von der Größe R_d parallel zum Kreis und somit an der Hf-Wechselspannung u_{eff} liegt. Die im Widerstand verbrauchte Leistung beträgt

$$P_{eff} = \frac{u_{eff}^2}{R_d}$$

oder, da $u_{eff} = \frac{u_s}{\sqrt{2}}$ ist, $\qquad P_{eff} = \frac{u_s^2}{2\,R_d}$

mit u_s als Scheitelwert der Wechselspannung. Diese Leistung erscheint auch als Gleichstromleistung P im Ableitwiderstand R. Die Gleichspannung U daran ist bei genügend hohem Wert R fast gleich dem Scheitelwert u_s der Wechselspannung

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{u_s^2}{R}$$

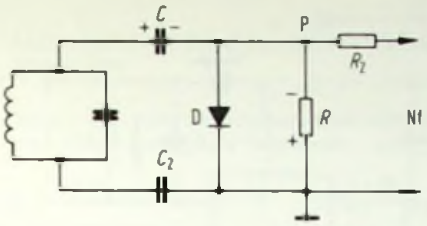


Bild 10.13 Demodulatordiode parallel zum Lastwiderstand

Die beiden Leistungen müssen gleich sein, da R_d den Gesamtverbraucher darstellen soll,

$$P_{eff} \approx P; \qquad \frac{u_s^2}{2\,R_d} \approx \frac{u_s^2}{R}$$

Daraus ergibt sich

$$R_d \approx \frac{R}{2}$$

Das heißt, die Belastung durch den Diodenkreis wirkt so, als ob ein ohmscher Widerstand von der Größe $R/2$ parallel zum Resonanzwiderstand des Schwingkreises liegt. Bei den niedrigen Widerstandswerten von 5...20 kΩ, wie sie vorher angegeben wurden, paßt man deshalb nach Bild 4.21 den Diodenkreis über eine Kopplungswicklung mit geringer Windungszahl an den Schwingkreis an, um den Widerstandswert hinaufzutransformieren und die Dämpfung zu verringern.

Bild 10.13 Diode parallel zum Lastwiderstand

Bei dieser Schaltungsvariante ist die Reihenfolge von Diode und Ladekondensator vertauscht. In die Bezugsleitung kann ein Kondensator (im Bild gestrichelt) eingefügt werden. Der Schwingkreis ist dann gleichspannungsmäßig vom Diodenkreis abgetrennt, und die beiden Kreise können auf verschiedenem Potential liegen.

Wirkungsweise: Kondensator C und Widerstand R haben die gleichen Werte wie in Bild 10.12. Die Diode schaltet durch, wenn die positive Halbwelle über den Kondensator C an ihre Anode zu liegen kommt. Beim Durchschalten wird die rechte Belegung von C mit Masse verbunden, und der Kondensator ladet sich mit der angegebenen Polung auf. Er dient dann während der Sperrzeit über die Spulenwicklung hinweg als Spannungsquelle für den Widerstand R. Die Gleichspannung daran ist also umgekehrt gepolt wie in Bild 10.12. – Im übrigen wirkt der Kondensator C genau wie im vorigen Bild, d. h. an ihm tritt eine mittlere Gleichspannung mit überlagerter Nf-Wechselspannung auf. Diese Signalspannung gelangt zum Widerstand R und wird über den Entkopplungswiderstand R_2 dem Nf-Verstärker zugeführt.

Diese Schaltung wirkt mit dem Wert $R_d \approx R/3$ parallel zum Schwingkreis, setzt also dessen Güte noch mehr herab. Dies rührt daher, daß außer dem auch hier wirksamen Dämpfungswiderstand $R_d \approx R/2$ der Widerstand R hochfrequenzmäßig ständig parallel zum Kreis liegt. Die Grenzfrequenz von C und R ist gleichfalls maßgebend für die höchsten wiedergegebenen Tonfrequenzen.

Bild 10.14 Negativ gerichtete Steuerspannungen

Je nach Bedarf soll die mittlere zu Steuerzwekken verwendete Gleichspannung, kurz *Richtspannung* genannt, negativ oder positiv gegen die Bezugsleitung sein. In Bild 10.14a liegen Nf-Wechselspannung und Gleichspannung einseitig an Masse, dagegen führen beide Pole der Diode Spannung gegen Masse. Diese Schaltung ist speziell für Halbleiterdioden geeignet. Die zu Steuerzwecken dienende Richtspannung wird durch einen Tiefpaß $R_2 - C_2$ von der überlagerten Tonfrequenzspannung befreit. Die Nf-Signalspannung kann über einen Kondensator C_3 weitergeführt werden.

In Bild 10.14b ist die Diodenkatode geerdet. Die Schaltung wurde vorzugsweise für Röhrendioden verwendet, weil dann die Heizspannung die wenigsten Schwierigkeiten macht.

In Bild 10.14c sind sowohl die Wechselspannungsquelle als auch die Diode einpolig geerdet. Die Wirkungsweise wurde in Bild 10.13 beschrieben.

Die Polarität der Gleichspannung am Widerstand R ergibt sich in allen Fällen dadurch, daß

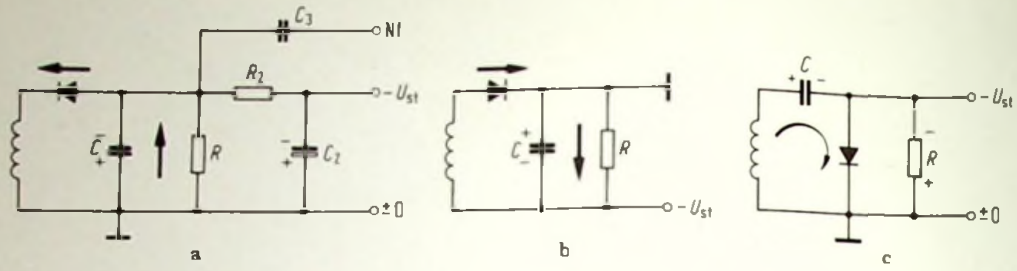


Bild 10.14 Erzeugen negativ gerichteter Steuerspannungen

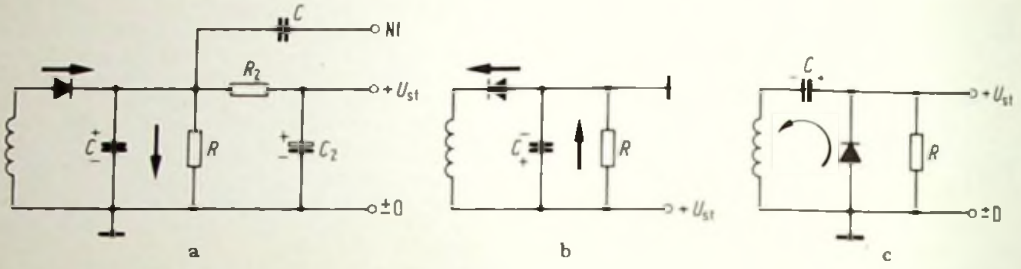


Bild 10.15 Erzeugen positiv gerichteter Steuerspannungen

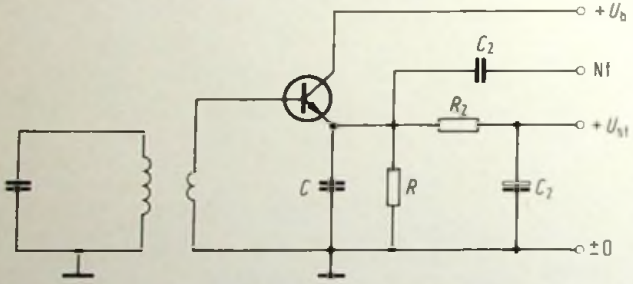


Bild 10.16 Emitter-Basisstrecke eines Transistors als Demodulatordiode

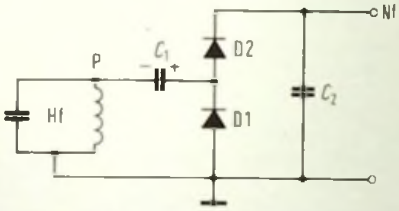


Bild 10.17 AM-Demodulator mit Spannungsverdopplung

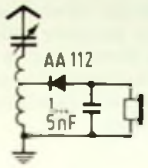
man die konventionellen Stromrichtungspfeile einzeichnet. Die Spitze des Richtungspfeiles am Widerstand R bezeichnet stets den Minuspol der Richtspannung. – Die Weichen für Nf-Spannung und Steuergleichspannung wurden in den Bildern 10.14b und c zur Vereinfachung weggelassen.

Bild 10.15 Positiv gerichtete Steuerspannungen

Die Schaltungen entstehen durch Umpolen der Diode gegenüber dem vorigen Bild. Sie liefern positiv gegen die Bezugsleitung gerichtete Steuerspannungen. Die Schaltung Bild 10.15c wird in der Empfängertechnik selten angewendet, sie wurde hier nur aufgenommen, um die Übersicht zu vervollständigen.

Bild 10.16 Aktiver Transistordemodulator

Die Emitter-Basisstrecke des Transistors wirkt hier als Demodulatordiode genau wie in Bild 10.12 oder 10.15a. Außerdem tritt die Wirkung eines Emitterfolgers ein. Sein Ausgang stellt eine Quelle mit niedrigem Innenwiderstand dar. Nf-Spannung und Steuerspannung U_{St} stehen daher mit größerer Leistung zur Verfügung. Belastungen wirken nicht auf den Hf-Kreis zurück, und auch die Verzerrungen bei großer Modulationstiefe sind geringer.



Links: Bild 10.18 Schaltung eines einfachen Diodenempfängers

Unten: Bild 10.19 AM-Demodulator mit Produkt-Detektor und phasengerastetem Regelkreis

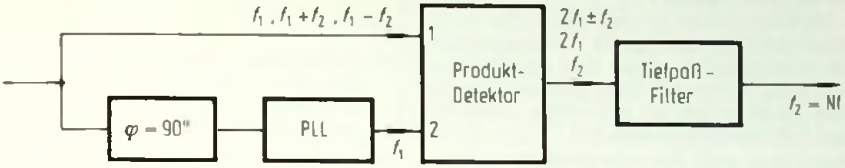


Bild 10.17 AM-Demodulation mit Spannungsverdopplung

In verschiedenen Geräten der Baujahre 1967 bis 1970 wurde die hier dargestellte Demodulationsschaltung verwendet. Sie beruht auf einer Gleichrichterschaltung mit Spannungsverdopplung, wie sie auch für andere Zwecke benutzt wird, um höhere Gleichspannungen zu gewinnen. Liegt während der ersten Halbwelle der Hf-Wechselspannung am Punkt P der negative und an Masse der positive Spannungswert, dann schaltet die Diode D 1 durch. Kondensator C_1 wird in der gezeichneten Polung aufgeladen. Wechselt das Vorzeichen der Wechselspannung (Plus am Punkt P), dann addiert sich die Spulenspannung zu der des aufgeladenen Kondensators C_1. Die Diode D 2 schaltet nun durch und legt die Gesamtspannung an den Kondensator C_2. Er ladet sich also auf den doppelten Scheitelwert der Hf-Wechselspannung auf. Diese Vorgänge wiederholen sich bei jeder Hf-Schwingung, und an C_2 entsteht eine mittlere Gleichspannung mit überlagerter Nf-Wechselspannung, dabei sind die Werte doppelt so groß wie bei den vorher besprochenen AM-Demodulatoren. Das Verfahren hat den Vorteil, daß es auch bei hohen Modulationsgraden verzerrungsfrei arbeitet.

Bild 10.18 Detektorempfänger

Diese in den Anfangszeiten des Rundfunks viel verwendete Schaltung für Kopfhörerempfang ist auch heute noch ein interessantes Versuchsobjekt. Mit dem Drehkondensator wird der aus der Spule, der Antennenkapazität C_A und dem Drehkondensator bestehende Schwingkreis auf den Ortssender abgestimmt. Die Hf-Spannung an der Spule wird durch eine Germaniumdiode gleichgerichtet und dem Kopfhörer zugeführt. Er dient hier gewissermaßen als Belastungswiderstand R. Ein parallelliegender Festkondensator beseitigt die Hf-Welligkeit. Mit 10...15 m frei ausgespanntem Klingeldraht als Antenne kann man fast immer den nächstgelegenen Ortssender in guter Kopfhörerlautstärke ohne jede zusätzliche Stromquelle empfangen.

Bild 10.19 AM-Demodulator mit Produkt-Detektor

Das Prinzip der multiplikativen Mischung zweier Frequenzen ermöglicht ein sehr verzerrungsarmes, aber etwas aufwendiges Verfahren zur AM-Modulation. Das amplitudenmodulierte Hf- bzw. Zf-Signal wird direkt dem Eingang 1 einer multiplikativen Mischstufe zugeführt, hier als *Produkt-Detektor* bezeichnet. Dieses Signal besteht nach Bild 2.82 aus der Trägerfrequenz f_1 und den Seitenbändern $f_1 + f_2$ und $f_1 - f_2$. Dabei stellt f_2 das ursprüngliche Tonfrequenzsignal dar.

Dieses gleiche Modulationsspektrum wird über einen 90°-Phasenschieber einem phasengerasteten Regelkreis PLL nach Bild 9.27 zugeführt. Er rastet nur auf die Trägerfrequenz f_1 ein, und sein Steueroszillator liefert exakt nur diese Frequenz an den Eingang 2 des Produkt-Detektors.

Moduliertes Signal an Klemme 1 und die reine Trägerfrequenz an Klemme 2 werden nun gemischt und ergeben die Grundfrequenzen sowie die Summen- und Differenzfrequenzen. Im folgenden Schema ist der Vorgang links mit Formelbuchstaben und rechts mit Zahlenwerten für f_1 = 460 kHz und f_2 = Nf = 1 kHz dargestellt.

$f_1 + (f_1 - f_2) = 2f_1 - f_2$	$460 + 459 = 919$ kHz
$f_1 + f_1 = 2f_1$	$460 + 460 = 920$ kHz
$f_1 + (f_1 + f_2) = 2f_1 + f_2$	$460 + 461 = 921$ kHz
$f_1 - (f_1 - f_2) = f_2$	$460 - 459 = 1$ kHz
$f_1 - f_1 = 0$	$460 - 460 = 0$ kHz

Hinter dem Produkt-Detektor erscheint also ein hochfrequentes Spektrum mit der Mittenfrequenz $2 f_1$, das mit $\pm f_2$ moduliert ist, und außerdem unmittelbar als Differenzfrequenz die Nf-Schwingung $f_2 = 1$ kHz. Alle hochfrequenzmäßigen Anteile werden dann durch ein Tiefpaßfilter unterdrückt, und man erhält hinter diesem Filter die reine Nf-Schwingung.

Diese Modulationsart ist gegenüber der Hüllkurvendemodulation vollständig verzerrungsfrei und auch unempfindlich gegen den sogenannten selektiven Trägerschwund. Die gesamte Anordnung Bild 10.19 erfordert allerdings spezielle integrierte Schaltungsbausteine [3].

Man kann aber auch den unmodulierten genau synchronisierten Träger für diese Demodulationsart auf andere Weise gewinnen, nämlich nach dem Verfahren der Trägerfrequenz-Regenerierung, Bild 9.27. Der Phasenschieber und der PLL-Kreis in Bild 10.19 werden dann durch einen Zf-Verstärker ersetzt. Er verstärkt das modulierte Zf-Signal nochmals und schneidet durch Begrenzer die gesamte Amplitudenmodulation ab, so daß eine Rechteckwechselspannung mit konstanter Amplitude übrig bleibt. Sie besteht dann aus der Trägerfrequenz und ihren Harmonischen. Diese können durch einen auf die Trägerfrequenz abgestimmten Resonanzkreis weggefiltert werden, und man erhält die reine unmodulierte Trägerfrequenz für den zweiten Eingang des Produkt-Detektors. Die Firma Loewe Opta verwendet eine solche Schaltung für ein Hifi-Stereo-Steuergerät. Das Schaltungsprinzip wird später bei Bild 19.04 behandelt.

Literatur

[1] *Aschermann:* Der Einsatz von monolithischen integrierten Schaltungen im Empfangsteil von Rundfunk- und Fernsehgeräten. Valvo-Berichte, Sept. 1971, S. 154.

[2] *Haviland:* Eine vergleichende Studie von Nachrichtenübertragungssystemen mit verschiedenen Verfahren der Modulation und Demodulation. Rundfunktechnische Mitteilungen 1969, H. 3, S. 97.

[3] Abstimmbarer AM-Demodulator. Druckschriften der Firma Signetics GmbH über die integrierte Schaltung NE 561 B. Mai 1970.

[4] Die AM-Demodulation mit Spannungsverdopplung. Der blaue Punkt, 1967, H. 8, S. 15.

[5] Mittelwellen-Zf-Endstufe und Nf-Verstärker mit integrierter Schaltung. Funkschau 1969, H. 8, S. 226.

FM-Demodulatoren

Nach Bild 2.63 ändert sich bei einem frequenzmodulierten Sender die ausgestrahlte Frequenz im Takt der Tonfrequenz um einen mittleren Frequenzwert H. Er sei im folgenden mit f_0 bezeichnet. Je größer die Lautstärke des modulierten Nf-Signals ist, desto größer ist die Frequenzänderung Δf bzw. der Frequenzhub h.

Bild 10.21 FM-Demodulation an einem frequenzabhängigen Widerstand

Der durch einen Kondensator fließende Strom ist bei konstanter Spannung proportional der Frequenz:

$$i_c = \frac{u}{x_c} = \frac{u}{\omega C}$$

$$i_c = 2 \pi f \cdot u \cdot C$$

Wird das Glied $2 \pi u C$ konstant gehalten, dann steigt der Strom i_c linear mit der Frequenz an, Bild 10.21a. Legt man das frequenzmodulierte Spektrum nach starker Begrenzung mit sehr konstanter Amplitude u an den Kondensator C_1 in Bild 10.21b, dann fließt ein Strom durch den Widerstand R_1, dessen Höhe der Frequenz proportional ist. Das Liniendiagramm in Bild 10.21a erläutert dies nochmals. Die Mittenfrequenz f_0 ergibt den mittleren Stromwert Punkt 0. Die höchste Frequenz $f_0 + h$ läßt den Strom bis zum Punkt 1 ansteigen. Die kleinste Frequenz $f_0 - h$ bewirkt den Stromwert 3. Zeitlich betrachtet wird also die Frequenzmodulation in eine Amplitudenmodulation umgewandelt. Der AM-Demodulator mit der Diode D formt daraus die gewünschte Nf-Spannung.

Das Verfahren ist um so wirkungsvoller, je steiler die Demodulationskennlinie ist. Bei einem Kondensator als frequenzabhängigen Widerstand ist allerdings der Wirkungsgrad bei der im UKW-Bereich üblichen Zwischenfrequenz sehr gering. Bei $f_0 = 10{,}7$ MHz $= 1070$ kHz und einem Hub von 75 kHz beträgt die Änderung nur

$$\Delta f = \frac{75}{1070} \cdot 100\ \% = \pm 7\ \%$$

In der Anfangszeit des UKW-Rundfunks verwendete man deshalb zur Umwandlung die steile

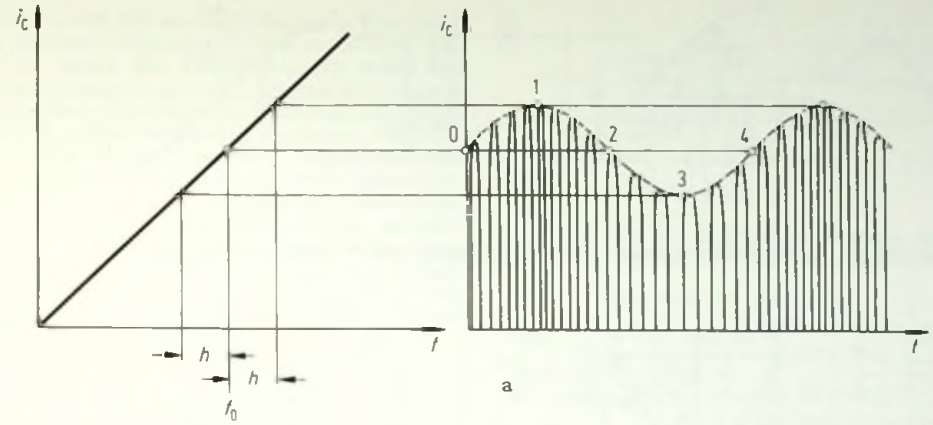


Bild 10.21a Umwandeln von Frequenz- in Amplitudenmodulation mit Hilfe eines Kondensators

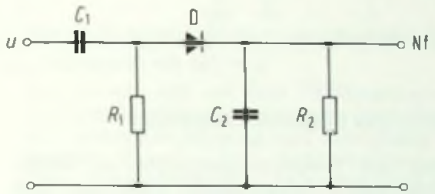


Bild 10.21b Schaltung zu Bild 10.21a

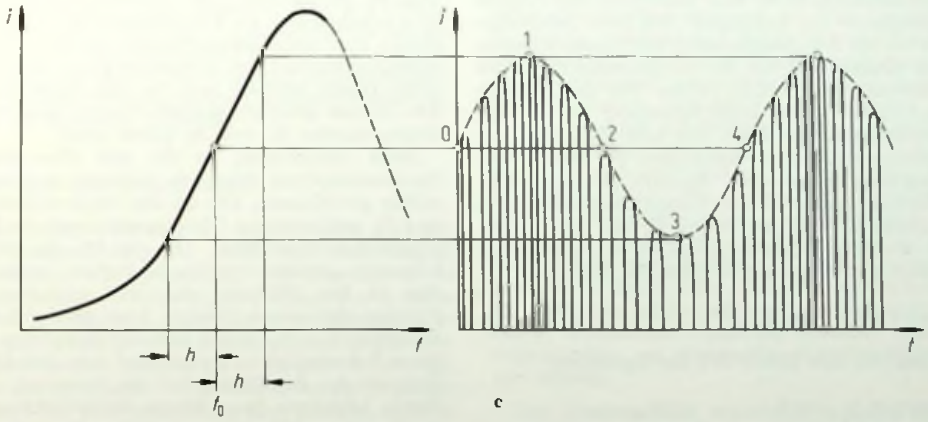


Bild 10.21c Prinzip des Flankendemodulators unter Verwendung eines Schwingkreises

Flanke eines Schwingungskreises, Bild 10.21c. Das Verfahren hatte aber große Nachteile und ist nicht mehr üblich. Die Umwandlerkennlinien Bild 10.21a und 10.21c sind jedoch grundlegend für die FM-Demodulation. Die Mittenfrequenz ergibt den Nullpunkt der Nf-Spannung. Bei Modulation mit dem Hub $\pm h$ ändert sich der Wert der Nf-Ausgangsspannung linear dazu, sofern das ausgesteuerte Kennlinienstück linear verläuft. Gekrümmte Kennlinien bewirken Verzerrungen.

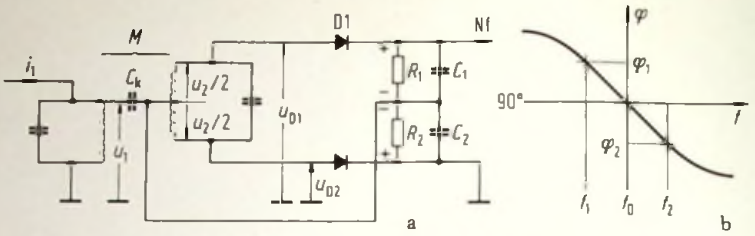


Bild 10.22 Phasendiskriminator; a = Prinzipschaltung; b = Phasenverlauf am zweiten Kreis

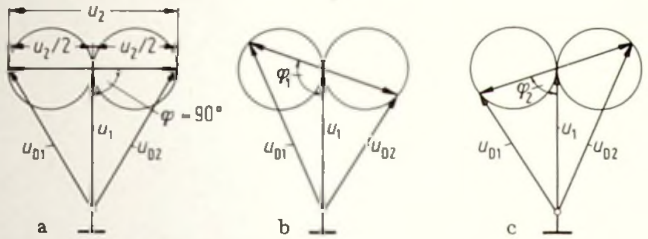


Bild 10.23 Zeigerdiagramme des Phasendiskriminators; a = für die Mittenfrequenz f_0 mit $\varphi = 90°$; b = für die Frequenz f_1 mit $\varphi > 90°$; c = für $\varphi < 90°$

Bild 10.22 Der Phasendiskriminator

Anstatt die Frequenzänderungen in Amplitudenänderungen umzuwandeln, kann man auch phasendrehende Glieder als Signalwandler benutzen. Beim Phasendiskriminator Bild 10.22a sind die beiden Kreise eines Bandfilters über die Gegeninduktivität M und außerdem über einen Kondensator C_k gekoppelt. An den Sekundärkreis ist ein Zweiwegdemodulator angeschlossen.

Die Kreise sind auf die Mittenfrequenz f_0 des FM-Bandes abgeglichen. Über die magnetische Kopplung M wird eine Spannung u_2 in den Sekundärkreis induziert. Sie teilt sich, von der Mittelanzapfung aus betrachtet, in die beiden gegenphasig gerichteten Spannungen $u_2/2$ auf. Außerdem wird über den Koppelkondensator C_k die gesamte Primärspannung u_1 auf die Anzapfung der Sekundärspule gegeben. Vor der Diode D 1 baut sich daher gegen Erde die Spannung

$$u_{D1} = u_1 + u_2/2$$

auf und vor der Diode D 2 die Spannung

$$u_{D2} = u_1 - u_2/2$$

Diese Spannungen muß man geometrisch, d. h. im Zeigerdiagramm addieren, denn hier spielen die Phasenbeziehungen die ausschlaggebende Rolle. Primär- und Sekundärspannung eines Bandfilters sind nach Bild 10.22b für die Resonanzfrequenz um 90° phasenverschoben (vgl. Bild 4.46).

Bild 10.23 Zeigerdiagramm des Phasendiskriminators

Infolge der Mittelanzapfung der Sekundärspule in Bild 10.22a liegt der Zeiger der Primärspannung nach Bild 10.23a an der Mitte der Sekundärspannung u_2. Der Phasenwinkel φ zwischen u_1 und u_2 beträgt 90°. Die Spannungen u_{D1} und u_{D2} ergeben sich als Verbindungslinien vom Erdpunkt zur Sekundärspannung. Diese Summenspannungen sind bei Resonanz unter sich gleich groß. Damit werden auch in Bild 10.22 die von den Dioden gleichgerichteten Spannungen an den Widerständen R_1 und R_2 gleich groß.

Jeder Diodenkreis ist für sich über die zur Spulenanzapfung führende Leitung gleichstrommäßig geschlossen. Die an den Widerständen R_1 und R_2 auftretenden Gleichspannungen sind also gegeneinandergerichtet. Da sie für die Mittenfrequenz gleiche Amplitude haben, heben sie sich in der Wirkung auf, und zwischen den Katoden der beiden Dioden, bzw. an der Reihenschaltung $C_1 - C_2$ ergibt sich die Spannung Null. Diese Tatsache ist so typisch, daß man den Sekundärkreis des Bandfilters bei der Frequenz f_0 auf dieses Minimum bzw. diesen Nulldurchgang abgleichen kann! Damit wird dann gleichzeitig die 90°-Phasenlage für diesen Schwingkreis eingestellt.

Ändert sich die Signalfrequenz infolge der Frequenzmodulation vom Mittelwert mit $\varphi = 90°$ aus zu der kleineren Frequenz f_1, dann dreht sich nach Bild 10.22b die Phase der Sekundärspannung über 90° hinaus und ergibt den Winkel φ_1. Das

bedeutet, daß sich im Zeigerdiagramm Bild 10.23b die gesamte Sekundärspannung um diesen Winkel φ_1 gegen die Primärspannung dreht. Die Spannungen u_{D1} und u_{D2} werden nun ungleich groß. Damit wird auch die Spannung am Widerstand R_1 größer und die an R_2 kleiner. Am Ausgang, also am Kondensator C, erhält man eine Differenzspannung + Δ u. Sie ist der Phasendrehung und damit dem Frequenzhub proportional.

Ändert sich die Signalfrequenz zu größeren Werten, dann ergibt sich nach Bild 10.23c für u_2 der kleinere Phasenwinkel φ_2 zwischen Primär- und Sekundärspannung. Man bekommt wiederum eine dem Frequenzhub proportionale Ausgangsspannung − Δ u.

Bild 10.24 Die Wandlerkennlinie

Bei sinusförmiger Frequenzmodulation ergibt sich hinter den Dioden die Nf-Spannung nach Bild 10.24. Diese Umwandel- oder Diskriminatorkennlinie ähnelt den Umwandlerkennlinien Bild 10.21a und c. Sie läßt sich punktweise mit Meßsender und Spannungsmesser oder mit Hilfe eines Wobbelgenerators und eines Elektronenstrahloszillografen aufnehmen. Senkrecht erscheinen dabei die gleichgerichteten Spannungen Δ u. Man behalte jedoch im Gedächtnis, daß sie eigentlich über die Phasenbeziehungen zwischen Primär- und Sekundärkreis zustandekommen!

Der Phasendiskriminator wird in der Fachliteratur auch als Rieggerkreis, Foster-Seeley-Demodulator oder als Armstrong-FM-Demodulator bezeichnet. Da der Ausdruck Phasendiskriminator jedoch typisch für die Arbeitsweise ist, sei er hier vorzugsweise verwendet. Dieser Phasendiskriminator bildet mit gewissen Abwandlungen den FM-Demodulator in integrierten Schaltungen, z. B. im Baustein TAA 640.

Bild 10.25 Der Ratiodetektor

Das Wort *ratio* hat im Lateinischen mehrere Bedeutungen, die alle etwas mit dem Begriff Berechnung zu tun haben. Wir kennen es in rationalisieren = wirtschaftlich planen oder rationieren = einteilen. Eine dieser Bedeutungen ist auch schlicht ratio = Verhältnis, nämlich das Verhältnis zweier Zahlen oder zweier Werte. Da aber das klassische Wort ratio über die englische Sprache zu uns gekommen ist, glauben manche Techniker, es auch englisch aussprechen zu müssen und sagen „Reschiodetektor".

Dieser FM-Demodulator wurde zur Zeit der Röhrentechnik entwickelt. Er beherrschte lange Zeit die Schaltungstechnik und ist immer noch aktuell.

Wie in Kapitel 2 behandelt, beruht die Störfreiheit und Übertragungsgüte der Frequenzmodulation darauf, daß auf dem Übertragungsweg eingestreute Amplitudenstörungen durch Begrenzen und Abkappen beseitigt und unwirksam gemacht werden können. Der Ratiodetektor vereinigt diese beiden Aufgaben, begrenzen und demodulieren, in einer Stufe. Dabei spielt das Verhältnis zweier Spannungen eine Rolle. Der Ratiodetektor nach Bild 10.25 ist im Prinzip ein Phasendiskriminator, jedoch mit entgegengesetzt gepolten Dioden. Die Richtspannungen an den Kapazitäten C_1 und C_2 addieren sich daher zu einer Summenspannung U_s. An dieser Summenspannung liegt ein Kondensator mit großer Kapazität. Er unterdrückt störende Amplitudenmodulationen. Man braucht deshalb das Zf-Signal vor dem Demodulator nicht sehr stark zu begrenzen, denn Begrenzung bedeutet stets auch Verstärkungsverlust. Dies war in den Zeiten der Röhrentechnik und der Einzeltransistoren unwirtschaftlich. Man hätte unter Umständen eine Röhre oder ein Transistorsystem mehr benötigt, um die erforderliche Gesamtverstärkung zu erhalten. Der Ratiodetektor schneidet nicht radikal die Amplituden bei einem bestimmten Pegel ab, sondern tastet gewissermaßen nur kurzzeitige Amplitudenstörungen heraus.

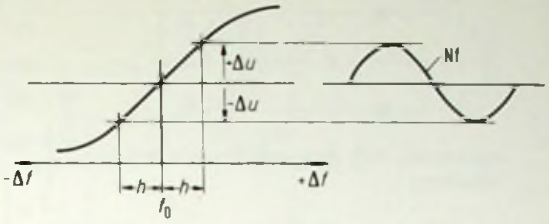


Bild 10.24 Aus den Differenzspannungen der Dioden ergibt sich die Umwandlerkennlinie

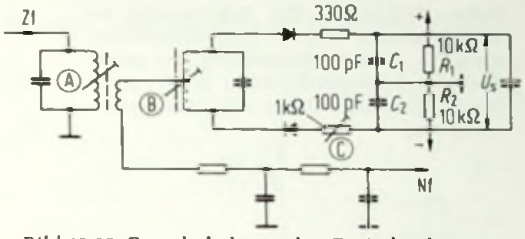


Bild 10.25 Grundschaltung des Ratiodetektors

Das Eingangsfilter arbeitet wie beim Phasendiskriminator. Bei Resonanz hat die Spannung am Sekundärkreis 90° Phasenverschiebung gegen den Primärstrom. Beim Auswandern der Frequenz infolge der Modulation ergeben sich Phasendrehungen und damit verschieden hohe Spannungen an den Diodengleichrichtern. Zum Abgleichen auf Höchstleistung, Verzerrungsfreiheit und beste Störunterdrückung sind drei Einstel-

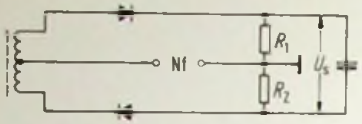
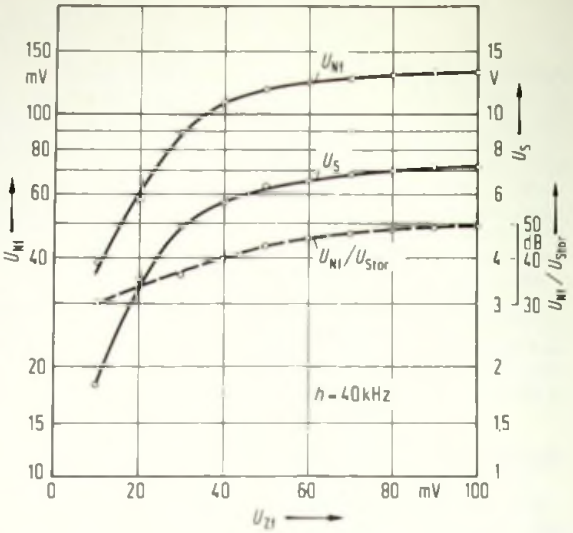


Bild 10.26a Der Ratiodetektor als Brückenschaltung



Rechts: Bild 10.26b Zur Arbeitsweise des Ratiodetektors; U_{Nf} = Tonfrequenzspannung, U_S = Summenspannung und gestrichelt die Störunterdrückung in dB, sämtlich in Abhängigkeit von der Zf-Eingangsspannung

lungen notwendig. Der Primärkreis A wird auf maximale Ausgangsspannung abgeglichen, der Sekundärkreis B auf größte Steilheit und Linearität der S-förmigen Wandlerkurve. Hierbei wird zweckmäßig mit Wobbler, Oszillograf und mit Frequenzmarken (Pipse) gearbeitet. Für beste Störunterdrückung sollen die beiden Dioden genau gleiche Spannungen liefern. Dazu liegen Widerstände in Reihe mit den Dioden. Der eine davon ist als Trimmwiderstand ausgebildet, um die Richtspannung in diesem Zweig ändern zu können. Man gibt ein amplitudenmoduliertes Zf-Signal auf den Demodulator und stellt mit dem Widerstand auf Symmetrie, d. h. beste AM-Unterdrückung ein. An den Belastungswiderständen R_1 und R_2 können positiv oder negativ gegen die Bezugsleitung gerichtete Steuergleichspannungen für eine automatische Verstärkungsregelung, Abstimmanzeige oder eine Scharfstimmautomatik entnommen werden. Oft wird auch der Masseanschluß einseitig an den Kreis gelegt, dann steht eine doppelt so hohe Gleichspannung für solche Zwecke zur Verfügung.

Bild 10.26 Der Ratiodetektor als Brückenschaltung

Woher nun der Ausdruck Ratiodetektor? Hierzu die vereinfachte Schaltung Bild 10.26a. Beim Phasendiskriminator wurde die Nf-Spannung als Differenz der Spannungen an den Widerständen R_1 und R_2 abgenommen. Hier geht das nicht, weil der Elektrolytkondensator die Tonfrequenzspannung kurzschließt. Man entnimmt daher die Nf-Spannung einer Brückenschaltung. Bei der Mittenfrequenz sind die Teilspannungen an den Spulenhälften und an den Widerständen gleich groß, und die Brückendiagonale ist stromlos. Ändert sich durch Auftreten eines Frequenzhubes über die Phasenbeziehung hinweg das Spannungs*verhältnis* an den Wicklungshälften der Spulen, dann verstimmt sich die Brücke im Rhythmus der Frequenzmodulation, und an den Nf-Klemmen in der Brückendiagonale erscheint die Tonfrequenzspannung. Die Spannungen an den Widerständen R_1 und R_2 bleiben dagegen gleich groß. Die Summenspannung *Us* ändert sich nämlich nicht, weil sich die von der einen Diode gelieferte Gleichspannung im selben Maß erhöht, wie sich die andere verringert. Über die unter sich gleichen Widerstände R_1 und R_2 dieses Spannungsteilers stellt sich daher stets die halbe Summenspannung ein [10].

Die Störunterdrückung wird durch den großen Ladekondensator in Verbindung mit den Dioden bewirkt. Nach 5.10 ist bekanntlich der Durchlaß- oder Flußwiderstand von Dioden bei kleinen Flußspannungen U_F ziemlich hoch und fällt auf niedrige Werte ab, wenn die Flußspannung erhöht wird. Die große Kapazität des Ladekondensators bildet nun sowohl für Hf- als auch für Nf-Spannungen einen Kurzschluß. Treten Störspannungsspitzen am Eingangsfilter auf, dann wirken sie wegen dieses Kurzschlusses in voller Höhe auf die Diodenstrecken ein. Die Strecken werden niederohmig und schalten sich, ebenfalls infolge der Kurzschlußwirkung des Elektrolytkondensators, unmittelbar parallel zum Schwingkreis und bedämpfen ihn so stark, daß die überhöhte Spannung zusammenbricht. Das bedeutet eine Art Regelkreiswirkung, die unerwünschten Stör-

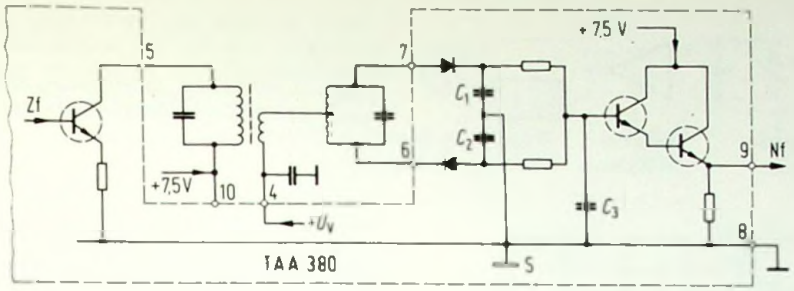


Bild 10.27 Demodulator und Nf-Verstärker in der integrierten Schaltung TAA 380 (gestrichelt umrandet). Das Ratiofilter ist außen anzuschließen

spannungsspitzen begrenzen sich selbst. Die Anordnung wirkt für Störspitzen bis zu einigen Zehntel Sekunden Dauer, wenn man den Elektrolytkondensator genügend groß macht (0,5...15 µF). Sehr langsame Pegelschwankungen gleicht sie nicht aus, weil dann der Elektrolytkondensator Zeit hat, sich umzuladen. Diese Änderungen werden aber von der normalen automatischen Verstärkungsregelung ausgeregelt.

Die Kurven in Bild 10.26b zeigen die Begrenzerwirkung und Störunterdrückung des Ratiodetektors mit Ladekondensator [6]. Bereits ab Zf-Eingangsspannungen von etwa 50 mV an liefert die Schaltung fast konstant bleibende Nf-Spannungen und Summengleichspannungen. Die Kurve für die Störspannungsunterdrückung gilt für 30 % Amplitudenmodulation. Diese Störmodulation wird mit 30...50 dB unterdrückt.

Bild 10.27 Ratiodetektoren in integrierten Schaltungen

Für FM-Zf-Verstärker wurden integrierte Schaltungsbausteine entwickelt, die auch bereits den FM-Demodulator enthalten. Sie bestehen meist aus drei bis vier Breitbandverstärkerstufen mit Begrenzerwirkung. Ferner sind die Dioden und sonstige Schaltelemente für den Ratiodetektor und eine Nf-Vorverstärkerstufe integriert. Wegen der hohen Verstärkung und wirksamen Begrenzung im Zf-Teil kann dabei auf die Störspitzendämpfung durch den Lade-Elektrolytkondensator des Ratiodetektors verzichtet werden, und man spart die Kosten für dieses Einzelteil. Das Ratiofilter ist jedoch in gewohnter Weise zwischen die letzte Zf-Verstärkerstufe und die Demodulatordioden einzufügen. Das Bild zeigt eine solche Anordnung für den Baustein TAA 380 von Valvo. Die Ziffern beziehen sich auf die Anschlüsse des in einem Transistorgehäuse gekapselten Verstärkers. Die Wirkung ist in dieser Darstellung gut zu übersehen. Von außen ist nur das Ratiofilter angeschlossen. Dem Fußpunkt des Primärkreises

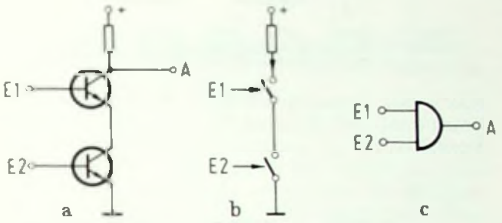


Bild 10.28 Prinzip und Schaltsymbol für ein UND-Gatter

wird außerdem die Betriebsspannung $U_b = +7{,}5\,V$ für das gesamte System zugeführt. Am Punkt 4 liegt von einem inneren Spannungsteiler her eine Vorspannung $+U_V$. Sie gelangt über die Sekundärspule und die Diodenstrecken als Basisvorspannung an den zweistufigen, als Emitterfolger arbeitenden Nf-Verstärker. Das Ratiofilter ist in dieser Schaltung in gewohnter Weise abzugleichen. – Ähnlich aufgebaut ist die integrierte Schaltung TAA 450. Auch sie enthält einen Ratiodetektor, das Ratiofilter ist außen anzuschließen und, wie bei Bild 10.25 beschrieben, abzugleichen.

Bild 10.28 Der Koinzidenzdemodulator

Auch diese Schaltung läuft unter verschiedenen Bezeichnungen: Phasendemodulator, φ-Detektor, Produkt-Demodulator, Quadraturdemodulator und Koinzidenzdemodulator. Hier sei der Ausdruck Koinzidenzdemodulator benutzt, weil er typisch für die Arbeitsweise ist. Koinzidenz vom Lateinischen incedere = hineinfallen, zusammenfallen bedeutet in der Nachrichtentechnik das zeitliche Zusammenfallen zweier Signale. Grundbaustein eines Koinzidenzdemodulators ist ein UND-Gatter aus der Digitaltechnik. Ein solches Gatter besitzt zwei Eingänge und liefert nur dann ein Ausgangssignal, wenn am Eingang E 1 und gleichzeitig am Eingang E 2 Steuersignale vor-

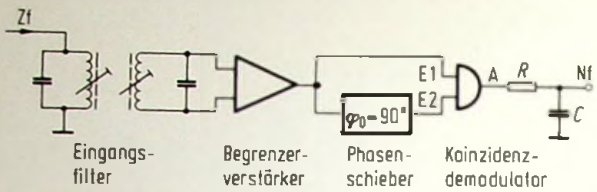


Bild 10.29 Prinzip eines Zf-Verstärkers mit Koinzidenzdemodulator

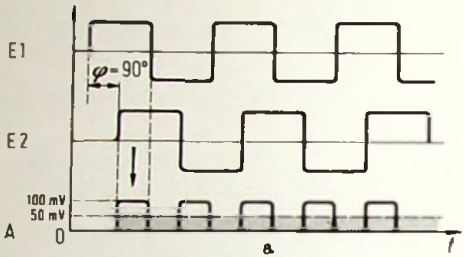


Bild 10.30a Impulsdarstellung der Funktion eines Koinzidenzdemodulators für eine Phasenverschiebung $\varphi = 90°$

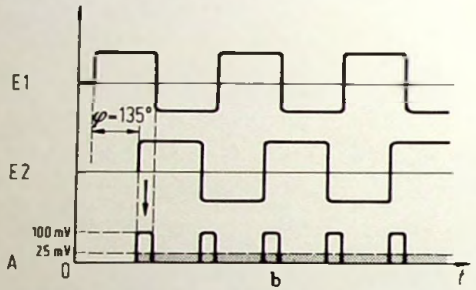


Bild 10.30b Impulsdarstellung für $\varphi = 135°$, der Mittelwert der Ausgangsspannung ist geringer geworden

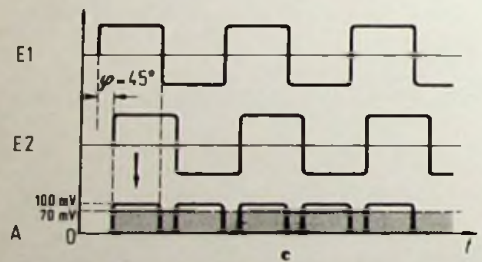


Bild 10.30c Bei einer Phasenverschiebung von $\varphi = 45°$ vergrößert sich die mittlere Ausgangsspannung

handen sind. Dieses Gatter kann man durch zwei als Schalter betriebene, in Reihe liegende Transistoren nach Bild 10.28a darstellen. Im Ruhezustand, also bei Signal 0 (Null) an den Basisanschlüssen, sperren die Transistoren. Sie stellen dann offene Schaltkontakte nach Bild 10.28b dar.

Wird nur einer der Transistoren aufgetastet oder durchgeschaltet, dann kann immer noch kein Strom fließen. Erst wenn am Eingang 1 und am Eingang 2 die Schaltsignale „ein" (1) liegen, fließt Strom durch den Kollektorwiderstand, und die Spannung am Punkt A ändert sich.

Bild 10.28a erinnert dabei an die Multiplizierschaltung Bild 2.31. Ein UND-Gatter arbeitet nämlich in der Tat als Multiplizierer. Wenn man als Signal die Spannung 1 und als kein Signal die 0 wählt, dann gibt es vier Möglichkeiten:

E 1		E 2		A
0	×	0	=	0
0	×	1	=	0
1	×	0	=	0
1	×	1	=	1

Eine Zahl, mit null multipliziert, ergibt null, erst 1 × 1 = 1! Wegen dieser Multiplizierwirkung wird auch der vorher erwähnte Ausdruck Produkt-Demodulator verwendet, denn das Produkt ist das Ergebnis einer Multiplikation[1]).

In der Digitaltechnik stellt man vereinfacht ein UND-Gatter nach Bild 10.28c dar.

Bild 10.29 Grundschaltung des Koinzidenzdemodulators

Das FM-Signal des Eingangsfilters wird von einem Begrenzerverstärker in eine Rechteckspannung umgewandelt und dem Eingang E 1 des Koinzidenzdemodulators zugeleitet. Außerdem führt man über einen auf $\varphi_0 = 90°$ für die Mittenfrequenz f_0 abgeglichenen Phasenschieber die phasenverschobene Signalspannung auf den Eingang E 2. Infolge dieser Phasenverschiebung liegen jeweils nur kurzzeitig Spannungen mit gleichem Vorzeichen an den beiden Eingängen, und nur während dieser Zeitabschnitte erscheinen kurze Ausgangsimpulse.

Bild 10.30 Impulsdiagramme des Koinzidenzdemodulators

Bild 10.30a zeigt die Verhältnisse für idealisierte Rechteckspannungen und für eine Phasen-

1 Auch der Produkt-Detektor von Bild 10.19 beruht auf dieser Multiplizierwirkung.

verschiebung von $\varphi = 90°$. Nur wenn an beiden Eingängen Spannungen mit gleichen Vorzeichen liegen, dann ergibt sich ein Ausgangsimpuls bei A. Man kann auch sagen, die Anordnung liefert nur dann eine Ausgangsspannung, wenn das Produkt aus den Eingangsspannungen, d. h. $u_1 \cdot u_2$, einen positiven Wert ergibt. Auch deshalb werden die Bezeichnungen Produkt-Detektor, multiplikativer Demodulator oder Quadraturdemodulator dafür verwendet [8].

Die Impulse am Ausgang A werden dem RC-Tiefpaß in Bild 10.29 links zugeleitet. Am Kondensator C baut sich dann ein Spannungsmittelwert von beispielsweise 50 mV auf, wie in Bild 10.30a unten gestrichelt dargestellt.

Nun änderte sich infolge der Frequenzmodulation die Eingangsfrequenz um einen gewissen Frequenzhub auf den Wert f_1. Diese andere Frequenz ergibt hinter dem Phasenschieber, also am Eingang E 2, eine größere Phasenverschiebung von z. B. $\varphi = 135°$ in Bild 10.30b. Der Rechteckkurvenzug am Eingang E 2 wandert also weiter nach rechts aus. Koinzidenz ist nur noch während sehr kurzer Zeitabschnitte vorhanden. Dadurch sinkt der Mittelwert der aus den schmalen Ausgangsimpulsen gebildeten Spannung im gewählten Maßstab auf 25 mV ab.

Ändert sich die Frequenz entgegengesetzt zu einem Wert f_2 mit einer Phasenverschiebung von nur $\varphi = 45°$ (Bild 10.30c), dann bleibt die Koinzidenz während längerer Zeiträume erhalten. Die Ausgangsimpulse werden breiter, und der Mittelwert der Ausgangsspannung wird höher, im Bild steigt er auf etwa 70 mV.

Man erinnere sich nun wieder an die Grundgesetze der Frequenzmodulation: Die Geschwindigkeit der Frequenzänderung ist der modulierenden Tonfrequenz proportional. Ändert sich also die dem Koinzidenzdemodulator zugeführte Frequenz 800mal in der Sekunde, dann ändert sich der Spannungswert am Kondensator C in Bild 10.29 ebenfalls 800mal je Sekunde, d. h. dort erscheint wieder die ursprüngliche Tonfrequenz. Bei den Diagrammen Bild 10.30a bis c denke man daran, daß es sich hier um Halbwellen der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz = 1070 kHz handelt. Bei diesen kurzzeitigen Impulsen folgt die Spannung am Kondensator C augenblicklich den Änderungen der aufmodulierten, viel langsameren Tonfrequenzschwingungen. Meist übernimmt der Kondensator zugleich die Aufgabe des Deemphasisgliedes.

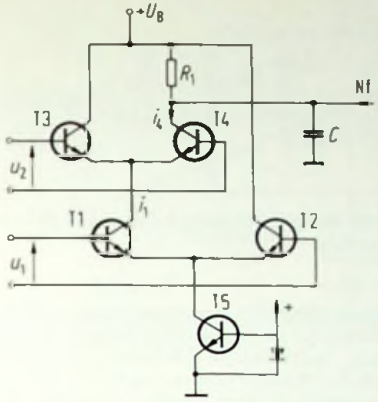


Bild 10.31 Prinzipschaltung eines Koinzidenzdemodulators innerhalb einer integrierten Schaltung (ULN 2111 von Sprague)

noch einen Breitbandverstärker für die Zwischenfrequenz hinein und koppelt die Niederfrequenz über einen Emitterfolger oder über Kleinsignalverstärkerstufen aus. Das Bild stellt die vereinfachte Schaltung eines solchen Koinzidenzdemodulators dar. Er besteht aus zwei Differenzverstärkerstufen mit den Transistorpaaren T 1 – T 2 und T 3 – T 4. Eine Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor T 5 hält die Summe aller Emitterströme stets konstant. Will man beispielsweise den Strom durch den Transistor T 4 und den Arbeitswiderstand R_1 vergrößern, dann muß man den Transistor T 3 sperren, damit dessen Strom dem Transistor T 4 zugute kommt.

Damit am Arbeitswiderstand R_1 eine Nutzspannung entstehen kann, müssen die Ströme i_1 und i_4 fließen. Um einen Strom i_1 durch den Transistor T 1 zu treiben, muß dessen Steuerspannung positiv gerichtet sein. Soll außerdem die Spannung u_2 den Strom i_4 aufsteuern, dann muß sie die Basis des Transistors T 3 negativ machen und diesen Weg sperren, damit Transistor 4 mehr Strom bekommt. Nur während der Zeitabschnitte, in denen gleichzeitig u_1 positiv und u_2 negativ sind, fließt ein Strom i_4. Trotzdem handelt es sich um eine UND- bzw. Koinzidenzschaltung, lediglich die Vorzeichen der Steuerspannungen liegen anders. Durch eine Umkehr- oder Inverterstufe könnte man erreichen, daß das Gatter nur auf Signale mit gleichen Vorzeichen anspricht.

Bild 10.31 Koinzidenzdemodulator in einer integrierten Schaltung

In integrierter Technik baut man das UND-Gatter Bild 10.28a günstiger mit Differenzverstärkerstufen auf. Man nimmt dann in den Baustein

Bild 10.32 Koinzidenzdemodulator mit Phasenschieberkreis

Der aus Differenzverstärkerstufen bestehende Koinzidenzdemodulator ist in diesem Bild durch ein Dreieck symbolisiert. Die Spannung u_1 wird

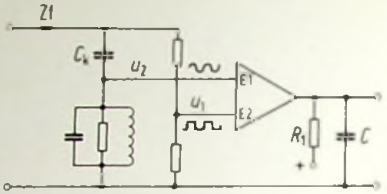


Bild 10.32 Koinzidenzdemodulator mit Phasenschieberkreis

über einen ohmschen Spannungsteiler, also ohne Phasendrehung in Form einer begrenzten, rechteckförmig verlaufenden Zf-Spannung dem Eingang E 2 des Demodulators zugeführt. Die Spannung u_2 wird an dem durch einen Widerstand gedämpften Schwingkreis abgegriffen. Er ist über eine sehr kleine Kapazität C_k an die Zf-Spannung angekoppelt. Wie in Bild 4.20a erläutert, ist die Spannung am Kreis bei Resonanz um $\varphi = 90°$ gegenüber der Spannung u_1 phasenverschoben. Da außerdem der Schwingkreis die höheren Harmonischen der Rechteckkurve unterdrückt, hat die Spannung u_2 keinen rechteckigen Verlauf mehr, sondern ist wieder sinusförmig geworden. Dies hat jedoch auf die Funktion des Demodulators keinen Einfluß. Die Spannungsamplituden und damit die Flankensteilheit der Sinuskurve sind in Wirklichkeit so groß, daß der Ausgangsstrom des Koinzidenzdemodulators sofort auf Maximalwert geschaltet wird.

Derartige Koinzidenzdemodulatoren finden sich in verschiedenen integrierten Zf-Verstärkerbausteinen. Von außen sind dann nur noch das Eingangsfilter, der Phasenschieberkreis und der Tiefpaß mit dem Kondensator C anzuschließen. – Der Koinzidenzdemodulator ist leicht abzugleichen, denn man braucht nur den Phasenschieberkreis auf Maximum abzustimmen. Das ist ein erheblicher Vorteil gegenüber der Abgleicharbeit bei einem Ratiodetektor.

Bild 10.33 Der Synchrodetektor

Der Synchrodetektor oder Synchrodemodulator ist die interessanteste Ausführung eines FM-Demodulators. Die Anordnung wurde bereits 1953 von Körting in einem mit Röhren bestückten Hochleistungssuperhet verwendet und in neuerer Zeit auf Transistoren umgestellt [5, 9].

Beim Synchrodetektor wird die Zf-Spannung ebenfalls hoch verstärkt und dann auf gleiche Amplituden begrenzt. Sie steuert einen Hilfsoszillator, der auf $^1/_6$ der Zwischenfrequenz, d. h. auf

$$f_{Z\,2} = 10{,}7 : 5 = 2{,}14\ \text{MHz}$$

schwingt. Diese Hilfsstufe arbeitet nach dem Prinzip des mitgezogenen Oszillators und macht prozentual alle Frequenzänderungen mit. Ein Phasendiskriminator (vgl. Bild 10.22) demoduliert dann nur diese neu erzeugte Hilfsspannung.

Um die Wirkung zu verbessern, ist zwischen der letzten Zf-Verstärkerstufe und dem Mitnahmeoszillator noch ein auf 12,84 MHz abgeglichener Hilfskreis eingeschaltet. Er gehört bereits zu dem darauffolgenden Oszillator und soll dessen sechste Oberwelle von

$$f = 6 \cdot 2{,}14 = 12{,}84\ \text{MHz}$$

anheben. Sie ergibt mit der ebenfalls an die Basis des Transistors T 2 gelangenden Signalzwischenfrequenz von 10,7 MHz die Differenzfrequenz

$$f = 12{,}84 - 10{,}7 = 2{,}14\ \text{MHz}$$

Dieses Mischprodukt synchronisiert den Oszillator auf seiner Grundfrequenz von 2,14 MHz. Dabei werden die Frequenzmodulation bzw. der Frequenzhub des Nutzsignals ebenfalls mit $^1/_6$ des Wertes auf den Mitnahmeoszillator übertragen. Die Bezeichnung *Synchrodetektor* bezieht sich also hauptsächlich auf das nochmalige Umsetzen und Synchronisieren der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz auf 2,14 MHz. Bei dieser Schaltung

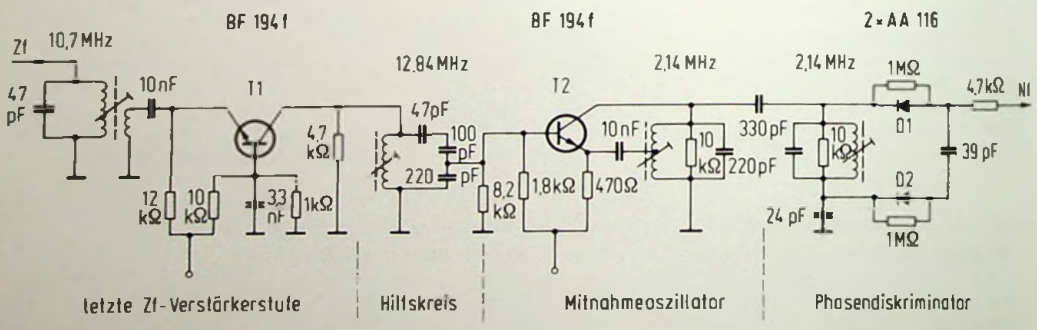


Bild 10.33 Schaltung eines Synchrodetektors

kommen die Eigenarten des mitgezogenen Oszillators voll zur Geltung.

1. Seine Ausgangsspannung ist sehr konstant. Das ergibt eine AM-Unterdrückung von 60 dB. Überlagerte Störungen werden vollständig abgeschnitten.

2. Ist die Empfangsspannung zu schwach, so vermag sie den Oszillator nicht mehr zu synchronisieren. Dann wird aber auch keine Modulation übertragen, d. h. die Station bleibt stumm.

3. Der Oszillator wird stets nur von einer Frequenz, und zwar von der des stärkeren Senders mitgenommen. Anderen Empfangsfrequenzen mit kleinerer Amplitude, selbst wenn sie im gleichen Kanal auftreten, ist es nicht möglich, den Oszillator aus dem Tritt zu bringen. Sie haben daher keine Wirkung auf den Demodulator und werden vollständig unterdrückt, auch wenn ihre Empfangsfeldstärke nur 30 % unter der des gewünschten Senders liegt.

Das Ergebnis aller dieser Wirkungen ist eine ungewöhnlich gute Trennschärfe. Empfangswürdige Sender rasten beim Durchstimmen regelrecht ein und verstummen vollständig beim Weiterdrehen. Zwischen den einzelnen Stationen herrscht Ruhe. Wegen des großen Aufwandes wird die Schaltung allerdings nur für Hochleistungsempfänger verwendet.

Bild 10.34 Der Zähldiskriminator

Das Prinzip des Zähldiskriminators geht auf die Wandlerkennlinie Bild 10.21a zurück. Eine konstante frequenzmodulierte Spannung bewirkt frequenzproportionale Ströme durch einen Kondensator. Bei den hohen Zwischenfrequenzen des UKW-Bereiches sind allerdings die sich ergebenden Stromänderungen sehr klein. Dies ist schematisch im rechten Teil des Bildes dargestellt. Die hohe Frequenz $f_1 = 10{,}7$ MHz ergibt mit dem Frequenzhub $h = \pm 75$ kHz nur den geringen Stromhub Δi_1.

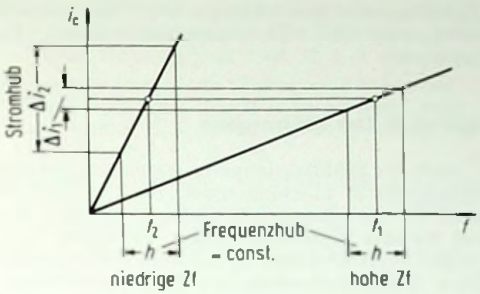


Bild 10.34 Schaltungsprinzip und Umwandlerkennlinien eines Zähldiskriminators

Mischt man jedoch mit einem zweiten Überlagerer die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz auf z. B. 200 kHz herab, dann bleibt der Frequenzhub von ± 75 kHz erhalten. Die prozentuale Frequenzänderung

$$\Delta f = \frac{\pm 75}{200} \cdot 100\ \% = \pm 37{,}5\ \%$$

ist jedoch wesentlich höher, als für Bild 10.21 errechnet, dort ergaben sich nur ± 7 %. Für diese niedrigeren Frequenzen wählt man einen Kondensator mit größerer Kapazität und erhält daran den bedeutend größeren Stromhub Δi_2 links im Bild. Aus dem Diagramm und aus der Gleichung

$$i_c = f \cdot \text{const}$$

geht hervor, daß die Umwandlerkennlinie vollständig linear ohne Höcker und Umkehrpunkte verläuft. Außerdem werden keine Spulen oder Abgleicharbeiten mehr benötigt. Wegen der ausschlaggebenden Wirkung des vom Hf-Strom

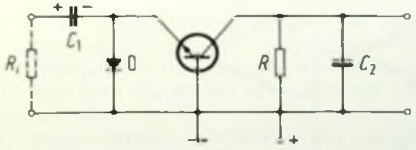
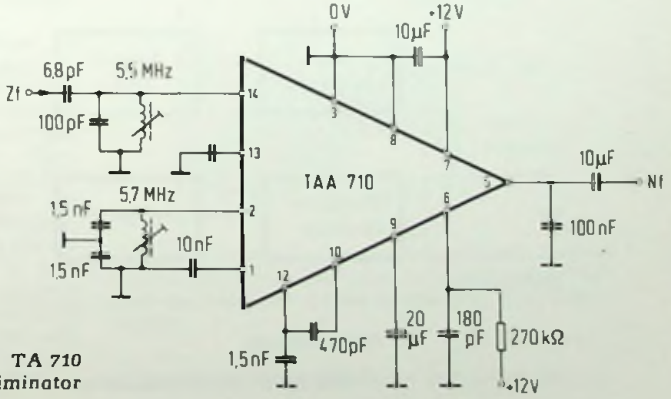


Bild 10.35a Zähldiskriminator mit Transistorwandler



Rechts: Bild 10.35b Integrierte Schaltung TA 710 für einen Ton-Zf-Verstärker mit Zähldiskriminator

durchflossenen Kondensators wird diese Anordnung auch als Kondensatordiskriminator bezeichnet.

Bild 10.35 Der Zählvorgang

Auch der Zähldiskriminator eignet sich gut zum Integrieren in Siliziumtechnik. Im Typ TAA 710 wird die Anordnung Bild 10.35a verwendet. Das auf 200 kHz heruntergemischte FM-Signal wird vorher exakt begrenzt, so daß dem Diskriminator reine Rechteckschwingungen konstanter Amplitude, aber wechselnder Frequenz zugeführt werden. Diese Signale laden den Kondensator C_1 über die Diode D periodisch mit der eingezeichneten Polarität auf. In den Impulspausen entlädt er sich über den Basiskreis des Transistors und den Innenwiderstand R_i der vorhergehenden Stufe. Die infolge der Steuerwirkung des Transistors entstehenden Kollektorstromimpulse erzeugen eine Spannung am Kondensator C_2. Ihre Höhe hängt von der Frequenz des Eingangssignals, d. h. von der Zahl der Rechteckimpulse je Sekunde ab. Die Anordnung zählt also gewissermaßen die je Zeiteinheit eintreffenden Rechteckschwingungen. Die Kennlinie hierfür ist vollkommen linear. Bild 10.35b zeigt die Blockschaltung eines solchen Diskriminators mit der integrierten Schaltung TAA 710. Der umständliche Abgleich des Ratiodetektors entfällt dabei; es sind nur noch zwei Einzelkreise einzustellen, nämlich der letzte Zf-Kreis und der um 200 kHz höher schwingende Oszillator.

Bild 10.36 FM-Demodulator mit Phasenregelkreis

Das Prinzip wurde in Bild 9.25 behandelt. Die Nachsteuerspannung am Filterausgang eines phasengerasteten Regelkreises ist proportional der Modulationsfrequenz. Die Amplitude ist dem Frequenzhub proportional. Die Nachsteuerspannung ergibt also unmittelbar das Nf-Signal. Die erzeugte Oszillatorfrequenz wird nur innerhalb der Schaltung auf den Phasenkomparator zurückgeführt.

Derzeit hat die Firma Signetics Corp. das Verfahren sehr weit entwickelt. Sie liefert dafür die integrierte Schaltung NE 560 B. Als steuerbarer Oszillator dient ein Multivibrator, der durch einen außen anzuschließenden Kondensator grob auf die benötigte Frequenz abgestimmt wird. Die Feinabstimmung erfolgt mit Hilfe einer einstellbaren Spannung am Punkt 6, denn die Frequenz eines Multivibrators hängt vom Wert der RC-Glieder und von der Betriebsspannung ab, vgl. Bild 9.28. Zwei zusätzliche Verstärkerstufen erhöhen die Nf-Spannung. An die zweite Stufe läßt sich außen der Deemphasis-Kondensator anschließen.

Das Bild zeigt die stark vereinfachte Innenschaltung. Sie enthält noch weitere Anschlüsse, weil der Baustein auch für verschiedene andere Zwecke, z. B. als Schmalbandfilter, Frequenzvervielfacher oder Frequenzteiler, verwendet werden kann. Eine weitere integrierte Schaltung Typ NE 561 enthält zusätzlich noch die Stufen für einen AM-Demodulator.

Größter Vorteil des Verfahrens: Kein diffiziler Abgleich. Der Phasenregelkreis zieht sich selbst auf die richtige Frequenz und den besten Wirkungsgrad.

Literatur

[1] *Becciolini*: Der Phasenregelkreis. Vortragsmanuskript anläßlich eines Halbleiter-Seminars der Firma Motorola am 20./21. September 1971 in Genf.

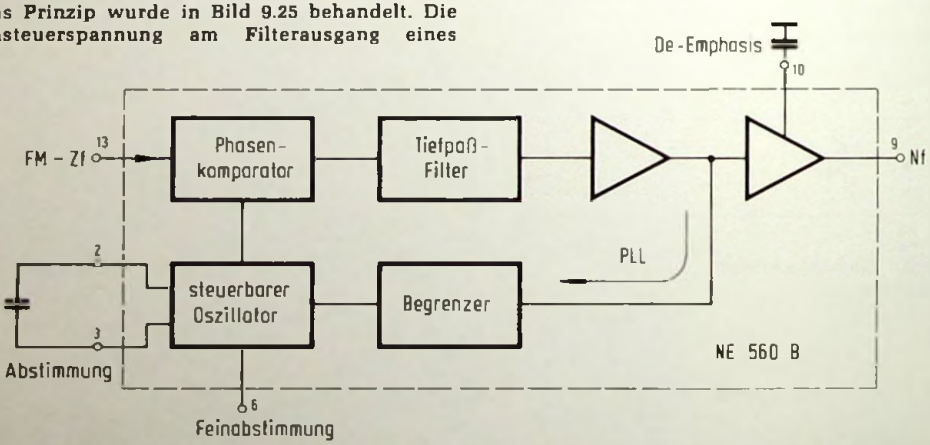


Bild 10.36 FM-Demodulator mit Phasenregelkreis

[2] *Birckel*: „Phase-locked-loop"-Schaltungen in integrierter Ausführung. Nach Unterlagen der Firma Signetics Corp. (1971).

[3] *Fuchs*: Ton-Zf-Verstärker- und Demodulatorschaltungen mit integrierten Schaltungen. Grundig Technische Informationen 1969, H. 1/2, S. 519.

[4] *Gassmann*: Ein neues Empfangsprinzip für FM-Empfänger mit integrierter Schaltung. Radio-Mentor 1966, H. 6, S. 512.

[5] *Gruzlewski*: Klangmeister RS 17 – Elektronic-Stereosteuergerät mit interessanter Schaltung. Siemens-Werkstattpraxis 1969, H. 11, S. 19.

[6] *Kihm*: AM/FM-Demodulator mit Germanium-Planardioden AA 142 und Siliziumtransistor BF 229. Funk-Technik 1968, H. 2, S. 319.

[7] *Limann*: Der „Ratio" bekommt Konkurrenz – Neue und alte FM-Demodulatoren. Funkschau 1970, H. 11, S. 359; H. 13, S. 433; H. 14, S. 467 und H. 15, S. 499.

[8] *Oetke*: Integrierte Schaltung mit 25 Transistoren zur Verarbeitung von FM-Signalen. Radio-Mentor 1969, H. 12, S. 854.

[9] *K. T.*: Die Synchro-Detektorschaltung. Radio-Magazin 1953, H. 9, S. 302.

[10] Diskriminatorschaltungen. Funktechnische Arbeitsblätter Gl 21, Franzis-Verlag, München.

Stereo-Decoder

Bild 10.41 Das Stereosignal

Nach Bild 2.86 besteht die Modulation eines Stereo-Rundfunksenders aus dem Summensignal S = L + R (L = Linksinformation, R = Rechtsinformation). Es wird in Frequenzmodulation der Hauptträgerfrequenz aufmoduliert und ist mit jedem UKW-Empfänger als normale Sendung abzuhören. Beim Modulationsvorgang im Sender wird zunächst das Differenzsignal L – R einem Stereo-Hilfsträger von 38 kHz in Amplitudenmodulation aufmoduliert. Dadurch entstehen zwei Seitenbänder von 23 bis 37,97 kHz und von 38,03 bis 53 kHz. Die 38-kHz-Trägerfrequenz wird stark unterdrückt. Das gesamte Spektrum von 23 bis 53 kHz wird dann zusätzlich der Hauptträgerfrequenz aufmoduliert. Um den 38-kHz-Hilfsträger im Empfänger neu zu erzeugen, wird außerdem die Pilotfrequenz von 19 kHz mit ausgestrahlt. Das Stereo-Multiplexsignal besteht also aus Summensignal, Pilotton und dem Stereo-Zusatzsignal, d. h. dem auf 38 kHz aufmodulierten Differenzsignal.

Um dieses Multiplexsignal im Empfänger zu verarbeiten und die reinen Rechts-Links-Informationen für die Lautsprecher wiederzugewinnen, muß man umgekehrt vorgehen wie beim Sender. Zunächst wird die UKW-Sendung vom Empfänger aufgenommen, verstärkt und mit Hilfe eines breitbandigen FM-Demodulators demoduliert. Dahinter wird die Pilotfrequenz durch Filter abgetrennt, verstärkt und auf 38 kHz verdoppelt. Das geschieht durch eine Art Zweiweg-Gleichrichterschaltung, hinter der nach Bild 10.07 eine Wechselspannung mit doppelter Frequenz auftritt.

Die so wiedergewonnene Trägerfrequenz wird den beiden Seitenbändern aus Bild 2.86 hinzugefügt. Das nun entstandene Multiplexsignal enthält in der oberen Hüllkurve das Signal des linken Kanals und in der unteren Hüllkurve das rechte Signal. Die schmalen Zacken stellen die 38-kHz-Hilfsträgerfrequenz dar. Aus diesem Bild kann man drei Möglichkeiten der Decodierung[1]) ablesen:

1. Man richtet durch zwei entgegengesetzt gepolte Dioden die obere und untere Hüllkurve getrennt gleich. Dann erhält man hinter der einen Diode das L-Signal und hinter der anderen das R-Signal. Diese Hüllkurven-Spitzengleichrichtung erfordert wenig Aufwand, sie ist jedoch störanfällig.

2. Man schaltet das Multiplexsignal im Rhythmus der 38-kHz-Schwingung einmal auf den linken und zum anderen auf den rechten Nf-Kanal. Dabei werden nur jeweils die im Bild getönten Halbwellen zeitlich herausgetastet. Dieses Umschalten muß genau im Nulldurchgang erfolgen, sonst werden Stücke der anderen Halbwelle mit

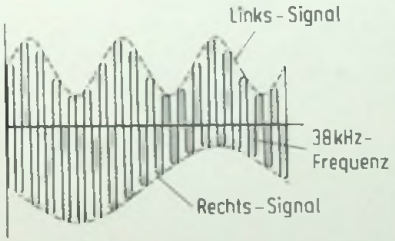


Bild 10.41 Multiplexsignal mit zugefügtem 38-kHz-Träger. Die obere Hüllkurve entspricht dem Verlauf des Linkssignals, die untere dem des Rechtssignals

1 Entschlüsselung; Decoder = Entschlüsseler.

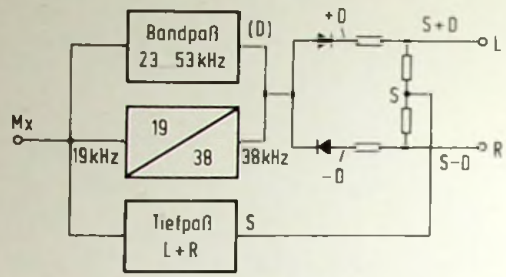


Bild 10.42 Stereo-Decoder nach dem Matrixprinzip; das Multiplexsignal wird durch Weichen aufgetrennt

herausgeschnitten. Das bedeutet, daß die Rechts-Links-Informationen nicht exakt getrennt werden. Dadurch tritt *Übersprechen* auf. Der Nulldurchgang bzw. die Phase der 38-kHz-Schaltfrequenz muß daher exakt mit Hilfe von Phasenschiebergliedern im Stereo-Decoder abgeglichen werden.

3. Ein drittes Verfahren decodiert mit einer sogenannten *Matrix*. Hierbei wird das Summensignal von dem Hilfsspektrum (23 bis 53 kHz) durch Filter getrennt. Das ergibt noch feinere Korrekturmöglichkeiten für die Wiedergabequalität. Die Schaltungstechnik ist aufwendiger, sie wird allerdings durch integrierte Schaltungen vereinfacht.

Bild 10.42 Matrix-Prinzip

Das vom Ratiodetektor kommende Multiplex-Signal Mx wird durch Filter in seine drei Hauptbestandteile zerlegt. Ein Tiefpaß filtert das Summensignal S = L + R ab. Mit Hilfe von Resonanzkreisen wird die 19-kHz-Pilotfrequenz herausgesiebt, auf 38 kHz verdoppelt und kräftig verstärkt. Weitere Filterglieder sieben das Spektrum von 23 bis 53 kHz mit dem Differenzsignal L − R heraus. Diesem Spektrum wird der neu gewonnene 38-kHz-Träger wieder zugesetzt. Das ergänzte Signal wird einer Demodulationsstufe mit unterschiedlich gepolten Dioden zugeführt. Infolge dieser Polung erhält man zwei Nf-Signale mit unterschiedlichem Vorzeichen, nämlich + D = + (L − R) und − D = − (L − R) = − L + R.

In einer Widerstandsbrücke wird nun diesen Signalen das Summensignal S zugesetzt. Man erhält dann an einem Eckpunkt den Wert S + D und am anderen S − D. In Rechts-Links-Werten ergibt sich:

$$\begin{array}{rr} S = L + R & S = L + R \\ +D = L - R & -D = -L + R \\ \hline 2L & 2R \end{array}$$

Die tonfrequenten Links- und Rechts-Informationen kommen also für sich wieder zum Vorschein.

Das Kennzeichen eines solchen Stereo-Decoders mit Matrix-Schaltung ist:

Das Multiplex-Signal wird in seine drei Bestandteile L + R (30 Hz...15 kHz), 19 kHz und das Frequenzspektrum 23...53 kHz mit dem Differenzsignal zerlegt.

Die 19-kHz-Pilotfrequenz wird auf 38 kHz verdoppelt.

Der so gewonnene 38-kHz-Träger wird dem Stereo-Hilfssignal zugefügt.

Das ergänzte Signal wird einem Demodulator zugeführt.

Hinter dem Demodulator wird das Summensignal L + R zugesetzt.

Bild 10.43 Schalter-Decoder

Bei einem nach dem Umschaltprinzip arbeitenden Decoder wird lediglich der 19-kHz-Pilotton aus dem Multiplexsignal herausgefiltert und auf 38 kHz verdoppelt. Der so gewonnene Hilfsträger wird kräftig verstärkt und begrenzt, so daß eine Rechteckspannung daraus entsteht. Sie wird symmetrisch einer Brückenschaltung mit zwei *gleichsinnig* gepolten Schalterdioden zugeführt. Liegt, wie im Bild angedeutet, die negative Halbwelle der 38-kHz-Rechteckspannung an der oberen Diode, dann leitet sie, stellt also einen geschlossenen Schalter dar. Die untere Diode ist während dieser Zeit gesperrt. Polung und Phasenlage der Schaltspannung werden so bemessen, daß von dem außerdem zugeführten Stereo-Multiplexsignal stets der obere Schwingungszug mit der Linksinformation von der oberen Diode zum Ausgang L durchgelassen wird. Die untere Diode leitet dagegen nur die unteren Schwingungshalbzüge des Multiplexsignals, also die Rechtsinformation. Theoretisch ist dann die Modulation

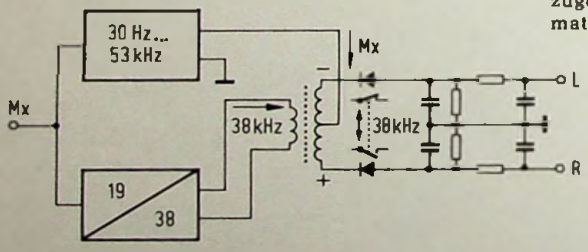


Bild 10.43 Schalter-Decoder. Die 19-kHz-Pilotfrequenz wird ausgefiltert und verdoppelt, sie steuert dann zwei Dioden abwechselnd in den Durchlaß- und Sperrbereich

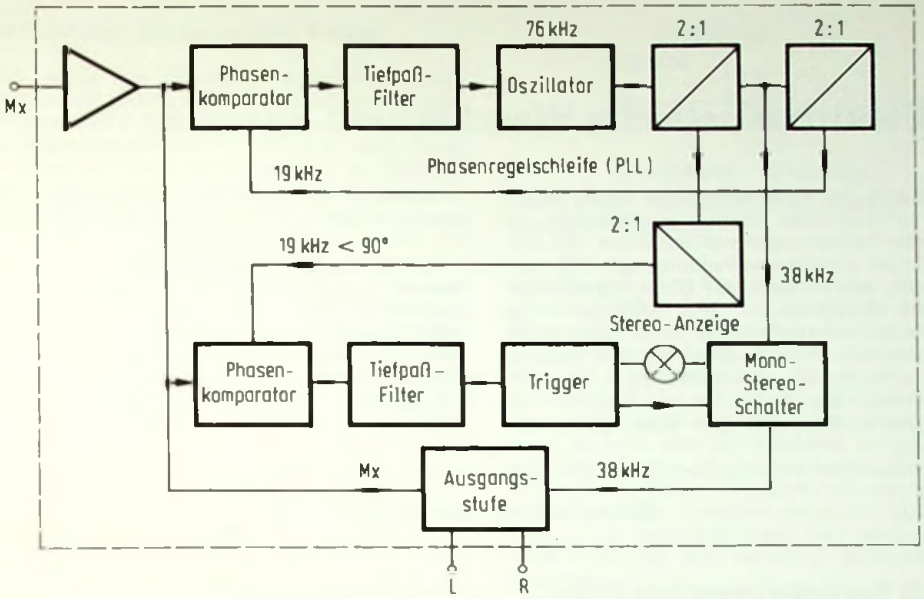


Bild 10.44 Stereo-Decoder nach dem Schalterprinzip als integrierte Schaltung (XC 1310 von Motorola)

eines jeden Nf-Kanals in kurze Stücke von je einigen Mikrosekunden Dauer zerhackt. Siebglieder glätten die Spitzen und Tastlücken, und das Ohr hört die getreue Stereo-Wiedergabe. Wegen des zeitlich ständig aufeinanderfolgenden Umschaltens von den oberen auf die unteren Halbwellen bezeichnet man dieses Decodierprinzip auch als *Zeitmultiplex-Verfahren*.

Bild 10.44 Integrierter Stereo-Decoder mit phasengerasteter Schaltfrequenz

Das Regenerieren, das Wiederherstellen der Träger- bzw. Schaltfrequenz von 38 kHz ist eine wichtige Aufgabe im Stereo-Decoder. Hierfür sind Schwingkreise für 19 kHz und 38 kHz notwendig und müssen abgeglichen werden. Die Spulen für diese Resonanzkreise erfordern relativ hohe Windungszahlen, sind also recht aufwendig. Verstimmen sich die Kreise während der Betriebszeit, dann sinkt der Wirkungsgrad des Stereo-Decoders. Um diese Schwierigkeiten zu vermeiden, benutzt man auch zum Wiederherstellen der 38-kHz-Schwingung das Prinzip des phasengerasteten Regelkreises. Die 38-kHz-Frequenz wird dabei von der 19-kHz-Pilotfrequenz des Senders zwangsweise synchronisiert.

Bild 10.44 zeigt das Prinzip eines solchen integrierten Stereo-Decoders, Typ XC 1310 von Motorola. Der Baustein benötigt nur wenige äußere Zusatzelemente, aber keine Induktivitäten. Der interne phasengerastete Oszillator ist lediglich durch einen Trimmwiderstand abzugleichen.

Der obere Leitungszug im Blockdiagramm stellt die Hilfsträgerregenerierung über eine Phasenregelschleife dar.

Der steuerbare Oszillator schwingt auf rund 76 kHz. Zwei Frequenzteilerstufen in Form von Flipflops teilen auf 4 : 1, also auf 19 kHz herunter. Damit wird der Phasenregelkreis geschlossen und stabilisiert sich auf f = 19 kHz. Hinter der ersten Teilerstufe wird die Frequenz 38 kHz für den nach dem Schalterprinzip arbeitenden Stereo-Demodulator abgegriffen.

Eine dritte Frequenzteilerstufe erzeugt ebenfalls ein 19-kHz-Signal. Es wird in einem zweiten Phasenkomparator mit dem Eingangssignal verglichen. Nur bei genügender Eingangsamplitude liefert dieser Komparator über das untere Filter und über eine Triggerstufe die Spannung für ein Stereo-Anzeigelämpchen und gibt den Stereoschalter frei, so daß die Sendung zweikanalig zum Nf-Verstärker gelangt. Bei zu geringer Eingangsspannung spricht dieser Zweig der Schaltung nicht an, dann wird das Summensignal einkanalig wiedergegeben.

11 Elektroakustische Wandler und Speicher

Der Zweck der Rundfunktechnik ist es, Schallwellen in elektrische Ströme umzuwandeln, sie über weite Entfernungen weiterzuleiten und wieder in Schall zurückzuverwandeln (vgl. Bild 1.01). Am Beginn und am Ende des Übertragungsweges sind also Schallwandler, d. h. Mikrofone und Lautsprecher, erforderlich. Der Schall versetzt die Mikrofonmembran in mechanische Bewegungen, die ihrerseits Ströme oder Spannungen erzeugen. Beim Lautsprecher findet der umgekehrte Vorgang statt; elektrische Ströme oder Spannungen verursachen mechanische Bewegungen einer Membran, die dann in Luftschall umgesetzt werden.

Um die Schallereignisse in Ruhe aufnehmen zu können und nicht erst zu der Zeit, in der sie gesendet werden sollen, ferner um nach Belieben Musikkonserven zur Verfügung zu haben, bedient man sich der *Schallspeicher*. Man unterscheidet mechanische und elektromagnetische Schallspeicher, nämlich Schallplatten und Tonbänder.

Grundformen der Wandler

Bild 11.01 Das elektromagnetische Prinzip

Eine stromdurchflossene Spule mit einem Eisenkern wirkt als steuerbarer Magnet. Sie vermag in der Nähe befindliche Eisenteile anzuziehen, und zwar um so kräftiger, je stärker der Strom in der Spule ist. In der Nachrichtentechnik wird das elektromagnetische Prinzip beim Relais angewendet. Bei ihm zieht eine stromdurchflossene Spule einen Eisenanker an und betätigt dadurch Kontaktfedern.

Bild 11.02 Das dynamische Prinzip

Eine stromdurchflossene Spule bewegt sich in einem Magnetfeld. Das bekannteste Beispiel hierfür ist das Drehspulinstrument. Die Bewegung der Drehspule und damit der Zeigerausschlag ist um so größer, je stärker der Strom im Spulenrähmchen ist.

Das Prinzip ist umkehrbar. Beispielsweise dreht sich beim Fahrraddynamo die Ankerspule im Feld eines Permanentmagneten, dadurch wird in der Ankerwicklung ein Strom erzeugt. Es bestehen also zwei Anwendungsmöglichkeiten des dynamischen Prinzips:

1. Strom durch einen Leiter in einem Magnetfeld wird in Bewegung verwandelt,

2. Bewegung einer Spule in einem Magnetfeld wird in Strom verwandelt.

Für beide Vorgänge gilt das in Bild 2.51 behandelte Induktionsgesetz

$$e = -n\frac{d\Phi}{dt}$$

Darin stellt $d\Phi/dt$ den Bewegungsvorgang dar, nämlich die Änderung des Magnetfeldes innerhalb des Zeitabschnittes dt. Die Spule mit der Windungszahl n schneidet innerhalb dieses Zeitabschnittes eine Anzahl von Kraftlinien. Dabei ändert sich das Feld um den Wert $d\Phi$.

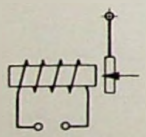


Bild 11.01 Ein Elektromagnet zieht einen Eisenanker an

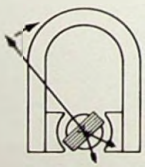


Bild 11.02 Eine stromdurchflossene Spule bewegt sich in einem Magnetfeld

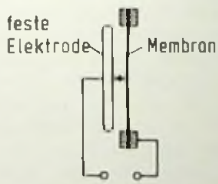


Bild 11.03 Die Platten eines aufgeladenen Kondensators ziehen sich an

Bild 11.03 Das elektrostatische Prinzip

Bei einem mit Gleichspannung aufgeladenen Kondensator ziehen sich die beiden Platten gegenseitig an. Bildet man bei einem Kondensator mit fest gegenüberstehenden Platten die eine davon als dünne Membran aus, so wird sie bei Anlegen einer Gleichspannung zur festen Platte hindurchgebogen. Überlagert man der Gleichspannung außerdem eine Wechselspannung, so beginnt die Membran im gleichen Rhythmus zu schwingen.

Auch dieses Prinzip ist umkehrbar. Legt man den Kondensator über einen hohen Widerstand an Gleichspannung und bewegt die Membran mechanisch, so wird durch die sich ändernde Kapazität des Kondensators die Ladung vergrößert oder verkleinert, und der Strom durch den Widerstand ändert sich. Auch das statische Prinzip erlaubt also zwei

Anwendungsmöglichkeiten:

1. Spannung wird in Bewegung umgewandelt,

2. Bewegung wird in Spannungsänderungen umgewandelt.

Im zweiten Fall muß jedoch bereits eine feste Spannung vorhanden sein.

Bild 11.04 Das piezoelektrische Prinzip

Bestimmte Kristalle, wie Seignettesalz und Bariumtitanat, haben die Eigenschaft, daß sie

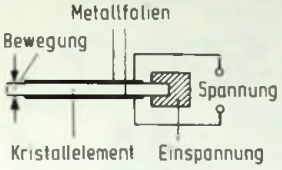


Bild 11.04 Ein Kristall-Element verbiegt sich bei angelegter Spannung

beim Biegen oder Verwinden elektrische Spannungen abgeben und sich umgekehrt beim Zuführen elektrischer Spannungen verformen. Diese Kristallelemente, kurz „Bieger" genannt, bestehen aus Kristallplättchen, die an den beiden Außenflächen mit einer leitenden Schicht versehen sind. Um Bewegungen in Spannungen umzusetzen, muß man die Plättchen an einer Ecke oder Schmalkante einspannen und an der gegenüberliegenden Ecke oder Kante mit einem Taststift oder einer Membran versehen, die in Bewegung zu versetzen sind, um entsprechende Spannungen an den leitenden Elektroden abzunehmen.

Bei der Umkehrung des Prinzips wird ebenfalls eine Membran an dem Bieger befestigt. Führt man dem Kristallelement eine Spannung zu, so bewegt sich die Membran, bzw. sie führt beim Anlegen einer Wechselspannung Schwingungen aus. Piezoelektrische Wandler sind im Prinzip ebenfalls Kondensatoren, sie benötigen jedoch keine Vorspannung wie elektrostatische Wandler.

Lautsprecher

Bild 11.11 Elektrodynamischer Lautsprecher

Im Ringspalt eines permanenten Stahlmagneten ist eine aus wenigen Windungen bestehende Spule axial beweglich angeordnet. Sie wird durch die Zentrierung genau in der Spaltmitte gehalten. Fließt ein Gleichstrom durch diese Tauch- oder Schwingspule, so wird sie je nach dessen Richtung in den Spalt hineingezogen oder herausgedrückt. Wird sie vom Wechselstrom durchflossen, so schwingt sie mit dessen Frequenz hin und her und bewegt dadurch die Membran. Diese Schwingspule ist in der Ruhelage vollkommen entspannt, es wirken keine einseitigen Kräfte oder Vorspannungen auf sie ein. Ein solches Lautsprechersystem folgt daher getreu den beiden Halbwellen des Wechselstromes und gibt Sprache und Musik verzerrungsfrei wieder.

Ein entsprechend bemessenes System strahlt ein breites Frequenzband mit annähernd gleichmäßigem Schalldruck ab. Man kann aber auch mit großen, weich aufgehängten Membranen tiefe Töne bevorzugt abstrahlen oder kleine dynamische Lautsprecher mit sehr leichten Schwingsystemen als Hochtonlautsprecher ausbilden.

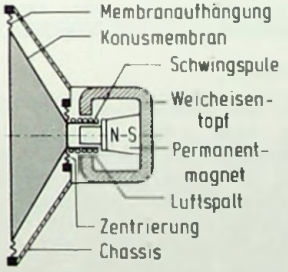


Bild 11.11 Schnitt durch einen dynamischen Lautsprecher

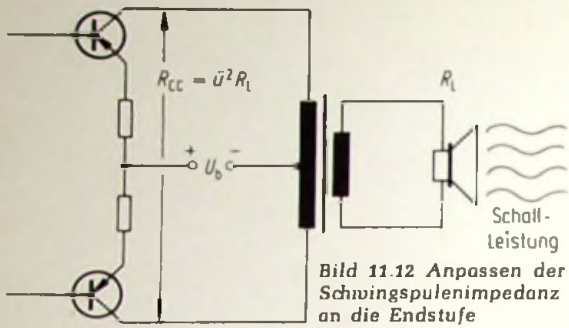


Bild 11.12 Anpassen der Schwingspulenimpedanz an die Endstufe

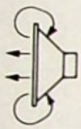


Bild 11.13 Akustischer Kurzschluß eines frei strahlenden Lautsprechers

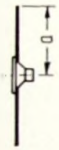


Bild 11.14 Ebene Schallwand

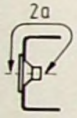


Bild 11.15 Hinten offenes Gehäuse



Bild 11.16 Geschlossenes Gehäuse

Bild 11.12 Schwingspulenimpedanz

Der Lautsprecher als elektroakustischer Wandler formt elektrische Leistung in Schalleistung um. Außerdem erwärmt sich die Kupferwicklung der Schwingspule. Der Lautsprecher verbraucht also Wirkleistung. Die Schwingspule stellt demnach keine Induktivität, sondern einen reellen Belastungswiderstand für die Endstufe dar. Eine Faustformel besagt, daß diese Lautsprecherimpedanz R_L ungefähr 25 % größer als der Gleichstromwiderstand R der Schwingspule ist.

$$R_L \approx 1{,}25\ R$$

Besitzt also die Schwingspule 4 Ω Gleichstromwiderstand, dann rechnet man $R_L = 5\ \Omega$. Lautsprecherröhren mit den hohen Innenwiderständen um 5000 Ω benötigen Ausgangsübertrager mit ziemlich großen Übersetzungsverhältnissen. Bei Transistorstufen sind die Werte niedriger. So erfordert eine Endstufe mit 2× AD 148 im Gegentakt bei einem dynamischen Innenwiderstand $R_{CC} = 20\ \Omega$ von Kollektor zu Kollektor ein Übersetzungsverhältnis von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{CC}}{R_L}} = \sqrt{\frac{20}{5}} = 2 \quad \text{(vgl. Bild 3.43)}$$

Für übertragerlose Endstufen nach Bild 8.65 bis 8.68 werden Lautsprecher mit Impedanzwerten bis zu 20 Ω gefertigt. Die Anpassungswerte sind im übrigen nicht sehr kritisch, besonders wenn eine Spannungsgegenkopplung vorhanden ist, denn diese verringert den Innenwiderstand des Verstärkers und macht ihn von äußeren Belastungen unabhängig. Abweichungen bis zu 50 % gegenüber dem Sollwert sind deshalb gehörmäßig kaum festzustellen. Man vergleiche dazu die Kurve für Leistungsanpassung in Bild 2.17.

Bild 11.13 bis 11.16 Lautsprechergehäuse

Eine frei im Raum arbeitende Lautsprechermembran klingt dünn, tiefe Töne werden ungenügend wiedergegeben. Dies hat folgenden Grund: Bewegt sich die Membran während einer Halbwelle nach vorn, dann wird dort Luft weggedrückt, aber über den Membranrand hinweg auf der Rückseite sofort wieder angesaugt. Die Membran kann daher weiter entfernt liegende Luftteile gar nicht anstoßen (Bild 11.13). Man bezeichnet dies als *akustischen Kurzschluß*. Für hohe Frequenzen tritt diese Wirkung nicht auf. Für sie bietet die Wegstrecke um den Rand des Lautsprechers herum einen größeren Widerstand als für tiefe Frequenzen. Um den akustischen Kurzschluß für tiefe Töne zu verhindern, bestehen folgende Möglichkeiten:

1. Die *ebene Schallwand*, Bild 11.14. Sie versperrt den tiefen Tönen den kurzen Weg zur Rückseite der Membran. Die Entfernung a gibt dabei ein Maß für die Grenzfrequenz, bis zu der ein Kurzschluß verhindert wird. Für $a = 1$ m liegt diese Frequenz bei etwa 80 Hz. Noch tiefere Töne werden bereits wieder benachteiligt. Man benötigt also ziemlich große Schallwände.

2. Ein *hinten offenes Gehäuse*, Bild 11.15. Es stellt eine nach hinten herum gebogene Schallwand dar. Der Weg $2a$ von der Vorderseite zur Rückseite der Membran oder das Volumen des Gehäuses bestimmen hierbei die Grenzfrequenz.

3. Ein *schalldicht geschlossenes Gehäuse*, Bild 11.16. Es vermeidet den akustischen Kurzschluß vollständig, jedoch ist ein großes Volumen erforderlich, weil andernfalls die eingeschlossene Luftmenge zuwenig nachgibt und die Membranbewegung hemmt. Dadurch werden vorwiegend die tiefen Töne beeinträchtigt. Trotzdem wird diese Form bevorzugt. Man macht sogar die Gehäuse recht klein, um sie besser in der Wohnung unterbringen zu können. Das Innere wird mit schallschluckendem Material gefüllt, um den rückwärtigen Schall „totlaufen" zu lassen. Die Mem-

bran arbeitet dadurch nach hinten auf einen akustischen Widerstand. Man benötigt deshalb für solche kleinen geschlossenen Lautsprecherboxen viel mehr Musikleistung als für große Gehäuse.

Diese höhere Ausgangsleistung läßt sich jedoch mit den heutigen Leistungstransistoren leicht erreichen. Mit Endröhren wäre der Aufwand wesentlich größer. Trotzdem lohnt es sich, Versuche mit großen, rückseitig nicht gedämpften Lautsprechergehäusen oder mit großen Schallwänden durchzuführen. Selbst Fachleute sind dann manchmal erstaunt, wie man mit vielleicht 0,5 W Leistung aus einem Reiseempfänger oder einem Batterieplattenspieler einen großen Raum lautstark beschallen kann.

In neuzeitlichen Hifi-Lautsprecherboxen werden zwei bis drei Lautsprechersysteme für verschiedene Frequenzbereiche untergebracht, um das gesamte Tonfrequenzspektrum gleichmäßig gut wiederzugeben. Das elektrische Frequenzband wird durch Weichen auf die einzelnen Systeme aufgeteilt. Dies wurde bereits in Bild 4.32 behandelt.

Bild 11.17 Magnetischer Kopfhörer

Das älteste, aber heute noch benutzte akustische Wiedergabegerät ist der vom Telefon bekannte Kopfhörer. In einer Schutzkapsel sitzt ein kleiner Stahlmagnet, auf dessen Polen zwei Spulen mit Weicheisenkernen angebracht sind. Davor befindet sich in geringem Abstand eine dünne eiserne Membran. Durch den Magneten wird sie etwas angezogen und durchgebogen. Fließen Sprachwechselströme durch die Spule, so wird der Magnetismus des Eisenkernes entsprechend der Stromrichtung gestärkt oder geschwächt, die Membran also angezogen oder abgestoßen. Sie führt hin- und hergehende Bewegungen aus, die auf die Luft übertragen und als Ton hörbar werden. Zur bequemen Handhabung verbindet man zwei Fernhörermuscheln durch einen Bügel zu einem Kopfhörer. Fernhörer sind sehr empfindlich, so daß sie in Sendernähe mit einfachen Empfängern unmittelbar durch die Sendeenergie betrieben werden können. Für hochwertige Widergabe, z. B. zum Abhören von Schallplatten bei einer Phonobar oder für Hörhilfen, werden Kopfhörer mit elektrodynamischen Systemen gebaut. Rechte und linke Muschel werden dabei über getrennte Leitungen an den Rechts- bzw. Linkskanal des Stereoverstärkers geführt. Mit guten elektrodynamischen Systemen ergibt sich dabei eine ungewöhnlich gute Wiedergabequalität mit dem zusätzlichen Vorteil, daß andere Personen nicht durch Lautsprecherschall belästigt werden.

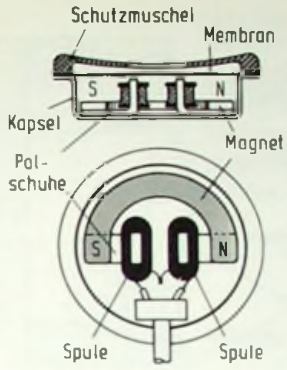


Bild 11.17 Magnetisches Kopfhörersystem

Literatur

[1] *Klinger:* Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi. RPB Nr. 105, Franzis-Verlag, München.

[2] *Kluth:* Das Sinfonieorchester in der „Seifenkiste". Funkschau 1971, H. 5, S. 398.

[3] *Roske:* Die Konstruktion von Lautsprechern. Funk-Technik 1969, H. 3, S. 83; H. 4, S. 127; H. 5, S. 173; H. 6, S. 211; H. 7, S. 249.

[4] *Williges:* Lautsprecher-Taschenbuch. Herausgeber: Isophon-Werke GmbH, Berlin-Tempelhof.

Schallaufnehmer

Bild 11.21 Dynamisches Mikrofon

Das dynamische oder Tauchspulenmikrofon ist die Umkehrung des dynamischen Lautsprechers. Es besteht aus einer kleinen steifen Membran, die gleichzeitig als Zentrierung wirkt. Sie ist mit einer freischwingenden Spule verbunden, die in das ringförmige Kraftfeld eines starken Topfmagneten eintaucht. Schallwellen setzen diese Tauchspule in Bewegung. Da diese Bewegung in einem Magnetfeld stattfindet, entsteht in der Spule eine elektrische Wechselspannung. Sie ist ein Abbild der Schallwellen und wird in einem Verstärker auf die gewünschte Leistung verstärkt. Durch geeignete Konstruktion lassen sich solche Mikrofone innerhalb des Tonfrequenzbereiches

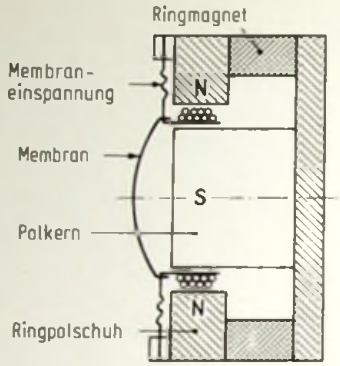


Bild 11.21 Dynamisches Mikrofon

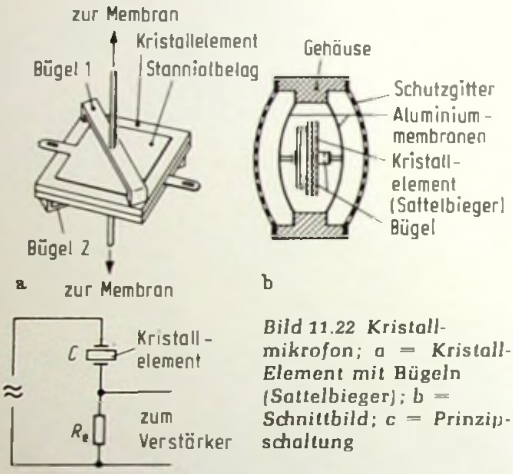


Bild 11.22 Kristallmikrofon; a = Kristall-Element mit Bügeln (Sattelbieger); b = Schnittbild; c = Prinzipschaltung

ziemlich gleichmäßig empfindlich machen. Qualitäts-Tauchspulmikrofone sind daher für hochwertige Musikaufnahmen geeignet. Einfachere Ausführungen stellen gute Gebrauchsmikrofone für Diktier- und Heimtonbandgeräte dar. Dynamische Mikrofone sind mechanisch recht widerstandsfähig. Die Tauchspule besitzt einen niedrigen Impedanzwert. Ihre Zuleitungen sind daher unempfindlich gegenüber kapazitiv oder induktiv eingekoppelten Störungen, denn die winzigen Ströme können an dem niedrigen Tauchspulenwiderstand keine spürbare Störspannung verursachen. Man kann daher unabgeschirmte oder längere Zuleitungen für ein solches Mikrofon verwenden.

Bild 11.22 Kristallmikrofon

Kristallmikrofone sind vielfach nach Bild 11.22a mit einem *Sattelbieger* aufgebaut. Dieses etwa quadratische Kristallelement besteht aus zwei aufeinandergekitteten Kristallplättchen. Sie sind so geschaltet, daß sich die größte Spannung ergibt, wenn zwei diagonalliegende Ecken nach unten und die beiden anderen nach oben gebogen werden. An je zwei der Ecken sind deshalb Bügel angebracht und mit einer Membran verbunden (Bild 11.22b). Auf diese Weise ergibt sich ein Mikrofon, das in zwei gegenüberliegenden Richtungen die größte Empfindlichkeit besitzt (Achter-Charakteristik).

Kristallmikrofone liefern bei einfachem Aufbau hohe Spannungen. Für einen geringen Preis erhält man daher bereits Kristallmikrofone, die sich gut für Sprechanlagen und Sprachübertragungen eignen. Hochwertige Ausführungen geben auch breite Frequenzbänder gleichmäßig wieder und eignen sich daher auch für Studiozwecke. Ein Kristallmikrofon besitzt eine Eigenkapazität von einigen hundert Pikofarad. Die Mikrofonzuleitungen sollen daher nicht allzu lang sein und müssen abgeschirmt werden. Ferner soll der Eingangswiderstand R_e der zugehörigen Verstärkerstufe mindestens 1 MΩ betragen, sonst bilden Mikrofonkapazität und Widerstand einen Hochpaß (Bild 11.22c) und benachteiligen tiefe Frequenzen.

Bild 11.23 Kondensatormikrofon

Ein Kondensatormikrofon besteht im Prinzip nach Bild 11.23a aus einer durch einen Spannring sehr straff gespannten, leitenden dünnen Membran und einer gut isolierten starren Gegenelektrode.

Treffen Schallschwingungen auf die Membran, so vibriert sie mit der gleichen Frequenz, und im gleichen Rhythmus ändern sich der Plattenabstand des Kondensators und seine Kapazität. Die feststehende Elektrode ist durchlocht, damit die eingeschlossene Luftmenge leichter hin- und herströmen kann. Auch läßt sich durch geeignete Anordnung der Löcher die Frequenzkurve verbessern. Bei der Niederfrequenzschaltung Bild 11.23b sind eine Gleichspannungsquelle von 50...150 V und ein Widerstand R von 30...100 MΩ erforderlich. Kapazitätsänderungen der Mikrofonkapsel beim Aufsprechen ändern den Ladestrom. Der dadurch am Widerstand R erzeugte Spannungsabfall wird dem hochohmigen Vorverstärker zugeführt. Hierfür eignet sich ein Feldeffekttransistor in der Eingangsstufe. Diese Vorstufe muß wegen der hochohmigen Widerstände und um schädliche Leitungskapazitäten zu vermeiden, unmittelbar in das Mikrofongehäuse eingebaut werden.

Bei der Hf-Schaltung Bild 11.23c werden die beim Besprechen des Mikrofons auftretenden Kapazitätsänderungen in den Schwingkreis eines Hf-Oszillators hineintransformiert. Dadurch ver-

stimmt sich dessen Frequenz im Rhythmus der Tonfrequenzschwingungen. Er stellt also einen frequenzmodulierten Sender dar. Die Schwingungen werden jedoch sofort in einem ebenfalls angekoppelten FM-Demodulator demoduliert. Hinter dem RC-Siebglied zum Abfiltern der Hochfrequenzreste stehen dann die Tonfrequenzspannungen zur Verfügung.

Hochfrequenz-Kondensatormikrofone haben gegenüber der Nf-Ausführung den Vorteil, daß die gesamte Anordnung niederohmig ist und daß keine hohen Betriebsgleichspannungen benötigt werden.

Kondensatormikrofone lassen sich für den gesamten Tonfrequenzbereich mit vollständig gleicher Empfindlichkeit bauen und sind sehr verzerrungsfrei. Sie werden deshalb für hochwertige Studioaufnahmen und für Meßzwecke bevorzugt. Aufwand und Preis sind infolge der erforderlichen Präzision höher als bei anderen Mikrofonarten.

In neuerer Zeit gelang es, die bei Niederfrequenz-Kondensatormikrofonen erforderliche Polarisationsspannung (in Bild 11.23b mit 50...150 V angegeben) als stationäre Ladung in einer Kunststoff-Mikrofonmembran zu speichern. Dieses permanente elektrostatische Feld entspricht dem Permanentmagnetismus bei Stahl- oder Ferritmagneten. Man bezeichnet diesen Effekt in Anlehnung an das Wort Magnet als *Elektret*. Derartige Elektret-Kondensatormikrofone kamen 1971 erstmals in japanischen Kassetten-Tonbandgeräten auf den Markt [6].

Richtwerte für Mikrofone

Dynamisches Mikrofon, niederohmig

Innenwiderstand	5...200 Ω
Empfindlichkeit	0,05...0,5 mV/µbar [1])
maximale Leitungslänge	200 m

Dynamisches Mikrofon, hochohmig mit eingebautem Übertrager

Innenwiderstand	5...100 kΩ
Empfindlichkeit	1...10 mV/µbar
maximale Leitungslänge	5 m

Kondensatormikrofon

Innenwiderstand	100...200 pF
Empfindlichkeit	0,5...5 mV/µbar
maximale Leitungslänge	wenige Zentimeter bis zum Vorverstärker, dahinter sind je nach Innenwiderstand längere Leitungen möglich

1 µbar ist ein Maß für den Schalldruck. Ein Sprecher mit normaler Stimme erzeugt in 1 m Abstand einen Schalldruck von etwa 1 µbar, ein kleines Orchester in 5 m Abstand einen Schalldruck von 8...10 µbar.

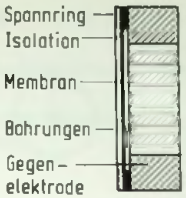


Bild 11.23a Schnitt durch die Kapsel eines Kondensatormikrofons

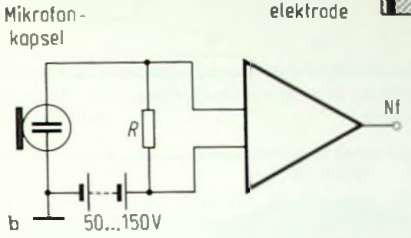


Bild 11.23b Kondensatormikrofon in Niederfrequenzschaltung

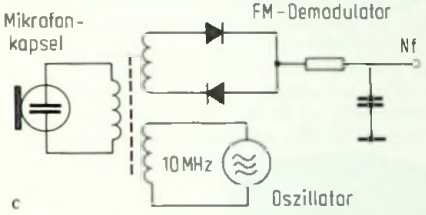


Bild 11.23c Hochfrequenzschaltung eines Kondensatormikrofons

Kristallmikrofon

Innenwiderstand	100 kΩ bei 1 kHz
Empfindlichkeit	2 mV/µbar
maximale Leitungslänge	20 m

Bild 11.24 Richtwirkung von Mikrofonen

Durch bestimmte mechanische Ausbildung eines Mikrofons läßt sich eine gleichmäßige Empfindlichkeit nach allen Seiten oder eine bevorzugte Empfindlichkeit in bestimmter Richtung erzielen. Man unterscheidet:

Kreisförmige Richtkennlinien nach Bild 11.24a. Solche Mikrofone eignen sich zum Aufnehmen großer Klangkörper oder von Gesprächen um einen runden Tisch.

Nierenförmige Kennlinien der Nierenmikrofone. Bei ihnen ist gemäß Bild 11.24b die Empfindlichkeit in einer Richtung am größten. Nierenmikrofone werden bevorzugt für Redneranlagen und für Bühnenzwecke verwendet, ferner als Diktiermikrofone, weil bei ihnen rückwärtiger Störschall aus dem Zuschauerraum oder von sonstigen Geräuschquellen unterdrückt wird.

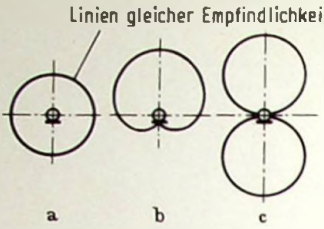


Bild 11.24 Mikrofon-Kennlinien; a = kreisförmige Kennlinie; b = Nierenmikrofon; c = Achtermikrofon

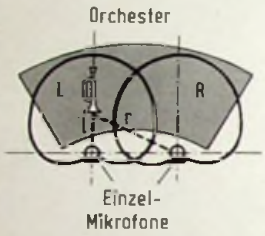


Bild 11.25 Anordnung von zwei Einzelmikrofonen für Stereo-Aufnahmen nach dem Rechts-Linksverfahren

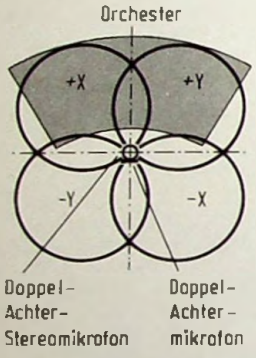


Bild 11.26 Stereo-Aufnahme nach dem XY-Verfahren

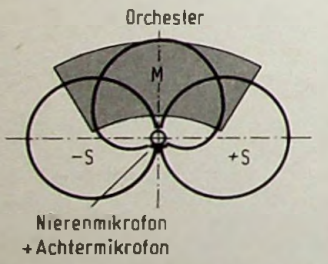


Bild 11.27 Stereo-Aufnahme nach dem MS-Verfahren

Achterförmige Kennlinien der *Achtermikrofone* nach Bild 11.24c Sie besitzen zwei gegenüberliegende Zonen größter Empfindlichkeit und eignen sich beispielsweise für Wechselgespräche, bei denen die beiden Partner einander gegenüberstehen, aber seitlicher Störschall unterdrückt werden soll. Mikrofone mit Achterkennlinie spielen aber auch eine wichtige Rolle in der Stereo-Aufnahmetechnik, die nachstehend kurz behandelt wird.

Bild 11.25 bis 11.27 Stereo-Mikrofone

Bei der stereofonischen Wiedergabe soll die räumliche Anordnung der Schallquellen zu erkennen sein. Man nimmt daher mit zwei Mikrofonen auf, verstärkt in getrennten Verstärkerkanälen und gibt mit zwei Lautsprechern wieder, die in einem bestimmten Abstand voneinander aufgestellt sind. Damit stereofonische Darbietungen auch auf einkanaligen Anlagen gut klingen, müssen sie *kompatibel*, d. h. *vereinbar* sein.

Die sinnfälligste Stereo-Aufnahmeanordnung ist die nach Bild 11.25, eine Rechts/Links-Übertragung mit zwei getrennt aufgestellten Mikrofonen. Solche Aufnahmen sind jedoch nicht kompatibel. Sie würden einkanalig wiedergegeben schlecht klingen, weil z. B. ein dicht beim linken Mikrofon befindliches Instrument vom rechten Mikrofon später gehört wird. Man ordnet daher nach Bild 11.26 zwei Achtermikrofone mit Richtwirkung unmittelbar übereinander an. Die Laufzeiten von den verschiedenen Schallquellen zu dieser Mikrofonanordnung sind dann stets gleich. Man addiert nun im nachfolgenden Verstärker elektrisch die zu den Richtungen $\pm X$ und $\pm Y$ gehörenden Spannungen und erhält in den beiden Verstärkerkanälen Spannungswerte, die den Schalldrücken $X + Y$ und $X - Y$ entsprechen. Das Signal $X + Y$ erfaßt den gesamten Klangkörper und eignet sich daher auch für die einkanalige Wiedergabe.

Bei dem meistangewendeten Verfahren nach Bild 11.27 arbeitet man ebenfalls mit zwei übereinander angeordneten Mikrofonen. Das eine hat Nierencharakteristik und nimmt symmetrisch den Mittelschall auf, das andere Mikrofon mit Achterkennlinie bevorzugt den Schall der beiden Seiten $-S$ und $+S$. Zur stereofonen Wiedergabe bildet man ebenfalls elektrisch die Summe und die Differenz der Spannungen, also $M + S$ und $M - S$. Durch Zusammenführen dieser Spannungsanteile in einem einkanaligen Wiedergabegerät heben sich $+S$ und $-S$ heraus, und man erhält die Spannung $2M$, die dem Gesamteindruck der Schallquelle entspricht. Dieses *MS-Verfahren* ist also voll kompatibel und wird deshalb in der Schallplattentechnik angewendet.

Literatur

[1] Bürck: Grundlagen der praktischen Elektroakustik, S. 58. Elektro-Verlag W. Sachon KG.

[2] Griese: Die Schaltungstechnik transistorisierter Kondensatormikrofone. Radio-Mentor 1963, H. 6, S. 524.

[3] Griese: Die Entwicklung der dynamischen Mikrofone in den letzten 25 Jahren. Funk-Technik 1970, H. 11, S. 413.

[4] Hirsch: Kondensatormikrofone in Hochfrequenz-Schaltung. Funkschau 1966, H. 17, S. 547.

[5] Kühne: Mikrofone. RPB Nr. 11/12, Franzis-Verlag, München.

[6] Kühne: Elektret-Kondensatormikrofone. Funkschau 1969, H. 10, S. 316.

[7] F. K.: Mit dem „Wackelkontakt" fing es an . . . Funkschau 1971, H. 5, S. 380.

Schallspeicherverfahren

Neben der direkten Übertragung Mikrofon – Sender – Empfänger – Lautsprecher gehören die scherzhaft *Schallkonserven* genannten Schallspeicherverfahren zur Elektroakustik. Praktisch durchgebildet und angewandt sind zwei Arten: mechanische Schallspeicherverfahren = *Schallplatte*, magnetische Schallspeicherverfahren = *Tonband*.

Bei Schallplatten wird eine spiralige vom Rand nach innen verlaufende Rille in das Trägermaterial eingepreßt. Die wellenförmigen Auslenkungen dieser Rille entsprechen den aufgespielten Tonfrequenzschwingungen. Folgen die Schlangenlinien sehr eng aufeinander, so bedeutet das eine hohe Frequenz, gehen die Auslenkungen sehr in die Breite oder in die Tiefe, so bedeutet dies große Amplituden, also große Lautstärke.

Bei Stereo-Schallplatten sind die beiden Informationen so eingeprägt, daß die Rechtsinformation auf der einen Rillenflanke und die Linksinformation auf der anderen Rillenflanke zu liegen kommt. Der Abtaststift erfährt dadurch zwei unter 90° liegende seitliche Bewegungen. Sie werden auf zwei ebenfalls im Winkel von 90° gekreuzte Signalwandler übertragen und ergeben die elektrischen Rechts- und Linkssignale.

1971 wurden Schallplattensysteme für vierkanalige Wiedergabe (Quadrofonie) vorgestellt. Hierbei sind vier Toninformationen in der gleichen Rille untergebracht. Um sie in die vier elektrischen Kanäle umzusetzen, ist ein besonderer Decoder erforderlich. Diese Schallplatten können aber auch mit normalen Mono- oder Stereo-Anlagen wiedergegeben werden. Dabei entfallen dann die Quadrofonie-Effekte.

Derzeit sind zwei Umdrehungszahlen bei Schallplatten vorherrschend, 45 U/min für Platten mit 17 cm Durchmesser, enthaltend ein bis zwei Musikstücke auf einer Plattenseite, und 33⅓ U/min für Platten mit 25 und 30 cm Durchmesser. Sie enthalten mehrere Stücke, oft als *Spuren* bezeichnet, oder längere Musikwerke.

Literatur

[1] Bergtold: Moderne Schallplattentechnik. RPB Nr. 63/65, Franzis-Verlag, München.

[2] Plogstedt: Probleme moderner Schallplattenwiedergabe. Radio-Mentor 1969, H. 9, S. 621; H. 10, S. 697; H. 11, S. 777.

[3] C. R.: Quadrofonie-Schallplatten, Radio-Mentor 1970, H. 12, S. 854.

[4] Moderne Schallplatten-Wiedergabetechnik. Druckschrift der Firma Dual Gebrüder Steidinger, St. Georgen.

[5] Prinzip und Norm der Stereo-Schallplatte. Telefunken-Laborbuch, Band 2, S. 101.

Tonabnehmer

Bild 11.31 Dynamischer Tonabnehmer

Beim dynamischen Prinzip – Bewegung einer Spule im Magnetfeld – wird die Spannung um so größer, je schneller die Bewegung ist. Ganz klar ist dies beim Fahrraddynamo: beim langsamen Drehen brennt das Lämpchen dunkelrot, beim schnellen Fahren hellweiß.

Bei dem im Bild dargestellten dynamischen Tonabnehmer für einkanalige Schallplatten sitzt in der Verlängerung der Abtastspitze ein Eisenanker. Er bewegt sich zwischen den Polschuhen des Permanentmagneten und ändert damit den Magnetfluß. Diese Änderung bewirkt eine Spannung in der Spulenwicklung, denn es kommt auf das gleiche heraus, ob man eine Spule einem Magneten nähert oder bei feststehender Spule das Magnetfeld anwachsen läßt. Wie beim Fahrraddynamo, so ergeben sich auch hier größere Ströme, je schneller die Bewegung bzw. die Feld-

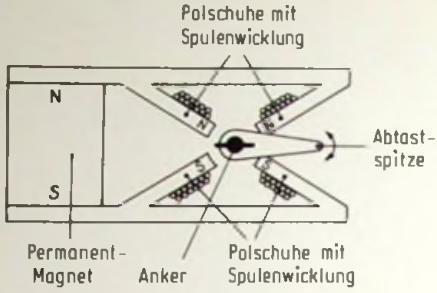


Bild 11.31 Vierpoliges magnetisches Tonabnehmersystem

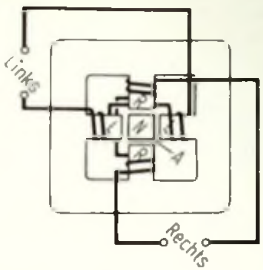


Bild 11.32 Prinzip des dynamischen Stereo-Tonabnehmers

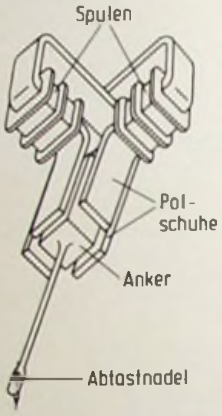


Bild 11.33 Aufbauschema eines Stereo-Tonabnehmers

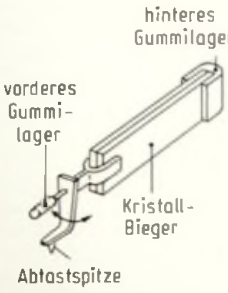


Bild 11.34 Einfacher Kristalltonabnehmer

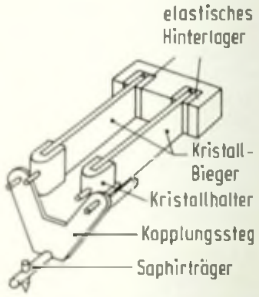


Bild 11.35 Stereo-Kristalltonabnehmer

änderung ist. Dynamische Tonabnehmer sprechen also auf die *Schnelle* der Bewegung des Abtaststiftes an, d. h., hohe Frequenzen geben bei gleicher Auslenkung eine größere Spannung.

Der Anker dieses Systems führt nur Bewegungen um eine Achse aus und ergibt stets eine einkanalige Wiedergabe. Derartige Tonabnehmer wurden vor dem Aufkommen der Stereo-Schallplatten für hochwertige Plattenspieler verwendet.

Bild 11.32 und 11.33 Dynamischer Stereo-Tonabnehmer

Beim Stereo-Tonabnehmer sind zwei dynamische Systeme um 90° gekreuzt und um 45° gegen die Plattenoberfläche geneigt anzuordnen. Bild 11.32 zeigt das Prinzip. Der Anker A sei der Nordpol, die ihm zugewandten Pole der Spulenkerne sind Südpole des hinter der Zeichenebene geschlossenen Systems. Das vierpolige Magnetsystem besitzt zwei getrennte Spulenwicklungen für den linken und den rechten Kanal. Der Abtaststift ist mit dem Anker A verbunden. Wird nur der linke Kanal ausgesteuert, dann schwingt der Anker in der Richtung L – L und erzeugt in der zugehörigen Spulenwicklung die entsprechende Tonfrequenzspannung. In der anderen Richtung wirkt sich diese Bewegung nicht aus, die Wicklung bleibt stromlos.

Umgekehrt sind die Verhältnisse beim Besprechen nur des rechten Kanals. Bei einer Stereorille ergeben sich dann aus der Kombination beider Bewegungen die jeweiligen Informationen. Bild 11.33 zeigt schematisch den Aufbau eines solchen Tonabtasters.

Bild 11.34 und 11.35 Kristalltonabnehmer

Ein einkanaliger Kristalltonabnehmer ist in Bild 11.34 im Prinzip dargestellt. Das längliche Kristall-Biegeelement ist hinten in einem Gummilager eingespannt. Vorn ist die Abtastspitze so befestigt, daß bei seitlicher Bewegung in den Schallrillen das Kristallelement um seine Längsachse verdreht wird. Dadurch entstehen die elektrischen Spannungen auf den Belegungen. Auch diese einkanaligen Tonabnehmer sind nur noch für einfache Plattenspieler in leichten Reise-Phonokoffern im Gebrauch. Heimgeräte arbeiten

heute durchweg mit Stereo-Tonköpfen. Ihre Arbeitsweise geht aus Bild 11.35 hervor. Zwei Biege-Kristallelemente sind über einen Kopplungssteg miteinander verbunden. Die beiden Arme dieses Kopplungssteges greifen an der Stelle an, in der in Bild 11.34 die Tastspitze sitzt. Der Kopplungssteg ist so ausgebildet, daß bei den Bewegungen aus der linken bzw. der rechten Spur der Schallrille jeweils nur das entsprechende Kristall-Biegeelement verdreht wird.

Stereo-Tonabnehmer eignen sich ohne Umschalten oder Ändern zum Wiedergeben einkanaliger Schallplatten, die nur in Seitenschrift geschnitten sind. Jedes Einzelsystem des Stereo-Abtasters nimmt sich daraus eine Seitenkomponente heraus. Durch Zusammenschalten der beiden Kanäle ergeben sich dann die Informationen X + Y (vgl. Bild 11.26) oder 2 M (vgl. Bild 11.27).

Magnetband als Schallspeicher

Bild 11.41 Aufzeichnungsprinzip

Das Magnetband oder Tonband besteht aus dem filmartigen Trägermaterial und der magnetisierbaren Schicht. Zum Aufzeichnen wird das Band an einem *Sprechkopf* mit gleichmäßiger Geschwindigkeit vorbeigezogen. Der Sprechkopf ist ein ringförmiger Eisenkern mit einem feinen *Luftspalt*, der in Wirklichkeit mit nichtmagnetischem Material gefüllt ist. Die Spulenwicklung auf dem Kern wird von den aufzuzeichnenden Tonfrequenzströmen durchflossen. Am Luftspalt entstehen dann magnetische Wechselfelder. Sie prägen in das vorbeilaufende Magnetband wechselnde magnetische Markierungen ein.

Beim Abspielen wird das Band an einem ähnlich aufgebauten Hörkopf oder dem gleichen Kopf *(Kombikopf)* vorbeigeführt. Nach dem dynamischen Prinzip bewegt sich nun also ein Magnetfeld (im Band gespeichert) in einem Spulenfeld (dem Luftspalt des Kopfes). In der zugehörigen Spulenwicklung werden daher Wechselspannungen erzeugt, die verstärkt die gleiche Tonfolge wiedergeben, die auf das Band aufgesprochen wurde.

Vor dem Aufsprechen müssen vorhergehende Aufzeichnungen auf dem Band gelöscht werden. Dazu dient der *Löschkopf*. Er ist ähnlich dem Hörkopf ausgebildet, jedoch ist der Luftspalt breiter. Durch die Kopfwicklung fließt ein Hf-Strom mit der Frequenz von etwa 30...60 kHz, er magnetisiert das Band vom Luftspalt aus kräftig in beiden Richtungen. In weiterer Entfernung vom Spalt werden die Hf-Amplituden allmählich schwächer, und das Band läuft unmagnetisch auf den Sprechkopf zu.

Hier ist eine weitere Maßnahme vorgesehen, um die Qualität der Aufzeichnung zu verbessern. Die Sprechkopfwicklung erhält von dem Löschfrequenz-Oszillator zusätzlich einen Anteil der Hf-Spannung. Er rüttelt gewissermaßen die Magnetteilchen des Bandes nochmals leicht durch, so daß die gewünschte Tonfrequenz nun sauber und rauschfrei aufgezeichnet wird. Dieser Vorgang wird als *Hf-Vormagnetisierung* bezeichnet.

Zum Abspielen werden Löschkopf und Vormagnetisierung abgeschaltet, und nur der Hör- bzw. Kombikopf nimmt die Magnetspur auf.

Bild 11.42 und 11.43 Der Tonbandkopf und seine Schaltung

Man spricht zwar vom Ringkopf, aber der Eisenkern von Tonbandköpfen hat meist nach Bild 11.42 eine ungefähr rechteckige Form. Der Kern muß aus hochwertigem Dynamoblech oder aus Ferrit bestehen und sehr verschleißfest sein, denn er darf durch das vorbeilaufende Tonband nicht abgeschliffen werden. Als Spalteinlage dient eine Folie aus hartem Berylliumkupfer oder Glimmer. Um bei langsamen Bandgeschwindigkeiten hohe Frequenzen noch gut aufzuzeichnen, muß der Spalt schmaler sein als die sich ergebende Wellenlänge der höchsten aufzuzeichnenden Frequenz. Hier gilt nämlich die gleiche Formel wie in Bild 2.64:

$$\text{Wellenlänge} = \frac{\text{Geschwindigkeit}}{\text{Frequenz}}\,;\ \lambda = \frac{c}{f}$$

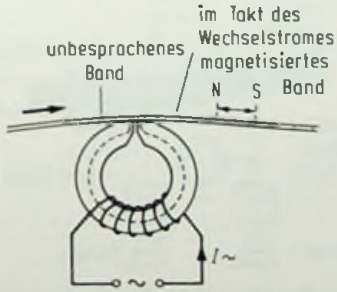


Bild 11.41 Prinzip der Tonbandaufzeichnung

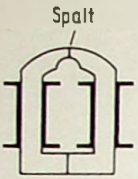


Bild 11.42 Tonbandkopf mit Luftspalt im Eisenkern

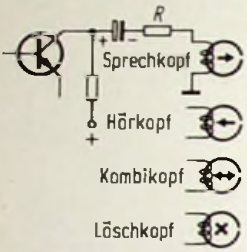


Bild 11.43 Schaltsymbole für Tonbandköpfe. Um die Zuordnung der Wicklung zum Eisenkern besser zu erkennen, verläuft hier der Eisenkern durch das Innere der Wicklung. Normalerweise zeichnet man die Wicklung neben den Eisenkern

Bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/sec und wenn $f = 16\,000$ Hz als höchste Übertragungsfrequenz verlangt wird, gilt:

$$\lambda = \frac{95\,000}{16\,000} = 6\,\mu = 6/1000 \text{ mm}$$

Das erfordert eine Spaltbreite von 3 µ und weniger, damit die beiden Halbwellen der Wechselspannung leidlich aufgezeichnet werden können. Ein so feiner Spalt ist mit bloßem Auge nicht mehr sichtbar, und er verlangt eine äußerst präzise mechanische Fertigung. So darf er nicht im mindesten schief stehen, denn sonst überschneiden sich die Halbwellen bei hohen Frequenzen und gehen verloren. Da die vom Band abgetasteten Magnetfelder außerordentlich klein sind, muß jede Einstreuung von fremden Störfeldern vermieden werden. Eine 50-Hz-Spannung aus dem Lichtnetz, die auf das Band oder den Kopf einwirkt, kann verheerende Folgen haben. Die Magnettonköpfe sind deshalb äußerst sorgfältig abgeschirmt.

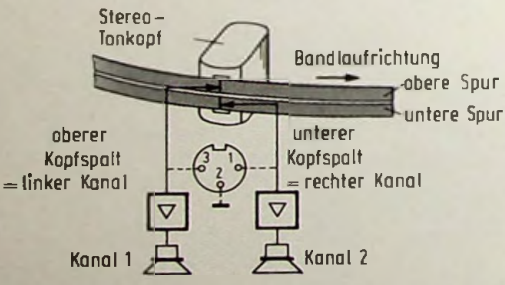


Bild 11.44 Zuordnung der Kanäle beim Halbspur-Stereoverfahren

Die Kopfspule wirkt als induktiver Widerstand. Schließt man sie beim Aufsprechen einfach an den Ausgang eines Verstärkers an, dann würde bei hohen Frequenzen infolge des großen induktiven Widerstandes nur ein kleiner Strom fließen und das Band zuwenig magnetisieren. Gerade bei hohen Frequenzen möchte man aber stärker magnetisieren, weil sie ohnehin durch die Breite des Spaltes weniger gut aufgezeichnet werden. Man legt daher beim Aufsprechen mit der Kopfwicklung nach Bild 11.43 einen Widerstand R in Reihe. Der Strom in diesem Kreis wird dann überwiegend von dem ohmschen Widerstand bestimmt und ist über einen weiten Frequenzbereich konstant. Bei den Höhen läßt man ihn sogar durch zusätzliche Schaltmittel noch ansteigen, um die Verluste im Spalt auszugleichen.

Beim Abspielen tritt ein entgegengesetzter Effekt auf. Es gilt wieder das dynamische Prinzip: *Magnetfelder und Bewegung ergeben Spannungen* in der Spule. Langsame Magnetfeldänderungen ergeben geringere Spannungen. Dies trifft aber für tiefe Frequenzen zu. Bei ihnen ändert sich das Feld in dem vorbeilaufenden Band z. B. 80mal in der Sekunde, während es sich bei mittleren und hohen Frequenzen 800mal oder 8000mal je Sekunde ändert. Die langsameren Änderungen tiefer Töne ergeben bei der Wiedergabe weniger Spannung. Diesen Verlust muß man ebenfalls im Verstärker ausgleichen. Daher arbeiten Tonbandverstärker mit kräftiger Höhen- und Tiefenanhebung.

Bild 11.44 bis 11.46 Mehrspurverfahren

Der relativ hohe Preis für Tonbänder sowie Werbeargumente der Industrie führten zu mehrfacher Ausnutzung der Bandbreite. Der erste Schritt war das Halbspurverfahren. Hierbei wird der Tonkopf für die Breite des halben Bandes konstruiert und die Spur nur auf einer Hälfte aufgezeichnet. Dann dreht man das Band um und kann nun auf der anderen freien Hälfte eine zweite Spur aufschreiben. Man erhält die doppelte Spieldauer mit einer Tonbandspule. Dieses Verfahren kam der Stereotechnik zugute, man konnte nun die beiden Stereospuren mit einem Stereokopf nach Bild 11.44 nebeneinander auf dem Tonband unterbringen.

Um nochmals Band zu sparen, halbierte man die Halbspur wiederum und kam so zur Viertelspurtechnik. Hierbei können nach Bild 11.45 je-



Bild 11.45 Viertelspurverfahren

weils zwei Spuren zu einer Doppelspur für Stereobetrieb benutzt werden. Viertelspurmaschinen erhalten zwei in einem gemeinsamen Gehäuse zusammengefaßte Kombiköpfe nach Bild 11.46. Der obere Kopf spricht und hört die Spur 1 A aus Bild 11.45, der untere Kopf gehört zur Spur 2 A. Beide zusammen ergeben die Stereospur 1 A + 2 A. Dreht man das Band um, dann gilt das gleiche für die Spuren 1 B und 2 B.

Die bei der Viertelspurtechnik nur noch sehr geringen magnetischen Felder und die winzigen Köpfe stellen hohe Anforderungen an die mechanische Präzision und an brumm- und rauschfreie Verstärker.



Bild 11.46 „Kopfstockwerk" für Viertelspurgeräte

Literatur

[1] *Mühlstädt*: Ein Kurzlehrgang in Magnettontechnik. Funkschau 1970, H. 4, S. 105.

[2] *Nijsen*: Leitfaden für Tonbandfreunde. Philips Fachbücher, Hamburg.

[3] *Warnke*: Tonbandtechnik ohne Ballast. Franzis-Verlag, München.

[4] *Warnke*: Tonband-Taschenbuch: Herausgeber: Telefunken Aktiengesellschaft. Verlag G. Braun GmbH, Karlsruhe.

[5] *Warnke*: Magnetbandgeräte – Begriffserklärung und Klassen. Telefunken-Laborbuch, Band 2, S. 107.

12 Vom Einkreiser zum Superhetprinzip

Geradeausempfänger

Bild 12.01 Grundaufbau von Rundfunkempfängern

Heute wird allgemein für Rundfunkempfänger das bereits in Bild 1.05 kurz behandelte Prinzip des Überlagerungsempfanges angewendet. Man setzt die hochfrequente Senderfrequenz zunächst in eine niedrige Zwischenfrequenz um. Diese wird verstärkt, demoduliert und liefert dann die gewünschte Tonfrequenz. Dieser Umweg über die Zwischenfrequenz, der neben Vorteilen auch einige Schwierigkeiten bringt, stellt nicht die einzige Möglichkeit dar. Man kann auch die aufgenommene Hochfrequenzschwingung direkt oder über einen Hochfrequenzverstärker dem Demodulator zuführen. Sie wird also nicht zwischendurch in eine andere Frequenz umgewandelt.

Diese Schaltungen werden als *Geradeausempfänger* bezeichnet. Solche Geräte waren früher, als es noch keinen UKW-Rundfunk gab, für den AM-Empfang im Mittel- und Langwellenbereich weit verbreitet. Sie werden heute von der Industrie nicht mehr gebaut. Ihre Schaltungen eignen sich jedoch gut zur Einführung in die Technik größerer Geräte. Der einfachste Geradeausempfänger ist der einkreisige Detektorempfänger, wie er in Bild 10.18 erwähnt worden ist.

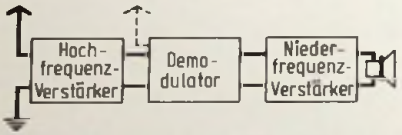


Bild 12.01 Gleichbleibende Frequenz der Hf-Schwingung bis zum Demodulator

Bild 12.02 Detektorempfänger mit Transistor-Nf-Verstärker

Ein Detektor mit einem zweistufigen Transistorverstärker liefert bereits mit einer Ferritantenne bei guten Empfangsverhältnissen ausreichende Kopfhörerlautstärke. Der Abstimmkreis ist für den MW-Bereich bemessen. Der Schwingkreiskondensator dient als kapazitiver Spannungsteiler, um eine Außenantenne zum Erhöhen der Reichweite anschließen zu können. Der Detektor liegt an einer Spulenanzapfung, damit der Schwingkreis nicht zu sehr bedämpft wird. Das Potentiometer dient zum Einstellen der Lautstärke. Stabilisierungsmittel für die Basisspannungen sind nicht vorgesehen. Die Basis des Transistors 1 ist lediglich über einen Elektrolytkondensator an den Detektorkreis angekoppelt. Die Basisspannung stellt sich dann auf ein mittleres Potential zwischen Emitter und Kollektor ein. Die so entstehende Vorspannung genügt für kleine Signalamplituden. Der zweite Transistor ist kapazitiv gekoppelt. Er erhält seine Basisvorspannung über einen 200-kΩ-Widerstand. Das Gerät wird aus einer Monozelle gespeist. Die Schaltung sei zu Studienzwecken zum Nachbau empfohlen [6].

Spulendaten: Ferroxcube-Antennenstab mit den Abmessungen 120 × 10, Typ FXC 4 B 1 (Valvo)

n 1 = 80 Wdg.
n 2 = 40 Wdg.
} 4 × 24 × 0,04 Hf-Litze auf Isolierzwischenlage um den Stab gewickelt

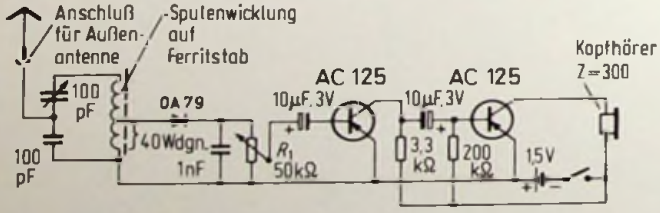


Bild 12.02 Detektorempfänger mit Nf-Verstärker

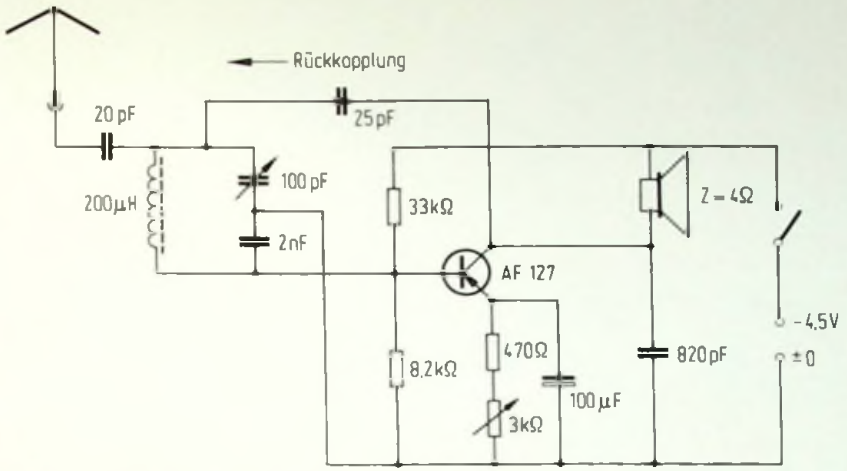


Bild 12.03 Rückkopplungsempfänger mit einem Transistor

Bild 12.03 Rückkopplungsempfänger für Mittelwelle

Bekanntlich stellt die Emitter-Basisstrecke eines Transistors eine Diode dar. Sie kann daher als AM-Demodulator dienen. Dies wurde bereits in der Schaltung des aktiven Transistordemodulators Bild 10.16 ausgenutzt. In der hier dargestellten Schaltung wird die am 2-nF-Kondensator des Schwingkreises abfallende Hf-Spannung der Basis-Emitterstrecke des Transistors zugeführt und gleichgerichtet. Die entstehende Nf-Spannung steuert den Kollektorstrom, wird also im gleichen Transistor verstärkt. Der 820-pF-Kondensator zwischen Emitter und Kollektor dient als Ladekondensator dieses aktiven AM-Demodulators und flacht die verbleibende Hf-Welligkeit ab. Ein Teil der Hf-Restspannung am Kollektor wird zur Entdämpfung über den 25-pF-Kondensator in den Eingangskreis rückgekoppelt, wie bei Bild 9.04 erläutert. Zum Einstellen des Rückkopplungsgrades dient der 3-kΩ-Widerstand in der Emitterleitung. Damit kann der Emitterstrom zwischen etwa 0,2 mA und 1,2 mA verändert werden. Auf diese Weise wird die Steilheit und damit die Verstärkung bis kurz vor den Schwingungseinsatz eingestellt, dann ergibt sich die größte Empfindlichkeit und Lautstärke.

Das Schaltungsprinzip des rückgekoppelten Einkreisers wurde in den ersten zwanzig Jahren der Rundfunktechnik in Millionen von Röhrenempfängern unter der Bezeichnung Rückkopplungsaudion angewendet. Die Bedienung einer solchen Rückkopplung ist heute kaum noch jemandem zuzumuten. Die Schaltung stellt jedoch ein interessantes Versuchsobjekt dar.

Um Empfindlichkeit und Trennschärfe der Schaltung Bild 12.03 zu erhöhen, könnte man eine oder zwei abstimmbare Hf-Verstärkerstufen davorsetzen. Man nennt diesen Gerätetyp *Geradeausempfänger*, weil das von der Antenne aufgenommene hochfrequente Signal ohne Umsetzung bis zum Demodulator gelangt. Diese Empfängerklasse ergibt aber beträchtliche Schwierigkeiten, wenn mehrere Kreise und Bereiche stetig durchgestimmt werden sollen. UKW-Empfang ist dabei nicht möglich. Deshalb hat man das Schaltungsprinzip seit Jahrzehnten aufgegeben und baut nur noch Überlagerungsempfänger.

Prinzip des Überlagerungsempfängers

Bild 12.11 Umwandlung der Empfangsfrequenz

Die Schwierigkeiten mehrkreisiger Geradeausempfänger werden umgangen, wenn alle Empfangsfrequenzen in die gleiche feste Zwischenfrequenz umgewandelt werden. Die Abstimmkreise 1 bis 4 für diese Frequenz bleiben dann fest eingestellt und bestehen nur aus Festkondensatoren und Spulen mit großer Güte und günstiger Bandbreite. Dann ergibt sich bei allen Emp-

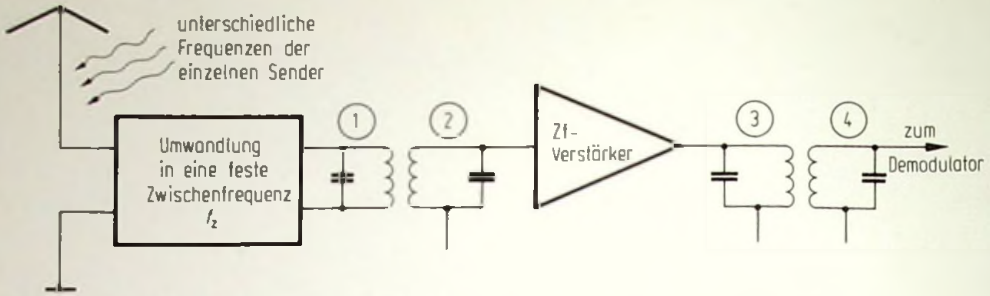


Bild 12.11 Umwandeln verschiedener Empfangsfrequenzen in eine feste Zwischenfrequenz beim Überlagerungsempfänger

fangsfrequenzen, auch für kurze Wellen, gleichgroße Verstärkung und gleichgroße Trennschärfe für diese Zwischenfrequenz. Das Gerät wird besser, einfacher und billiger als ein Mehrkreis-Geradeausempfänger. Als aktive Verstärkerelemente können mehrere Einzeltransistoren oder eine integrierte Schaltung dienen.

Bild 12.12 Vielseitiges Überlagerungsprinzip

Die verschiedenartigen Anwendungsmöglichkeiten des Überlagerungsprinzips macht man sich zweckmäßig an einigen Frequenzdiagrammen klar. Beim normalen Überlagerungsempfänger wird der Empfangsfrequenz mit ihren Seitenbändern eine höhere unmodulierte Oszillatorfrequenz zugemischt. Bild 12.12a zeigt dies für die Empfangsfrequenz $f_e = 1000$ kHz. Die Oszillatorfrequenz dafür beträgt $f_o = 1460$ kHz. Das ergibt die Mischfrequenzen

$$f_o - f_e = 460 \text{ kHz und } f_o + f_e = 2460 \text{ kHz}$$

Beide Mischfrequenzen enthalten auch jeweils die Seitenbänder der Empfangsfrequenz, denn sie werden ebenfalls der Oszillatorfrequenz überlagert.

Von allen diesen Frequenzpaketen wird durch selektive Schwingkreise nur die Zwischenfrequenz $f_z = f_o - f_e$ herausgesiebt und weiterverstärkt. Alle anderen Grundfrequenzen und Mischprodukte entfallen. Dieses Zf-Spektrum enthält die gesamte ursprüngliche Modulation der Empfangsfrequenz. Man sagt auch, da die jetzige Träger- oder Mittenfrequenz niedriger liegt als die Empfangsfrequenz, die Empfangsfrequenz wurde *herabgemischt*.

In manchen Nachrichtenanlagen wird sogar zweimal herabgemischt, z. B. bei Richtfunkstrecken und in der Satelliten-Nachrichtentechnik. Auch in der Unterhaltungs-Elektronik gibt es hierfür Beispiele. Einige Firmen liefern Kurzwellen-Vorsatzgeräte, um die schmalen Rundfunkbänder bei 49 m, 41 m, 31 m usw. auf eine größere Einstellbreite an der Empfängerskala zu spreizen. In einem solchen Vorsatzgerät wird nach Bild 12.12b die KW-Empfangsfrequenz $f_e = 6$ MHz (50 m) mit einer festen Oszillatorfrequenz $f_o = 7$ MHz auf $f_o - f_1 = 7 - 6 = 1$ MHz herabgemischt [1]. Diese erste Zwischenfrequenz von 1 MHz gibt man nun auf die Antennenbuchse eines normalen MW-Empfängers mit dem Bereich 520...1602 kHz und stimmt ihn auf 1000 kHz = 1 MHz ab. Diese Frequenz wird nun intern nochmals auf 460 kHz umgesetzt, das wäre also die zweite Zwischenfrequenz, und dann demoduliert und hörbar gemacht.

(Natürlich entsteht bei der ersten Mischung auch die Summenfrequenz 7 + 6 = 13 MHz, sie liegt jedoch weit außerhalb des Mittelwellenbereiches.)

Der Oszillator ist bei diesem KW-Bandspreizverfahren fest auf $f_o = 7$ MHz eingestellt. Arbeitet nun ein KW-Rundfunksender auf $f_{e2} = 6{,}2$ MHz ($\approx 48{,}5$ m), dann ergibt dies eine erste Zwischenfrequenz von $f_{z2} = 7 - 6{,}2 = 0{,}8$ MHz = 800 kHz. Darauf ist also jetzt der Empfänger abzustimmen, um den Sender hörbar zu machen. Hier wird also nicht der Eingangsteil, d. h. der KW-Vorsatz, sondern die erste Zwischenfrequenz durchgestimmt, um das Band zu überstreichen. Das Gebiet von 50 m bis 48,5 m Wellenlänge, das auf der KW-Skala eines üblichen Rundfunkempfängers nur vielleicht 1 mm breit ist, wird im MW-Bereich auf eine elektrische Bandbreite von 200 kHz auseinandergezogen, und die einzelnen Stationen lassen sich nun mit viel größerer Sicherheit abstimmen. Das in Bild 12.12b gestrichelt dargestellte KW-Rundfunkband bei 6 MHz wird also auf diese Weise in den MW-Bereich *transponiert*.

Dabei ergibt sich noch folgendes: Die angegebene Empfangsfrequenz 6,2 MHz liegt *oberhalb* der ursprünglich betrachteten Frequenz von 6 MHz. Nach dem Herabmischen in den MW-Bereich liegt jedoch die neue Frequenz 0,8 MHz

1 Zur besseren Übersicht wurden die Frequenzen auf volle Megahertz abgerundet.

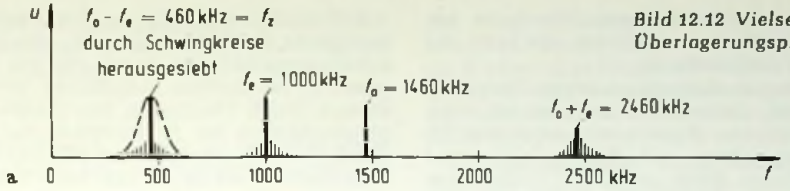
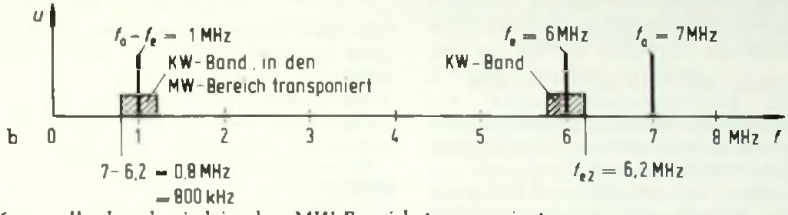
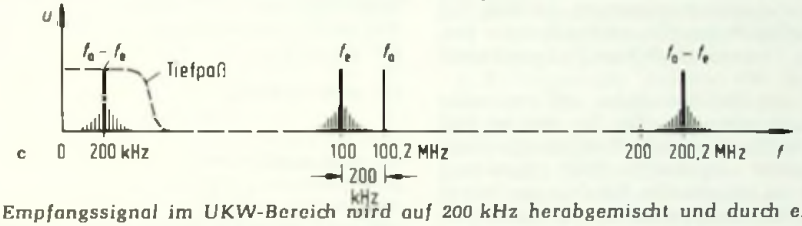


Bild 12.12 Vielseitiges Überlagerungsprinzip

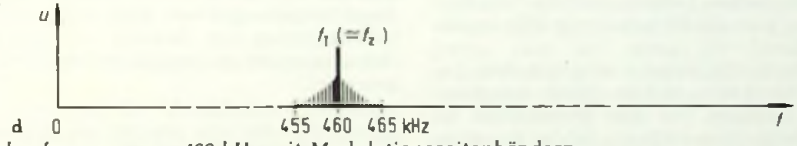
a = Das Empfangssignal wird von 1000 kHz auf 460 kHz heruntergemischt und durch Schwingkreise ausgesiebt



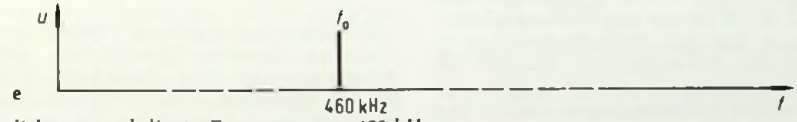
b = Ein Kurzwellenband wird in den MW-Bereich transponiert



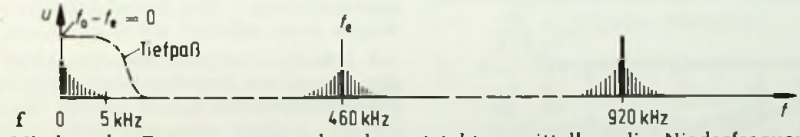
c = Das Empfangssignal im UKW-Bereich wird auf 200 kHz herabgemischt und durch einen Tiefpaß ausgesiebt



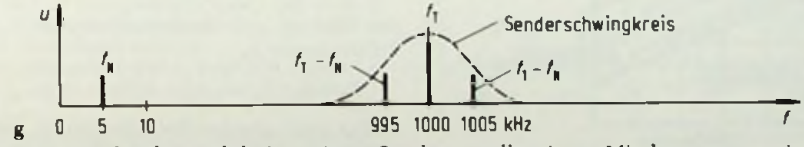
d = Zwischenfrequenz von 460 kHz mit Modulationsseitenbändern



e = Zusätzliche unmodulierte Frequenz von 460 kHz



f = Durch Mischen der Frequenzen von d und e entsteht unmittelbar die Niederfrequenz und kann durch einen Tiefpaß von den übrigen Frequenzen getrennt werden



g = Auch die Amplitudenmodulation eines Senders stellt einen Mischvorgang zwischen Trägerfrequenzschwingung f_T und Niederfrequenzschwingung f_n dar; Summen- und Differenzfrequenz bilden dann die Seitenbänder des Trägers

unterhalb der zuerst errechneten Frequenz von 1 MHz. Beim Mischen wird also die Lage der Seitenbänder vertauscht [4].

Mischt man auf eine sehr niedrige Zwischenfrequenz herab, dann kann man sogar auf einen durch Schwingkreise abgestimmten selektiven Zf-Verstärker verzichten und die weitabliegende Zwischenfrequenz durch einen RC-Tiefpaß aus dem gesamten Frequenzgemisch herausfiltern. Bild 12.12c zeigt diese Möglichkeit. Die Frequenz $f_e = 100$ MHz des UKW-Bereiches wird mit einer Oszillatorfrequenz $f_0 = 100{,}2$ MHz auf

$$f_0 - f_e = 100{,}2 - 100 = 0{,}2\ \text{MHz} = 200\ \text{kHz}$$

herabgemischt. Dieses Frequenzspektrum kann dann durch einen mehrgliedrigen Tiefpaß abgetrennt und weiterverarbeitet werden.

Empfangsfrequenz bei 100 MHz und Summenfrequenz um 200 MHz liegen hier im sehr weiten Abstand von der Zwischenfrequenz, so daß dies maßstäblich nicht dargestellt werden konnte, deswegen ist die Frequenzskala zum Teil gestrichelt gezeichnet.

Diese Art des Herabmischens auf eine sehr niedrige Zwischenfrequenz ist für den in Bild 10.21 und 10.34 beschriebenen Kondensator- oder Zähldiskriminator angebracht. Die Anordnung läßt sich gut in integrierten Schaltungen unterbringen und wird bereits in größerem Umfang im Fernsehempfängerbau benutzt, um die Ton-Zwischenfrequenz von 5,5 MHz auf 200 kHz herabzumischen [2].

Noch weiter herabgemischt wird bei dem bereits in Bild 10.19 behandelten AM-Demodulator mit Produkt-Detektor. Um dies übersichtlich im Frequenzmaßstab darzustellen, sind die Vorgänge in den Bildern 12.12d, e und f auseinandergezogen. In Bild 12.12d ist ein amplitudenmoduliertes Zf-Spektrum mit der Trägerfrequenz $f_T = 460$ kHz und den Seitenbändern von 455 bis 465 kHz dargestellt. Hier ist also bereits ein erster Mischvorgang vorausgegangen, nämlich von der Empfangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz von 460 kHz.

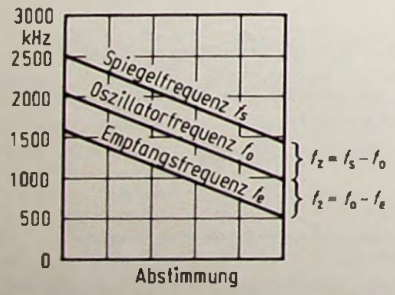


Bild 12.13 Verlauf von Empfangs-, Oszillator- und Spiegelfrequenz

Bild 12.12e enthält die im Gerät erzeugte, unmodulierte Oszillatorfrequenz f_0, die genau nach Schwingungszahl und Phase mit der Trägerfrequenz f_T im darüber befindlichen Bild übereinstimmt. Durch Überlagern von f_0 mit dem Frequenzspektrum bei f_T entstehen die Summen- und Differenzfrequenzen von Bild 12.12f. Für die Differenzfrequenz ergibt sich beim Träger

$$f_0 - f_T = 460 - 460 = 0\ \text{kHz}$$

Die Seitenbänder reichen dann von 0 bis + 5 kHz, denn negative Frequenzen gibt es nicht. Es entsteht also an dieser Stelle unmittelbar die niederfrequente Tonmodulation. Sie kann durch ein Tiefpaßfilter von den höheren Frequenzanteilen abgetrennt und weiterverstärkt werden.

Einen Mischvorgang stellt auch die Amplitudenmodulation im Sender dar. Die Ausgangsfrequenzen seien hierbei z. B. nach Bild 12.12g die Trägerfrequenz $f_T = 1000$ kHz und die niederfrequente Modulationsfrequenz $f_N = 5$ kHz. Damit erhält man

Differenzfrequenz

$$f_T - f_N = 1000 - 5 = 995\ \text{kHz}$$

Summenfrequenz

$$f_T + f_N = 1000 + 5 = 1005\ \text{kHz}$$

Das sind aber die beiden Seitenbänder bei der Amplitudenmodulation. Hier wird nun durch die Schwingkreise des Senders das gesamte Hochfrequenzspektrum ausgesiebt, verstärkt und ausgesendet.

Bild 12.13 Spiegelfrequenz

Überlagerungsempfänger haben außer ihren Vorteilen (bessere Trennschärfe, gleichmäßige Verstärkung in allen Bereichen) auch typische Störerscheinungen, die den Geradeausempfängern fehlen. Hauptstörung ist der Spiegelfrequenzempfang. – Die Zwischenfrequenz f_z eines Supers kann gebildet werden:

1. Aus der Oszillatorfrequenz f_0 und einer um den Betrag der Zwischenfrequenz f_z niedrigeren Empfangsfrequenz f_e

$$f_z = f_0 - f_e$$

2. Aus der Oszillatorfrequenz f_0 und einer um den Betrag der Zwischenfrequenz f_z höheren Störfrequenz f_s

$$f_z = f_s - f_0$$

Außer dem gewünschten Sender f_e kann daher gleichzeitig ein weiterer Sender gehört werden, der frequenzmäßig weitab von der Empfangsfrequenz liegt. Diese Störfrequenz heißt Spiegel-

frequenz, da sie gewissermaßen spiegelbildlich zur Empfangsfrequenz liegt, und zwar beträgt der Abstand $2 \times f_z$ oder

$$f_s = f_e + 2 f_z$$

Für den MW-Bereich von 520 bis 1602 kHz ergibt sich für $f_z = 460$ kHz ein Spiegelfrequenzgebiet von

$$f_{s1} = 520 + 920 = 1440 \text{ kHz bis}$$

$$f_{s2} = 1602 + 920 = 2522 \text{ kHz}$$

Bild 12.14 Störmöglichkeiten beim Superhet-Prinzip

1. *Spiegelfrequenzstörungen.* Die Auswirkungen im MW-Bereich zeigt Bild 12.14a. Bei 460 kHz Zwischenfrequenz liegt der Rundfunksender, dessen Frequenz f_s als Spiegelfrequenz hörbar werden würde, mit $2 \times f_z = 920$ kHz so weit ab von der gewünschten Empfangsfrequenz f_e, daß die Trennschärfe eines Vorkreises ausreicht, um die Spiegelfrequenz zu unterdrücken.

Im KW-Bereich liegen nach Bild 12.14b bei gleicher Zwischenfrequenz die Spiegelfrequenzen bereits sehr dicht an der Empfangsfrequenz und werden vom Vorkreis nicht genügend unterdrückt. KW-Sender erscheinen deshalb zweimal auf der Skala. Der Hörer nimmt im allgemeinen daran keinen Anstoß, weil ohnehin KW-Sender oft auf mehreren Frequenzen das gleiche Programm ausstrahlen.

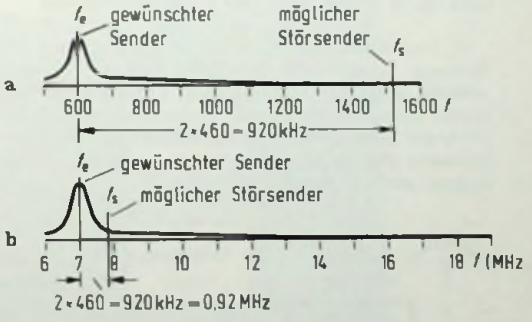
Exakt lassen sich die Verhältnisse darstellen durch zwei lineare Skalen, die um den Betrag $2 f_z$ gegeneinander versetzt sind. Dies zeigt Bild 12.14c für den UKW-Bereich und für die Zwischenfrequenz 10,7 MHz. UKW-Rundfunksender verursachen hiernach als Spiegelfrequenzen keine Störungen. Dagegen treten u. U. Störungen durch kommerzielle Sender mit 110...122 MHz auf. Sie haben oft nur örtlichen Charakter, da naturgemäß solche Sender kein so dichtes Netz bilden wie der UKW-Rundfunk.

2. *Oberwellenpfiffe von Langwellensender.* Gelangt das Signal eines starken Senders an die Mischstufe, so können dort durch Übersteuerung Harmonische dieser Frequenz gebildet werden. Für einen Langwellensender von z. B. 233 kHz beträgt die zweite Harmonische 466 kHz. Entsteht sie in einem Empfänger mit 460 kHz Zwischenfrequenz, so wäre beim Abstimmen auf andere Sender außerdem ein Pfeifton von 466–460 kHz = 6 kHz zu hören.

3. *Oberwellenpfiff durch Zwischenfrequenz.* Fällt die zweite Harmonische der Zwischenfrequenz auf oder dicht neben die Frequenz eines Rundfunksenders, so ergibt sich ebenfalls ein Pfeifton. Bei der Zwischenfrequenz 460 kHz sind also die Sender gefährdet, die in der Nähe von $2 \times 460 = 920$ kHz arbeiten.

4. *Zwischenfrequenzbildung außerhalb des Empfängers.* Diese Störungen kommen ohne Mitwirkung des Oszillators zustande, wenn ein starker Störsender zusammen mit der Empfangsfrequenz die Zwischenfrequenz ergibt. Somit stören sich grundsätzlich alle Sender gegenseitig, die um die Zwischenfrequenz voneinander verschieden sind und mit größerer Amplitude auf den Empfängereingang gelangen.

5. *Zf-Störsender.* Arbeitet ein starker Sender auf oder dicht neben der Zwischenfrequenz des Empfängers, so schlägt er bei allen Stationen durch und ergibt Pfeiftöne. Die Zwischenfrequenz muß daher in eine Lücke des Wellenbandes gelegt werden, und Postbehörden sowie internationale Wellenkonferenzen streben an, bestimmte Gebiete für Zwischenfrequenzen von Überlagerungsempfängern freizuhalten. Die Störungen treten auch auf, wenn die Zwischenfrequenz eines Empfängers ausgestrahlt wird und auf ein Gerät mit gleicher Zwischenfrequenz trifft.



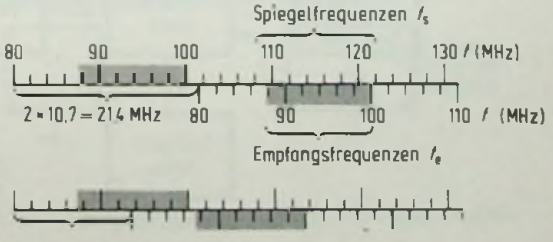


Bild 12.14 Spiegelfrequenzbereiche bei verschiedener Zwischenfrequenz
a = im Mittelwellenbereich liegt die Spiegelfrequenz f_s sehr weitab von der Empfangsfrequenz f_e
b = im KW-Bereich fällt die Spiegelfrequenz meist in den Durchlaßbereich des Eingangskreises
c = UKW-Spiegelfrequenzen für $f_z = 10{,}7$ MHz

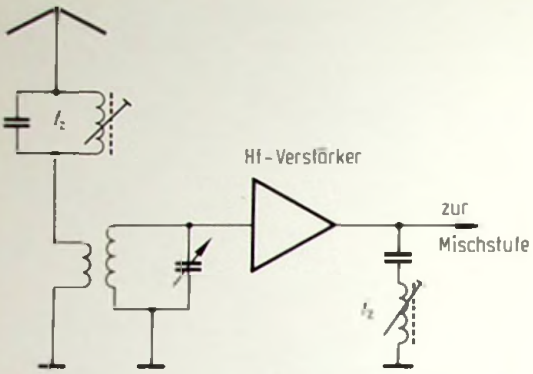


Bild 12.15 Zwischenfrequenz-Sperrkreis in der Antennenzuleitung

Die Störmöglichkeiten von Ziffer 2 bis 4 fallen bei der heutigen Überfüllung des MW-Bereiches mit Sendestationen kaum noch auf. Innerhalb Europas arbeiten oft drei bis vier Sender auf der gleichen Frequenz, so daß gegenüber diesem Wellenwirrwarr die auf dem Superhetprinzip beruhenden Störungen fast bedeutungslos geworden sind. Treten in bestimmten Gebieten typische Superhetstörungen auf, so kann dadurch Abhilfe geschaffen werden, daß man eine etwas andere Zwischenfrequenz, z. B. 468 oder 472 kHz, wählt.

Bild 12.15 Zf-Störungen

Um einen auf der Zwischenfrequenz arbeitenden störenden Sender im Empfänger unwirksam zu machen, ordnet man im Antennenkreis oder vor der Mischstufe Sperr- oder Saugkreise an. Ein auf die Störfrequenz abgeglichener Parallelschwingkreis im Signalweg stellt einen hohen Widerstand für diese Frequenz dar, so daß infolge Spannungsteilung die Störspannung am Signal-Schwingkreis verschwindend klein wird.

Ein auf die Störfrequenz abgeglichener Serienschwingkreis vom Signalweg nach Masse stellt einen Kurzschluß für diese Frequenz dar und macht sie unwirksam.

Solche Zf-Sperr- und Saugkreise schützen nicht nur gegen das Eindringen von Signalen, sondern sie verhindern auch, daß etwa die eigene Zwischenfrequenz über die Antenne abgestrahlt wird. In den Abgleichanweisungen wird für diese Kreise angegeben, daß auf den Antenneneingang ein tonfrequent moduliertes Signal mit f_z = 460 kHz zu geben ist. Der Sperrkreis ist dann so einzustellen, daß sich am Ausgang ein Tonminimum ergibt.

Gesamteigenschaften des Überlagerungsempfängers

Bild 12.16 Bedeutung der Empfängerstufen

1. *Vorkreise* mit Antennenkopplung und Zf-Sperren sorgen für Weitab-Selektion (Trennschärfe gegen weitabliegende Frequenzen, vor allem Spiegelfrequenzen). Außerdem ergibt der Vorkreis eine höhere Empfindlichkeit bzw. ein besseres Signal/Rauschverhältnis infolge der Resonanz mit der Sendefrequenz.

2. Der *Oszillator* erzeugt die notwendige Überlagerungsfrequenz. Setzt er aus, so schweigt das Gerät, weil keine Zwischenfrequenz gebildet und weitergeleitet wird. Die Oszillatorabstimmung ist maßgebend für die Skaleneichung. Falsche Lage der Sender auf der Skala deutet auf einen verstimmten Oszillator, sofern der Zeiger mechanisch richtig justiert ist.

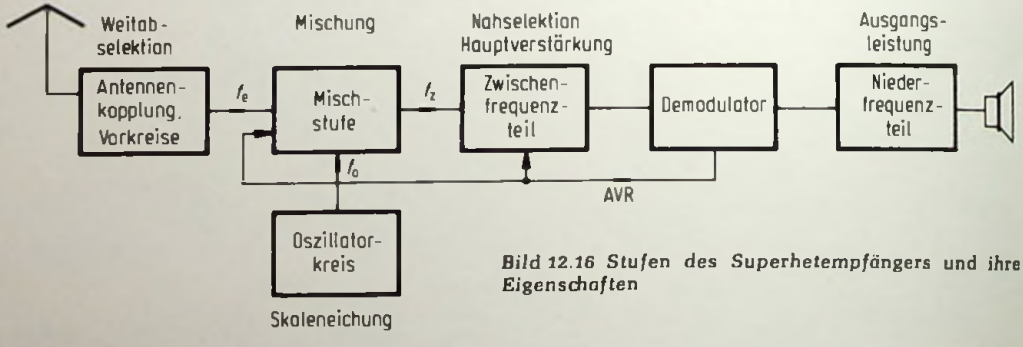


Bild 12.16 Stufen des Superhetempfängers und ihre Eigenschaften

3. *Zwischenfrequenzteil.* Hohe Trennschärfe gegen Nachbarfrequenzen (Nahselektion) und große Verstärkung des Zf-Teiles sind die Hauptvorzüge des Superhets. Er hat daher nur Sinn, wenn der Zf-Teil wirklich verstärkt und trennt, also mindestens einen Verstärkervierpol und mehrere Zf-Kreise enthält.

4. *Demodulator.* Er dient zum Demodulieren der Zf-Spannung, um die Tonfrequenzspannung und die Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung (AVR) zu gewinnen.

5. *Niederfrequenzteil.* Er verstärkt die Nf-Spannung auf Lautsprecherleistung und enthält Glieder zur Klangbeeinflussung, meist in Form veränderlicher frequenzabhängiger Gegenkopplungen.

Bild 12.17 Hf- und Zf-Stufen beim klassischen Überlagerungsempfänger

Das Bild zeigt die erweiterte Blockschaltung eines Überlagerungsempfängers. Sie besteht aus Hf-Eingangskreis, Hf-Verstärker, Hf-Zwischenkreis, Mischstufe mit Oszillator und Oszillatorkreis, 1. Zf-Filter, Zf-Verstärker, 2. Zf-Filter und Demodulator. Er liefert die Nf-Spannung und steuert eine automatische Verstärkungsregelung (AVR) für die Hf-Vorstufe und für den Zf-Teil.

Als aktive Elemente dienten früher Empfängerröhren (erste Generation der Rundfunkempfänger). In der zweiten Generation werden Einzeltransistoren verwendet. Durch die Fortschritte der Halbleitertechnik ist es möglich geworden,

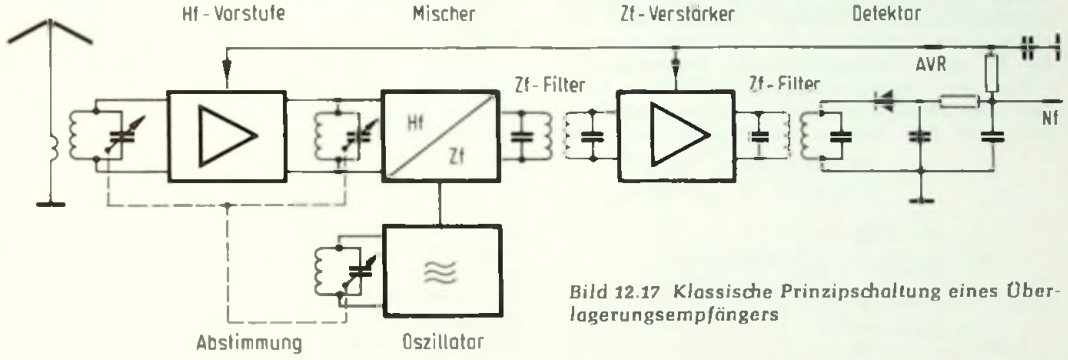


Bild 12.17 Klassische Prinzipschaltung eines Überlagerungsempfängers

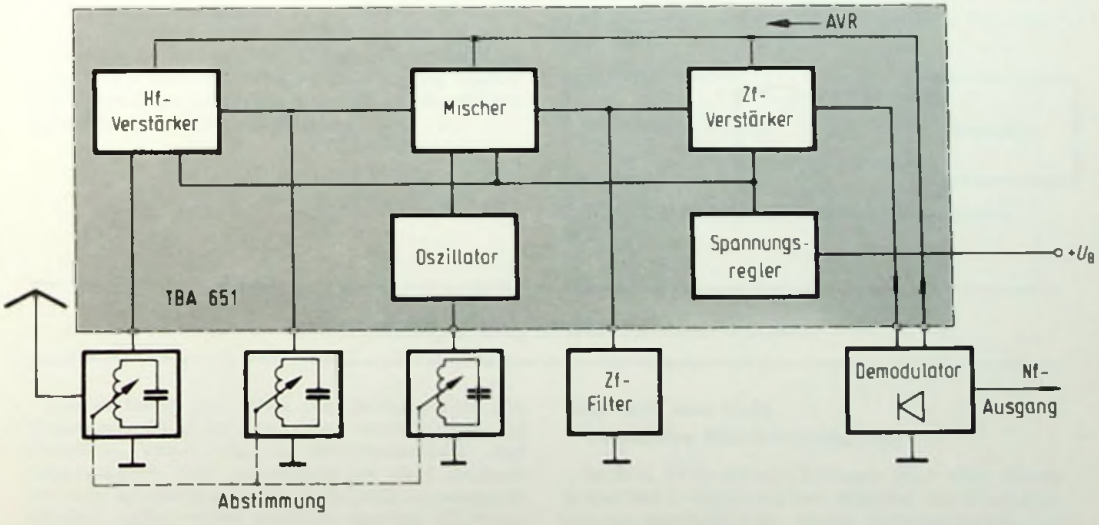


Bild 12.18 Blockschaltung eines AM-Überlagerungsempfängers mit der integrierten Schaltung TBA 651

mehrere Transistorsysteme, Dioden, Widerstände und sogar kleine Kapazitäten in einem Silizium-Chip zu integrieren. Mit diesen integrierten Schaltungen arbeitende Empfänger rechnet man zur dritten Generation.

Bild 12.18 Integrierte Schaltung für einen AM-Überlagerungsempfänger

Diese Integration wurde z. B. bei dem Baustein TBA 651 von SGS Deutschland durchgeführt. Sämtliche in der vorhergehenden Schaltung als Rechtecke dargestellte Stufen sind auf dem Silizium-Chip vereinigt. Außerdem wurde noch eine Stabilisierungsstufe für die Stromversorgung hinzugefügt. Trotz der winzigen Abmessungen des Chips konnten dabei die beim Aufbau aus diskreten Bauelementen so gefürchteten inneren Rückkopplungen vermieden werden. Man benötigt keine abgleichbare Neutralisationsschaltung für die außen anzuschließenden Schwingkreise.

Aus der Gegenüberstellung der Bilder 12.17 und 12.18 ist zu sehen, daß integrierte Schaltungen zwar den Aufbau vereinfachen, aber die Funktion nicht mehr so klar erkennen lassen. Jeder Rundfunktechniker, ob im Labor, Prüffeld oder beim Service, muß deshalb auch weiterhin den klassischen Schaltungsaufbau kennen und beherrschen, um rationell und verständnisvoll arbeiten zu können.

Literatur

[1] *Jacobs:* Lehrgang Radiotechnik. Franzis-Verlag, München.

[2] *Limann:* Empfängerschaltungen für die integrierte Technik. Funkschau 1966, H. 11, S. 337.

[3] *Meinke* und *Gundlach:* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg.

[4] *Niegratschka:* Kurzwellen-Bandspreizungs-Vorsatz KWV 100. Grundig Technische Informationen 1971, H. 1, S. 843.

[5] *Pitsch:* Einführung in die Rundfunkempfangstechnik. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig.

[6] —,—: Transistor-Schaltungen. Herausgeber: Valvo GmbH, Hamburg 1.

13 Antennenkopplung und Hf-Verstärkung

Bild 13.01 Außenantenne

Bei der Bemessung der Eingangsschaltung von Empfängern legt man den Betrieb mit Außenantennen oder Dachantennen zugrunde, selbst wenn der Hörer darauf verzichtet und nur mit eingebauter Ferritantenne oder eingebautem Flächendipol empfängt. Eine Außenantenne wirkt für Frequenzen des MW- und LW-Bereiches als Kapazität C_A zwischen der Antennen- und der Erdbuchse. Im KW-Bereich stellt sie vorwiegend einen hochfrequent wirkenden Widerstand R_A dar.

Bei heutigen Antennenanlagen benutzt man einen senkrechten Stab als LMK-Antenne. Außerdem dient der darunter angeordnete UKW-Dipol, oft als Kreuzdipol für Rundfunkempfang ausgebildet, zusätzlich als Auffangorgan. Für diese Kombination setzt man eine Antennenkapazität von 200 pF und einen Hochfrequenzwiderstand von 100...400 Ω als Mittelwerte an. Mit Hilfe von Übertragern und Weichen werden diese Impedanzwerte vom AM-Antennenstab und UKW-Dipol auf das Antennenzuführungskabel mit Z = 60 Ω transformiert und in der Wohnung über Weichen auf die AM- und UKW-Antennenbuchsen des Empfängers gegeben. Diese zweite Transformation ergibt für KW, MW und LW (KML) wieder etwa die Werte C_A = 200 pF und R_A = 400 Ω. Für UKW wird auf Z = 240 Ω transformiert. Kleine Kapazitäten C halten die niedrigen Rundfunkfrequenzen vom UKW-Eingang zurück. Die Drossel Dr sperrt die Frequenzen des UKW-Bereiches für den LMK-Eingang.

Bild 13.02 Antennennachbildung oder künstliche Antenne

Um die Antenne bei Berechnungen und beim Abgleichen von Empfängern nachzubilden, ersetzt man sie im KW-, MW- und LW-Bereich durch eine Serienschaltung von C_A = 200 pF und R_A = 400 Ω. Für den UKW-Bereich und für Auto- und Ferritantennen benutzt man beim Abgleich Nachbildungen mit anderen Werten. Einzelheiten sind den Abgleichanweisungen zu entnehmen.

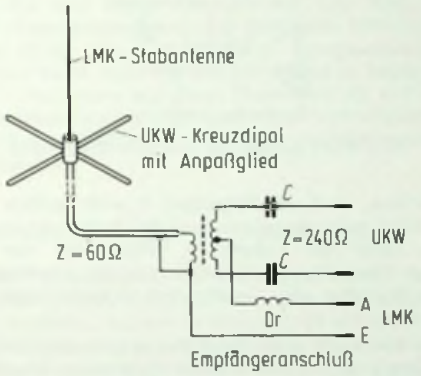


Bild 13.01 Neuzeitliche Antennenanlage für Hör-Rundfunk

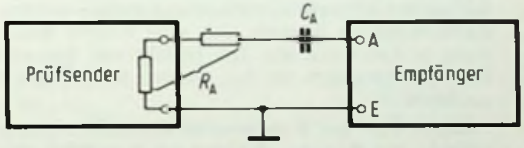


Bild 13.02 Antennennachbildung für Abgleicharbeiten

Antennenkopplung in den AM-Bereichen

Die Antenne bzw. ihre Nachbildung soll den Eingangskreis möglichst wenig verstimmen und dämpfen, sonst sinken Empfindlichkeit und Trennschärfe. Der Antennenkreis darf deshalb nur lose an den ersten Abstimmkreis angekoppelt werden, selbst wenn dadurch weniger Hf-Spannung übertragen wird.

Bild 13.03 und 13.04 Kapazitive Antennenkopplung

In Bild 13.03 ist die Antenne über eine kleine Kapazität C direkt an den Scheitel des Eingangskreises angeschlossen. Damit Außenantennen mit großer Kapazität C_A den Kreis nicht zu sehr ver-

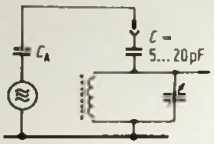


Bild 13.03 Antennenkopplung im Empfänger über eine kleine Kapazität

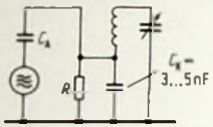


Bild 13.04 Antennenkopplung über einen Fußpunktkondensator

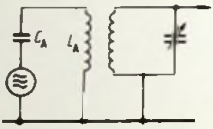


Bild 13.05 Induktive Antennenkopplung

stimmen, darf die Kapazität C nicht größer als 5...20 pF gemacht werden. – Bei hohen Frequenzen sinkt der kapazitive Widerstand von C. Diese Frequenzen werden bevorzugt übertragen, das bedeutet die Gefahr von Spiegelfrequenzstörungen.

In Bild 13.04 wird der Antennenstrom über den erdseitig im Abstimmkreis liegenden Kondensator C_k von 3...5 nF geführt. Diese Fußpunktkopplung überträgt tiefe Frequenzen besser, weil für sie der kapazitive Widerstand größer ist. Der Antennenstrom koppelt also eine höhere Spannung in den Kreis ein. Die Gefahr von Spiegelfrequenzstörungen ist bei dieser Kopplungsart geringer.

Damit sich der Kondensator C_k nicht statisch auflädt, legt man den Widerstand R parallel. Die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes soll unterhalb von 150 kHz liegen, damit LW-Sender noch gut eingekoppelt werden. Für eine Grenzfrequenz von 100 kHz ergeben sich für R Werte von 300...500 Ω (nachrechnen!).

Bild 13.05 Induktive Kopplung

Die Antenne wird über die Spule L_A transformatorisch an den ersten Kreis angekoppelt. L_A und C_A bilden gleichfalls einen Schwingkreis von bestimmter Eigenfrequenz. Sie darf nicht in den Abstimmbereich fallen, sonst werden Sender, die zufällig auf dieser Frequenz arbeiten, infolge der

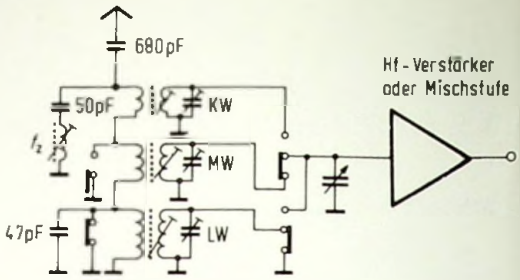


Bild 13.06 Induktive Antennenkopplung für drei Bereiche

Resonanzwirkung bevorzugt, selbst wenn man auf eine gänzlich andere Station abstimmt. Das ergibt wieder die Gefahr von Spiegelfrequenzstörungen.

Bei kleinen Antennenspulen (6...20 Wdg. für Mittelwelle) liegt die Resonanzfrequenz über 1600 kHz. Macht man L_A sehr groß, so liegt sie unter 500 kHz. Je nach der Resonanzlage wird dadurch das Gerät am oberen oder unteren Ende des Bereiches empfindlicher. Bei Superhets wird die Antennenresonanz zu niedrigen Frequenzen verlegt, um Spiegelfrequenzen zu unterdrücken. Die Antennenspule erhält also eine hohe Induktivität.

Bild 13.06 Beispiel einer hochinduktiven Antennenkopplung

Bevorzugte Form der Antennenschaltung für Empfänger, bei denen in jedem AM-Bereich optimale Empfangsverhältnisse geschaffen werden sollen. Der Abstimmdrehkondensator wird jeweils an die gewünschte Bereichsspule angeschlossen. Bei KW-Empfang werden die Antennenspulen für MW und LW kurzgeschlossen. Bei MW-Empfang bleibt der Kurzschluß für die LW-Spule bestehen. Diese Kurzschlüsse werden in die zugehörigen Abstimmkreise hineintransformiert. Dadurch wird verhindert, daß diese dem gerade eingeschalteten höherfrequenten Empfangsbereich Energie entziehen, denn sie könnten mit ihren Trimmerkapazitäten zufällig Resonanz dafür ergeben.

Die Resonanzfrequenzen des Antennenkreises liegen jeweils unterhalb der niedrigsten Bereichsfrequenz. Für den LW-Bereich ergäben sich dadurch sehr hohe Windungszahlen für die Antennenspule. Deshalb wird durch den 47-pF-Kondensator die Eigenresonanz zusätzlich herabgesetzt. Der 680-pF-Kondensator in der Zuleitung verringert den Einfluß von Antennen mit zu großer Eigenkapazität.

Der Zf-Saugkreis parallel zum Empfängereingang stellt für die Zwischenfrequenz f_z einen niedrigen Widerstand dar und leitet sie am Eingang vorbei. Saugkreise wirken bei hochohmigen Antennenkopplungen günstiger als Sperrkreise, weil ihr niedriger Serienwiderstand parallel zum hochohmigen Antennenkreis einen kräftigen Kurzschluß für die Störfrequenzen ergibt.

Das aktive Verstärkerelement ist hier vereinfacht durch ein Symbol dargestellt. Bipolare Transistoren sind durch Koppelspulen an die Kreise anzupassen. Diese Koppelspulen müssen durch weitere Bereichschalterkontakte umgeschaltet werden.

Ferritantennen

Bild 13.07
Ferritstabantenne im Reisesuper

Sehr klar ist die Antennenschaltung eines Taschen- oder Reisesupers, der nur mit Ferritantenne arbeitet. Die Antennenwicklung bildet zugleich die Induktivität des Eingangskreises. Der niederohmige Eingangswiderstand des nachfolgenden Transistors ist über Anzapfungen mit geringerer Windungszahl an den Schwingkreis angepaßt.

Der LW-Kreis besitzt einen festen Parallelkondensator von 47 pF, um den Bereich einzuengen und das Abgleichen unkritischer zu machen. Der Spannungsteiler für die Basisspannung des Transistors liegt am Fußpunkt der Kreise. Die Vorspannung gelangt über die Koppelwicklung zur Basis. Spiegel- und Zf-Sperren sind nicht vorgesehen.

Bild 13.08 Heimempfänger für Ferrit- und Außenantenne

Das Gerät arbeitet entweder nur mit Ferritantenne oder zusätzlich mit Außenantenne. Sie wird im MW- und LW-Bereich nach Bild 13.04 über einen 3-nF-Kondensator an den Fußpunkt des Schwingkreises geführt. Der Kurzwellenbereich ist induktiv gekoppelt, weil dessen hohe Frequenzen bei dieser kapazitiven Kopplung unwirksam bleiben würden.

Der Ferritstab trägt zwei abgleichbare Wicklungen. Sie stellen die Kreisspulen für MW und LW dar und liegen räumlich auf dem Stab so weit voneinander entfernt, daß beim MW-Empfang (Bild) die LW-Wicklung kurzgeschlossen werden kann, ohne die MW-Wicklung zu bedämpfen. – Bei einem bipolaren Transistor als aktives Verstärkerelement sind zusätzliche niederohmige Kopplungswicklungen für die Basisanpassung vorzusehen.

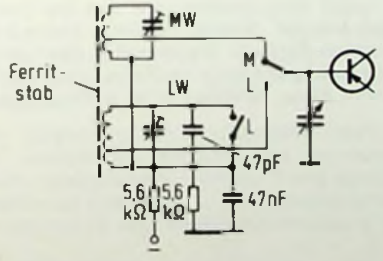


Bild 13.07 Ferritantenne für zwei Bereiche

Bild 13.09 Getrennter Ferritantennenkreis

Die Ferritantenne im vorigen Bild trägt stets zusätzlich zum Empfang bei. Das hat mitunter den Nachteil, daß sie in Wohnblocks mit Gemeinschaftsantennen den Störnebel innerhalb des Hauses aufnimmt, den man durch die Antennenanlage gerade vermeiden will. Man hört dann z. B. ein Knacken beim Einschalten von Glüh- oder Leuchtstofflampen. Bei größeren Geräten sieht man des-

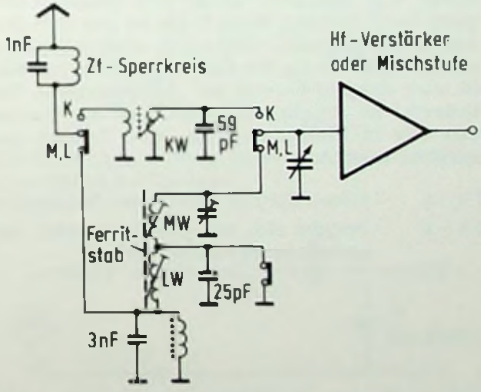


Bild 13.08 Die Ferritstabwicklung bildet einen Teil des Mittelwellenkreises

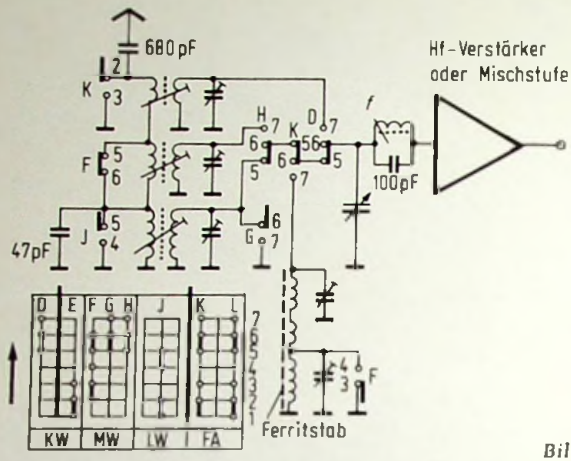


Bild 13.09 Empfänger mit getrennten Kreisen für den Empfang mit Außenantenne oder mit Ferritantenne

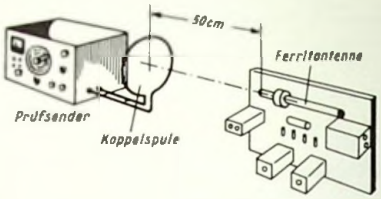


Bild 13.10 Einkoppeln der Prüfsenderspannung auf die Ferritantenne

halb getrennte und abgeschirmte Kreise für den Betrieb mit Außenantenne vor. Zum Empfang mit der Ferritantenne ist die Taste FA zu drücken. Dadurch werden die induktiv gekoppelten Antennen- und Vorkreisspulen abgeschaltet und an Erde gelegt (Kontakt K 2 – 3). Der MW- und LW-Empfang erfolgt dann ausschließlich über die Ferritantenne. Der Zwischenfrequenzsperrkreis in der Zuleitung zum Verstärkerelement ist für beide Empfangsarten wirksam.

Diese Schaltung ist zugleich ein Beispiel für die Darstellung von Wellenschalterdiagrammen in den Service-Unterlagen. Die Kontakte sind hier mit Buchstaben und Ziffern bezeichnet. K 2 – K 3 bedeuten die durch kleine Kreise gekennzeichneten Kontakte in der Spalte FA = Ferritantenne. Der dicke Strich stellt das Kontaktstück dar. Andere Firmen verwenden nur Ziffern und numerieren alle Kontakte durch. Die Schalterbewegung durch Drücken einer Taste ist aus dem Diagramm zu erkennen. Außerdem wird angegeben, welcher Bereich im Schaltbild wirksam ist. Hier ist dies der LW-Bereich mit Außenantenne. Das bedeutet im Schalterdiagramm, daß der Tastensatz LW in Pfeilrichtung um eine Teilung verschoben wird, d. h.:

J 4 – 5	öffnet, die LW-Spule wird freigegeben
J 1 – 2	bezieht sich auf den hier nicht dargestellten Oszillatorkreis

Die nicht gedrückten Tasten stellen folgende Verbindungen her:

D 5 – 6	Drehkondensator und Verstärkerelement angeschlossen
F 5 – 6	MW-Antennenspule kurzgeschlossen
G 5 – 6 – 7	LW-Abstimmspule freigegeben
H 5 – 6	LW-Abstimmspule zum Drehkondensator weitergeschaltet
K 5 – 6	desgleichen und Ferritantenne abgetrennt

Nicht erwähnte Verbindungen beziehen sich auf den hier nicht dargestellten Oszillatorkreis.

Bild 13.10 Abgleichen von Ferritantennen

Kleine tragbare Batterieempfänger (Taschensuper) besitzen oft nur eine eingebaute Ferritantenne ohne Anschluß für eine Außenantenne. Zum Abgleichen ist dann anstelle einer künstlichen Antenne eine Koppelschleife von 90 bis 100 mm Durchmesser an den Ausgang des Prüfsenders anzuschließen und in etwa 50 cm Entfernung vom Ferritstab anzuordnen. Diese Koppelspule wirkt rein induktiv auf die Ferritantenne ein und hat bei diesem Abstand keinerlei verstimmenden Einfluß. Zweckmäßig baut man die Koppelspule in ein stabiles flaches Isoliergehäuse ein, wenn diese Arbeiten öfter vorkommen.

Autoantennen

Bild 13.11 bis 13.14 Ankopplung von Autoantennen

Autoantennen nehmen nur wenig Empfangsspannung auf. Infolge der Kapazität des bis zum Empfängereingang notwendigen Abschirmkabels würde ein großer Teil davon durch Spannungsteilung gegen Masse wieder verlorengehen, vgl. Bild 2.73. Ferner würde bei induktiver Antennenkopplung und Drehkondensatorabstimmung diese Kabelkapazität in den Schwingkreis transformiert werden und den Frequenzbereich einengen. Deswegen stimmt man die AM-Bereiche von Autoempfänger mit veränderlichen Induktivitäten, d. h. mit Variometern ab[1]. Man verwendet dann eine feste, relativ große Kreiskapazität (300 bis 500 pF) und bezieht die Antennen- und Kabelkapazität mit in den Kreis ein.

In Bild 13.11 wird die Antennenspannung über eine Kapazität C_1 von 100...150 pF erdseitig in den Kreis eingekoppelt. Die parallelliegende Kabelkapazität C_K bildet einen Teil des Schwingkreises und verursacht keinen Spannungsverlust. Unterschiedliche Kabelkapazitäten werden bei der Montage durch Einstellen des Trimmers C_1 ausgeglichen. Der Kondensator C_2 hat 100...300 pF Gesamtkapazität. Die gesamte Kreiskapazität wird durch die Serienschaltung von C_1 und C_2 gebildet. Die Anordnung entspricht damit einem π-Kreis nach Bild 4.23b.

Bild 13.12 zeigt noch besser die Verwandtschaft zum π-Kreis. Hier ist die Ausgangskapazität als Spannungsteiler ausgebildet, um den niederohmigen Transistoreingang an den Kreis anzupassen. Je nach Firmenausführung findet man für die Kapazitäten Wertgruppen von

C_1	C_2	C_3
50	47	820 pF bis
330	470	3300 pF

Andere Firmen verwenden auch beim Autosuper keinen π-Kreis, sondern legen nach Bild 13.13 die Antennen- und Kabelkapazität über einen Serienkondensator direkt an den Parallelschwingkreis.

Beim Abgleichen der AM-Bereiche eines Autosupers müssen die herrschenden Antennenverhältnisse nachgebildet werden. Dazu dient eine Kunstantenne nach Bild 13.14. Innenwiderstand R_i des Meßsenders und Zusatzwiderstand R sollen zusammen betragen $R_i + R = 80\ \Omega$. Die kleine Antennenkapazität wird durch $C_1 = 20$ pF nachgebildet, die Kabelkapazität $C_K = C_2$ durch 40 bis 60 pF.

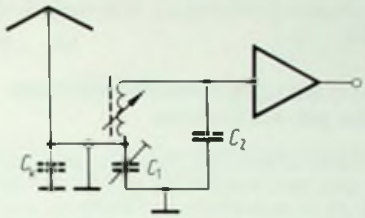


Bild 13.11 Ankopplung einer Außenantenne über einen Fußpunktkondensator

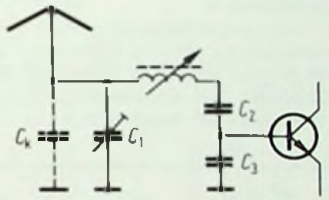


Bild 13.12 Ankopplung einer Außenantenne unter Verwendung des Schwingkreises als π-Glied

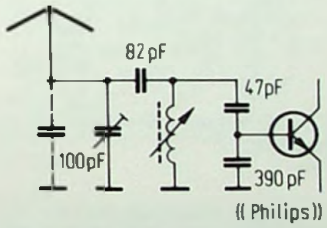


Bild 13.13 Ankopplung einer Autoantenne über einen Serienkondensator

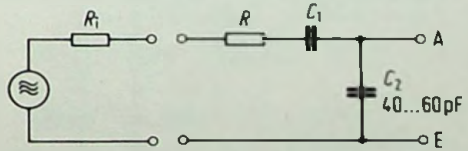


Bild 13.14 Antennennachbildung zum Abgleichen von Autoempfängern

1 Siehe Bild 3.33.

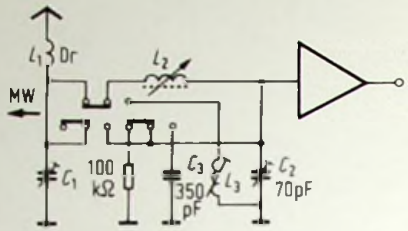


Bild 13.15 Eingangsschaltung eines Autosupers mit induktiver Abstimmung, MW-Bereich eingeschaltet

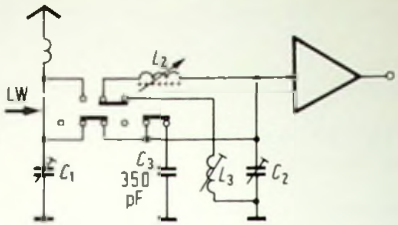


Bild 13.16 LW-Bereich eingeschaltet

Bild 13.15 und 13.16 Bereichumschaltung bei der AM-Autoantenne

Die bisher erläuterten Prinzipschaltungen gelten für den MW-Bereich. Er ist auch in der hier in Bild 13.15 gezeichneten Schaltung wirksam. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind die Abstimmkapazitäten des π-Kreises, L_2 ist die Variometerspule. Die Spule L_1 in der Antennenzuleitung ist eine UKW-Drossel zum Abschwächen von Zündfunkenstörungen.

Um bei Variometerabstimmung auf den LW-Bereich umzuschalten, schaltet man eine Kapazität parallel zur Variometerspule. Dann hat aber die Antennenkapazität nur noch einen geringen Einfluß, und man kann sie unmittelbar zur Gesamtkapazität parallelschalten, also vom π-Kreis auf einen Parallel-Schwingkreis übergehen. Diese LW-Umschaltung ist aus Bild 13.16 zu erkennen. Die Antennenkapazität und die drei Kondensatoren C_1 bis C_3 liegen nun parallel zwischen Verstärkereingang und Masse. Da die Frequenzvariation des LW-Bereiches geringer ist, wurde außerdem durch eine Serienspule L_3 die Induktivitätsänderung des Variometers eingeengt und somit auch die Kreisgüte

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

etwas verbessert. Diese Spule L_3 dient außerdem als Abgleichmittel im LW-Bereich.

UKW-Antennen

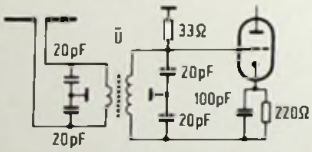


Bild 13.21 UKW-Antennenkopplung bei einem Röhrenempfänger

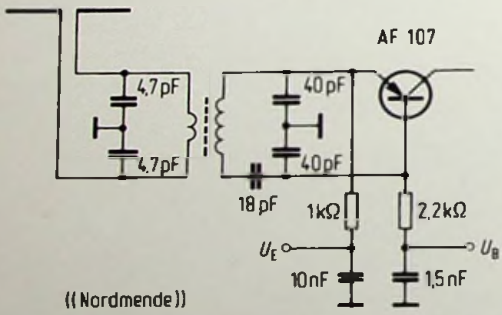


Bild 13.22 UKW-Antennenkopplung auf einen Transistor

Bild 13.21 UKW-Antennenkopplung bei Röhrenempfängern

Für Heimempfänger sieht man Faltdipole mit 240 Ω Wellenwiderstand als Antennen vor. Auch bei Antennen-Anlagen mit 60-Ω-Koaxialkabeln wird in der Empfängeranschlußschnur wieder auf 240 Ω symmetrisch transformiert, vgl. Bild 13.01. Die Primärwicklung des Anpassungsübertragers Ü stimmt man auf die Mitte des UKW-Bandes ab und verbessert dadurch die Empfindlichkeit bzw. das Signal/Rausch-Verhältnis. Ebenso läßt sich die Sekundärwicklung auf Bandmitte abgleichen, so daß man ein fest eingestelltes UKW-Bandfilter erhält.

Bild 13.22 UKW-Antennenkopplung bei Transistorempfängern

Die Schaltung entspricht der vorigen. Der Transistor wird von einem symmetrischen UKW-Eingangsbandfilter gespeist und arbeitet in Zwischen-

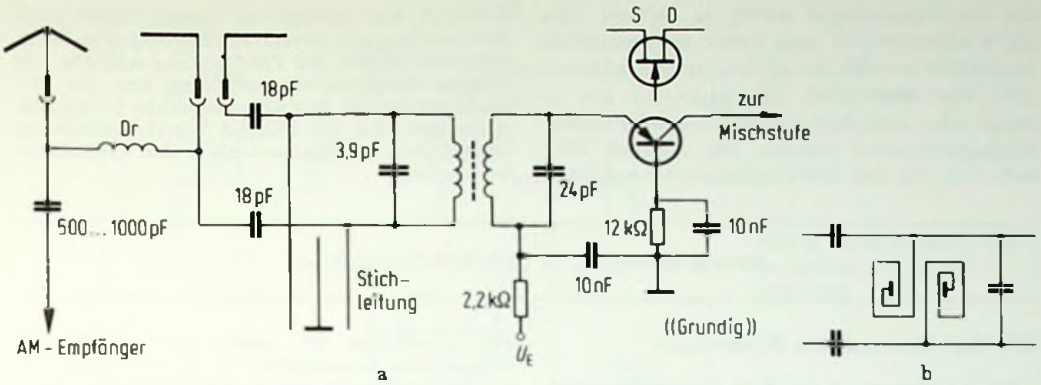


Bild 13.23 a) UKW-Antennenkreis mit Stichleitung zum Unterdrücken von Harmonischen der Oszillatorfrequenz; b) Ausbildung der UKW-Stichleitung auf einer gedruckten Schaltung

basisschaltung, um Eingangs- und Ausgangskreis zu entkoppeln und dabei noch eine Spannungsverstärkung zu erzielen.

Bild 13.23 UKW-Antennenkopplung bei HiFi-Steuergeräten

Um das Abstrahlen von Harmonischen der Oszillatorfrequenz zu verhindern, enthält der Antennenkreis eine symmetrische Stichleitung[1]. Die beiden symmetrischen Adern werden auf Druckschaltungsplatten durch rechteckige Spulenwindungen dargestellt, Bild 13.23b. Als Gegen- oder Massepol dient die auf der anderen Seite der Isolierplatte befindliche Kupferschicht.

Der Primärkreis in Bild 13.23a wird durch die Kapazitäten 2× 18 pF und 3,9 pF auf Bandmitte abgestimmt. Der Sekundärkreis arbeitet auf den in Basisschaltung betriebenen Transistor. Anstelle bipolarer Transistoren werden auch Feldeffekttransistoren verwendet, wie darüber angedeutet.

In fast allen Empfängern ist vorgesehen, den UKW-Dipol auch zum AM-Empfang als Antenne heranzuziehen. Dazu wird eine der UKW-Antennenleitungen über eine UKW-Drossel Dr mit der AM-Antennenbuchse verbunden. Die Drossel verhindert, daß bei Anschluß einer AM-Antenne die in den UKW-Bereich fallende Harmonischen von Kurzwellensendern den UKW-Empfang stören und daß die UKW-Antennenspannung einseitig durch den AM-Antennenkreis belastet wird.

1 Siehe Bild 4.24.

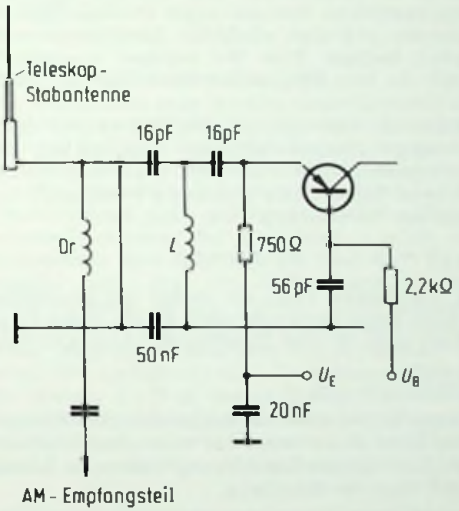


Bild 13.24 UKW-Antennenkopplung bei einer Stabantenne

Bild 13.24 UKW-Antennenkopplung beim Reise- und Autoempfänger

Eine Dipolantenne für den UKW-Bereich muß rechnungsmäßig etwa folgende Länge haben:

$$\text{Wellenlänge} = \frac{300\,000\,000}{94\,000\,000} = 3{,}20\ \text{m}$$

$$\text{Dipol-Gesamtlänge} = \frac{\lambda}{2} = 1{,}60\ \text{m}$$

Bei Reise- und Autoempfängern verwendet man jedoch nur einen kürzeren Antennenstab,

um die Abmessungen gering zu halten[1]). Der UKW-Antennenkreis muß daher unsymmetrisch ausgebildet werden. Die Hf-Spannung wird kapazitiv oder über einen Übertrager auf den in Basis- oder Zwischenbasisschaltung arbeitenden Eingangstransistor gegeben. Die Antenne wird außerdem für den AM-Empfangsteil verwendet. Die auch hier vorhandene Drossel bildet beim AM-Empfang eine zusätzliche Sperre gegen Zündfunkenstörungen. Bei FM-Empfang schützen das Prinzip der Frequenzmodulation und die Begrenzerstufen im Zf-Teil gegen solche Störungen. Außerdem sind die üblichen Entstörmaßnahmen beim Einbau von Autosupern in den Kraftwagen vorzusehen.

Hf-Verstärkung in den AM-Bereichen

Bild 13.31 Aperiodische Röhrenstufe

Bei der überwiegenden Zahl aller Röhrenempfänger ging man in den AM-Empfangsbereichen vom abgestimmten Eingangskreis gleich auf das Gitter der Mischstufe. Eine Hf-Vorstufe hätte eine zusätzliche Pentode, einen Dreifachdrehkondensator und eine erhebliche Schaltungskomplikation bedingt. Eine der wenigen Ausnahmen stellt die hier dargestellte Schaltung dar. Diese Hf-Verstärkerstufe arbeitet ohne mitlaufende Abstimmung, also aperiodisch[2]). Sie besitzt einen ohmschen Anodenwiderstand von 1,6 kΩ, der vorzugsweise für den MW- und LW-Bereich wirksam ist. Für eine Steilheit $S = 3{,}5$ mA/V beträgt die Verstärkung

$$V = S \cdot R_a = 3{,}5 \cdot 1{,}6 = 5{,}6$$

Im KW-Bereich sinkt sie wegen der parallelliegenden Kapazitäten sehr stark ab. Da dieser Empfänger auch für den Empfang des 50-m-KW-Bandes eingerichtet ist, wurde hierfür ein fest eingestellter Schwingkreis L_1 C_1 eingefügt, der die Verstärkung in diesem Gebiet anhebt.

Parallel zum Anodenwiderstand liegt ein Zf-Sperrkreis. Obgleich Parallel-Sperrkreise sonst in der Zuleitung und nicht parallel zu den Klemmen eines Vierpols liegen, bewirkt dieser Kreis doch, daß eine störende Zwischenfrequenzspannung vernichtet und nicht etwa verstärkt wird. Dies liegt daran, daß der Sperrkreis über C_2 = 100 pF angekoppelt ist. Er arbeitet dadurch nicht als reeller, sondern als kapazitiver Blindwiderstand[1]) und entzieht Energie von seiner Eigenfrequenz, saugt also die Störfrequenz heraus. Derartige *Frequenzfallen* werden vielfach in Fernsehempfängern angewendet.

1 Siehe Bild 2.73.

2 Anstelle des Ausdrucks „aperiodischer Verstärker" tritt immer mehr das Wort „Breitbandverstärker". Diese Bezeichnung trifft auch besser den Sinn der Schaltung.

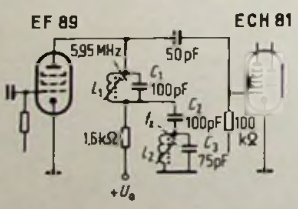


Bild 13.31 Hf-Verstärkerröhre mit Breitbandwirkung für MW und LW und einem auf Bereichmitte fest abgestimmten KW-Schwingkreis

Bild 13.32 Geregelte Transistor-Hf-Stufe

Auch bei Transistorempfängern stellt in den meisten Fällen die AM-Eingangsstufe gleichzeitig die Mischstufe dar. Nur bei Hi-Fi-Steuergeräten sieht man einen besonderen regelbaren Vorstu-

1 Vgl. Bild 4.19 und 4.20.

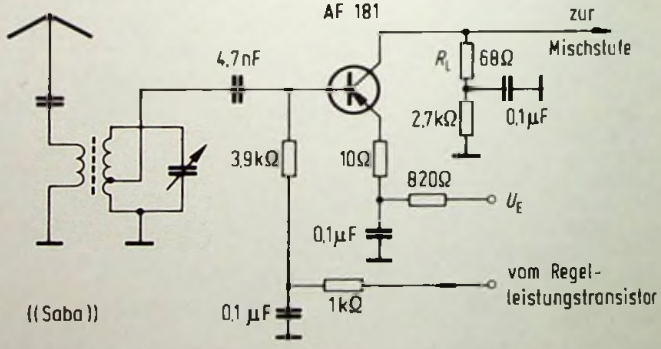


Bild 13.32 Geregelte Transistor-Hf-Stufe

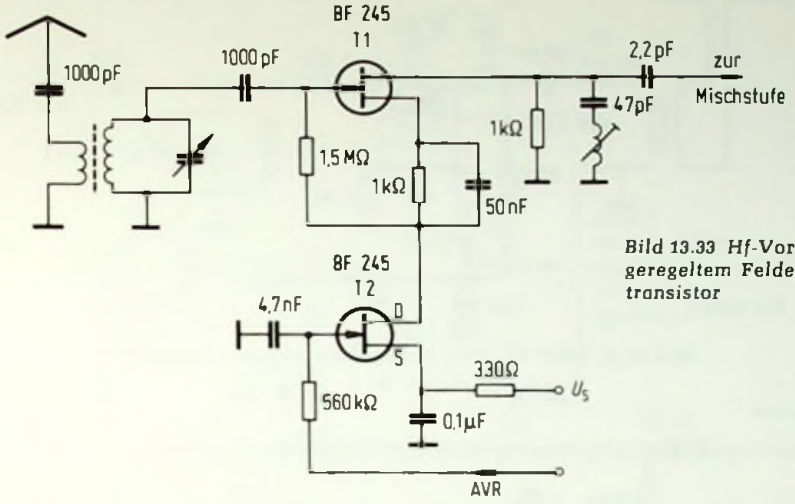


Bild 13.33 Hf-Vorstufe mit geregeltem Feldeffekttransistor

fentransistor vor, um Übersteuerungen und damit Kreuzmodulationen in der Mischstufe zu vermeiden. Allerdings werden auch solche Hf-Vorstufentransistoren meistens aperiodisch betrieben. Sie dienen weniger dazu, eine große Verstärkung zu erzielen, sondern um zu hohe Eingangsspannungen von Ortssendern durch eine automatische Verstärkungsregelung in dieser Stufe herabzusetzen. So arbeitet im vorliegenden Schaltbild der Hf-Transistor nur mit einem Außenwiderstand $R_L = 68\ \Omega$. Ein so niedriger Wert ergibt keine nennenswerte Verstärkung. Dieser Eingangstransistor wird aufwärts geregelt[1]). Die erforderliche negative Regelspannung liefert ein Regelleistungstransistor. Der 10-Ω-Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung linearisiert die Kennlinie und vermeidet damit ebenfalls Kreuzmodulationen.

Bild 13.33 FET-Vorstufe für LMK

Feldeffekttransistoren im Eingangsteil verbessern das Verhalten bei großen Empfangsspannungen, ohne daß das Rauschen bei sehr schwachen Signalen überwiegt. Außerdem bedämpfen sie die Abstimmkreise nicht und können daher voll angekoppelt werden. Der Transistor 1 wirkt als aperiodische Hf-Verstärkerstufe mit $R_L = 1\ k\Omega$. Parallel dazu liegt ein Zf-Saugkreis. In die Source-Leitung ist ein weiterer Feldeffekttransistor T 2 als steuerbarer Gegenkopplungswiderstand eingefügt. Durch eine Regelspannung an seiner Steuerelektrode wird der Widerstandswert der Strecke S – D in weiten Grenzen verändert. Damit ändert sich infolge der Gegenkopplung die Verstärkung des oberen Transistors T 1 und kann der Eingangsspannung angepaßt werden.

UKW-Vorstufe

Bild 13.34 UKW-Röhrenvorstufe

Die Antenne wird induktiv angekoppelt und angepaßt. Bei Röhrenstufen bevorzugt man die Zwischenbasisschaltung, weil sie höhere Verstärkung als eine reine Gitterbasisstufe ergibt, aber noch keine kritische Neutralisation erfordert. Die Zwischenbasis ergibt sich durch die kapazitive Anzapfung des Eingangskreises. Die Katodengleichspannung wird über eine Drossel Dr 1 zu-

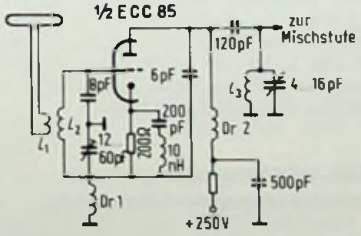


Bild 13.34 UKW-Vorröhre mit kapazitiver Zwischenbasisschaltung

1 Siehe Bild 9.59.

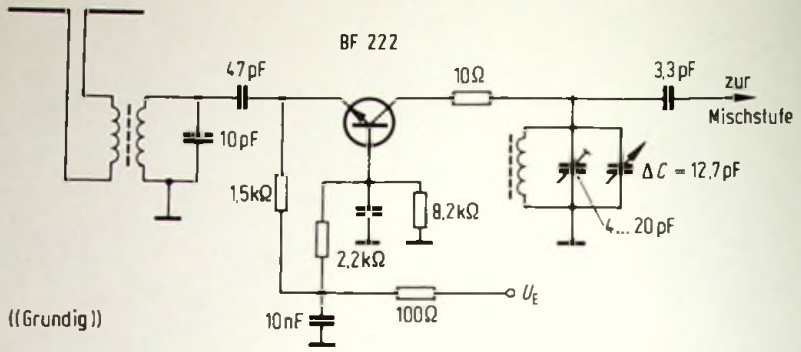


Bild 13.35 UKW-Vorstufe mit Drehkondensatorabstimmung

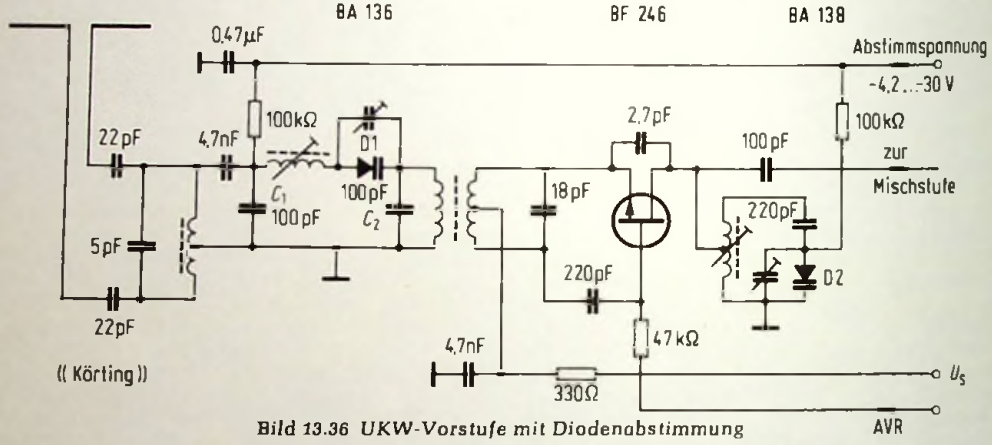


Bild 13.36 UKW-Vorstufe mit Diodenabstimmung

geführt. Zum Schutz gegen störende Schwingungen im Dezimeterbereich liegt in Reihe mit dem Katodenkondensator eine kleine Luftspule. Die Serienresonanzfrequenz dieser beiden Schaltelemente (200 pF – 10 nH) liegt ungefähr in der Mitte des UKW-Bandes und stellt eine sehr niedrige Impedanz dar. Für Dezimeterwellen überwiegt die Drosselwirkung der Spule. Sie bewirkt eine Gegenkopplung, so daß die Schwingneigung für diese Frequenzen stark herabgesetzt wird. Die Stufe ist durch den 6-pF-Kondensator zwischen Anode und Fußpunkt des Schwingkreises neutralisiert. Bei günstigem Aufbau lassen sich mit solchen Vorstufen etwa acht- bis zehnfache Hf-Verstärkungen erreichen und Oszillatorstrahlung und Rauschen herabdrücken.

Bild 13.35 UKW-Transistorvorstufe mit Drehkondensator-Abstimmung

Der Eingangskreis ist als Breitbandübertrager ausgebildet und steuert den in Basisgrundschaltung arbeitenden Siliziumtransistor. Sein Kollektorschwingkreis wird mit einem Drehkondensator abgestimmt. Diese Kombination ergibt eine günstige Verstärkung ohne Schwingneigung, und man braucht nicht zu neutralisieren. In der Kollektorleitung liegt lediglich ein Schutzwiderstand von 10 Ω, um Höchstfrequenzschwingungen zu verhindern. Anstelle von UKW-Drehkondensatoren werden vielfach auch Abstimmvariometer mit verschiebbarem Kern verwendet.

Bild 13.36 UKW-Vorstufe mit Diodenabstimmung

Kapazitätsdioden als Abstimmittel haben den Vorteil, daß keinerlei mechanische Bewegungen im UKW-Teil erforderlich sind. Er läßt sich besonders klein bauen und gut abschirmen. Außerdem kann der Eingangskreis ohne großen Aufwand mit abgestimmt werden. Die Verwendung von Feldeffekttransistoren bringt weitere Vorteile.

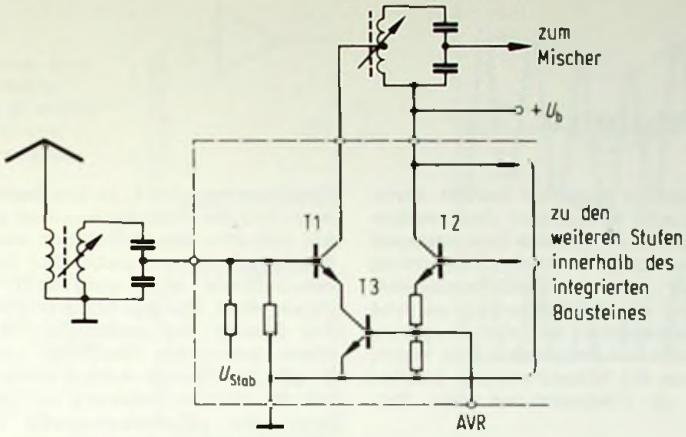


Bild 13.37 Hf-Vorstufe mit automatischer Verstärkungsregelung in integrierter Technik

Die Eingangsfrequenz gelangt über einen Antennenübertrager an den durch die Diode D 1 abstimmbaren Serienresonanzkreis. Er bildet mit den Kapazitäten C_1, C_2 einen Vierpol, der die Resonanzfrequenz zu dem breitbandigen Zwischenbasiseingangskreis des Feldeffekttransistors BF 246 weitergibt. An seinem Ausgang liegt ein durch die Kapazitätsdiode D 2 abgestimmter Resonanzkreis. Die Abstimmsteuerspannung für beide Dioden wird an einem Potentiometer abgegriffen und ist zwischen 4,2 V und 30 V veränderlich. Ein Neutralisationskondensator von 2,7 pF verhindert Schwingneigung. Die Verstärkung der Hf-Vorstufe wird automatisch geregelt, so daß hohe Eingangsspannungen verarbeitet werden können.

Bild 13.37 Hf-Vorstufe in integrierter Technik

In integrierten Schaltungen arbeitet man vorwiegend mit Differenzverstärkerstufen. Das Bild zeigt eine Hf-Stufe mit Verstärkungsregelung[1]. Außen ist nur der Eingangskreis mit Variometerabstimmung und induktiv gekoppelter Antenne anzuschließen. Der Abstimmkreis ist kapazitiv an die Basis des ersten Transistors angepaßt. Vom zweiten Kreis geht es dann ebenfalls über eine kapazitive Untersetzung zur Mischstufe weiter. Die zweifache Hf-Abstimmung ergibt eine gute Spiegelselektion. Das Transistorsystem T 3 wird von der AVR gesteuert. Es arbeitet als variabler Emitterwiderstand, wirkt als Gegenkopplung und setzt bei großen Eingangsspannungen die Verstärkung herab. – Die Basisvorspannung des Systems T 1 wird von der internen stabilisierten Spannung U_{stab} der integrierten Schaltung abgeleitet.

1 Siehe Bild 8.57.

Literatur

Antennen

[1] *Bergtold*: Antennen-Taschenbuch. J. Schneider Verlag, Berlin-Tempelhof.

[2] *Jacobs*: Lehrgang Radiotechnik. 10. Aufl., S. 30. Franzis-Verlag, München.

[3] *Mende*: Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang. RPB Nr. 6. Franzis-Verlag, München.

[4] *Mende*: Praktischer Antennenbau. RPB Nr. 50. Franzis-Verlag, München.

[5] –,–: Einführung in die Antennentechnik. Herausgeber: Kathrein-Werke, Rosenheim.

Hf-Vorstufen

[6] *Crantz*: Koffer-Empfänger Atlanta 101. Telefunken-Sprecher H. 47, 1968, S. 24.

[7] *Klank*: Schaltungen für großsignalfeste HF-Vor- und Mischstufen mit Transistoren. Funk-Technik 1970, H. 2, S. 44.

[8] *Limann*: Feldeffekttransistoren im AM-Rundfunkeingang. Funkschau 1969, H. 1, S. 11.

[9] *Molière*: Kreuzmodulation bei geregelten Empfänger-Vorstufen mit Feldeffekttransistoren. Funk-Technik 1971, H. 2, S. 60.

[10] *Rosehorn*: Ein UKW-Autosuper mit elektronischem Suchlauf. Funkschau 1968, H. 19, S. 585.

[11] *Rinderle* und *Beckenbach*: UKW-Vorstufe mit FET oder bipolarem Transistor? Telefunken-Applikationsbericht B 2/V. 7. 04/0269.

[12] *Schürmann*: Feldeffekt-Transistoren in Hf-Stufen. Funkschau 1968, H. 21, S. 675.

14 Mischstufen

Der Mischvorgang im Superhet besteht darin, die Empfangsfrequenz f_e mitsamt ihrer tonfrequenten Modulation in ein anderes Frequenzband mit der Mittenfrequenz f_z = Zwischenfrequenz zu transponieren. Bei der Amplitudenmodulation besteht dieses Band aus der Trägerfrequenz und den beiden Seitenbändern. Bei der Frequenzmodulation schwankt die Frequenz bis zu einem Hub von 75 kHz um die Mittenfrequenz, das bedeutet ebenfalls ein Frequenzband oder Frequenzspektrum.

Zum Mischen wird die Empfangsfrequenz f_e einer im Empfänger erzeugten unmodulierten Oszillatorfrequenz f_0 so überlagert, daß die Summen- und die Differenzfrequenz gebildet werden. Sie enthalten die Modulation der ursprünglichen Empfangsfrequenz, siehe Bild 12.12a. Die Differenzfrequenz wird ausgesiebt, verstärkt und demoduliert. Für den Mischvorgang wurde bisher das Prinzip der *multiplikativen* Mischung mit einem getrennten Oszillator zugrunde gelegt[1]). Es gibt jedoch noch weitere Mischverfahren, nämlich die additive Mischung mit getrenntem Oszillator, die selbstschwingende Mischstufe und schließlich die multiplikative Mischstufe mit Verstärkungsregelung. Zunächst seien die Grundlagen der additiven Mischung erläutert.

Additive Mischung

Bild 14.01 Prinzip der additiven Mischung

Addiert man die Spannungen von zwei verschiedenen Frequenzen, indem man sie in Reihe schaltet, dann ergibt sich ein Summensignal [1]) nach Bild 14.01a. Liegen nur lineare Schaltelemente im Kreis, dann enthält dieses Summensignal nur die beiden ursprünglichen Frequenzen. Neue Frequenzen entstehen nicht, also auch keine Differenzfrequenz. Fügt man nach Bild 14.01b ein nichtlineares Bauelement, z. B. eine Diode, in diesen Kreis ein, dann werden wie bei der AM-Demodulation mit einer Diode nur die positiven Halbwellen durchgelassen, und am Ausgang entsteht der in Bild 14.01b rechts dargestellte Schwingungszug, vorausgesetzt, daß kein Ladekondensator bzw. Siebglied verwendet wird. Dieses Signal besteht aus einseitig liegenden, verschieden hohen Halbwellen. Es enthält also einen Gleichspannungsanteil.

Filtert man nach Bild 14.01c aus diesem Spannungsgemisch die Wechselspannung heraus, dann ordnen sich die Amplitudenschwankungen um einen neuen Mittelwert, und damit entsteht das Diagramm eines echten multiplikativen Mischvorganges oder einer Modulation. In diesem Spektrum sind die Summenfrequenz und die Differenzfrequenz $f_0 - f_e$ enthalten.

Zum additiven Mischen ist ein nichtlineares Bauelement, also eine geknickte oder gekrümmte Kennlinie notwendig, sonst bilden sich keine Mischfrequenzen.

Bild 14.02 bis 14.04 Additive Mischschaltungen

Die einfache Mischschaltung Bild 14.02 arbeitet mit einer Diode als nichtlineares Element. Die gewünschte Differenzfrequenz $f_0 - f_0$ wird durch einen darauf abgestimmten Schwingkreis ausgesiebt. Der scharfe Knick einer solchen Kennlinie ergibt ein sehr oberwellenreiches Mischspektrum, das trotz der Siebwirkung des Resonanzkreises Störungen bewirken kann. Diese *Diodenmischung* wurde früher für einfache UKW-Empfänger angewendet.

Bei der additiven Transistor-Mischstufe Bild 14.03 übernimmt die natürliche Krümmung der Basisstromkennlinie [2]) die additive Mischung. Die Spannungen der beiden Frequenzen f_0 und f_e werden an der gleichen Elektrode, nämlich der Basis, zusammengeschaltet, also addiert. Bei dieser Art der Mischung tritt sogar noch eine Misch-

1 Vgl. Bild 2.26.

1 Siehe Bild 2.31.

2 Siehe Bild 6.04.

a = *Addieren von zwei Spannungen verschiedener Frequenz in einem Kreis, der nur lineare Schaltelemente enthält*

b = *Addieren von Spannungen verschiedener Frequenz über ein nichtlineares Element. Infolge der Gleichrichterwirkung bilden sich Summen- und Differenzfrequenzen*

c = *Ein Übertrager hält die Gleichspannungsanteile zurück, man erhält das bekannte Bild der Amplitudenmodulation*

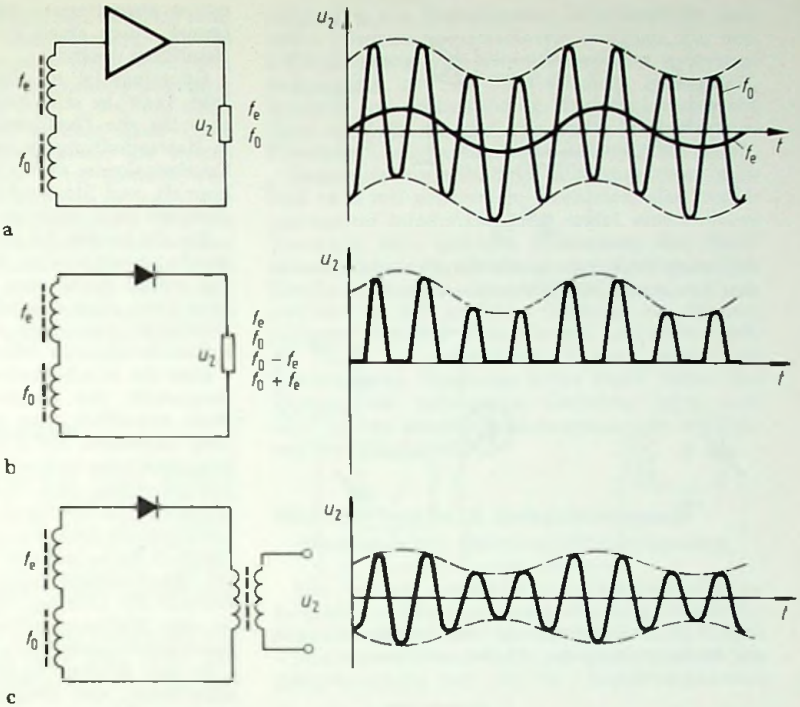


Bild 14.01 Additive Mischung

verstärkung V_c [1]) im Ausgangskreis auf. Man bezeichnet damit das Verhältnis der Zwischenfrequenzspannung zur hochfrequenten Eingangsspannung:

$$\text{Mischverstärkung } V_c = \frac{u_{Zf}}{u_{Hf}}$$

(meist in dB ausgedrückt)

Ein weiterer wichtiger Begriff ist die Mischsteilheit S_c, das ist das Verhältnis des Zf-Wechselstroms zur hochfrequenten Eingangsspannung:

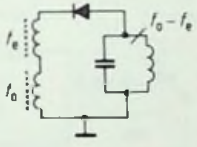
$$\text{Mischsteilheit } S_c = \frac{i_{Zf}}{u_{Hf}}$$

(meist in mA/V angegeben)

Bild 14.04 stellt schematisch eine additive Röhrenmischstufe dar. Sie wurde hauptsächlich in den UKW-Bausteinen verwendet. Hierbei spannte man das Steuergitter so vor, daß die beiden Frequenzen in der Kennlinienkrümmung additiv gemischt wurden.

1 Das tiefgestellte c ist abgeleitet von conversio (lat.) = Umwandlung, nämlich Umwandlung in die Zwischenfrequenz.

Bild 14.02 Additive Mischung mit einer Mischdiode und Aussieben der Differenzfrequenz (Zwischenfrequenz)



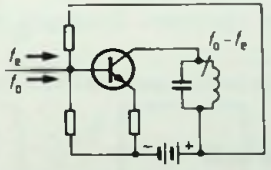


Bild 14.03 Additive Mischung mit einem Transistor

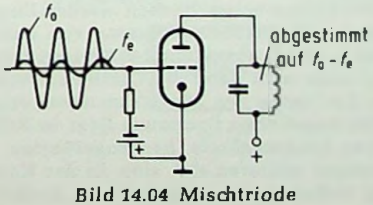


Bild 14.04 Mischtriode

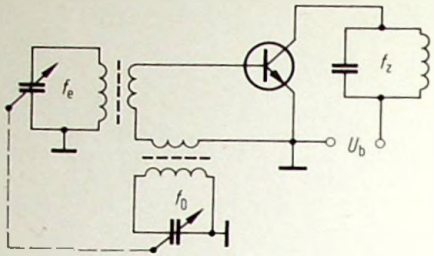


Bild 14.05 Einkopplung der Oszillatorfrequenz in den Basiskreis des Mischtransistors

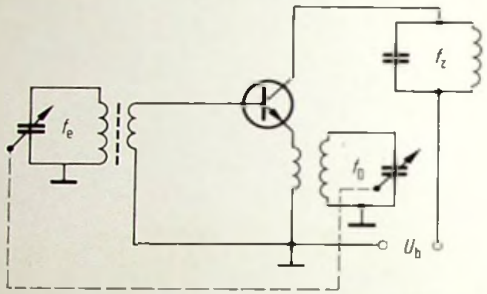


Bild 14.06 Einkopplung der Oszillatorspannung in die Emitterleitung des Mischtransistors

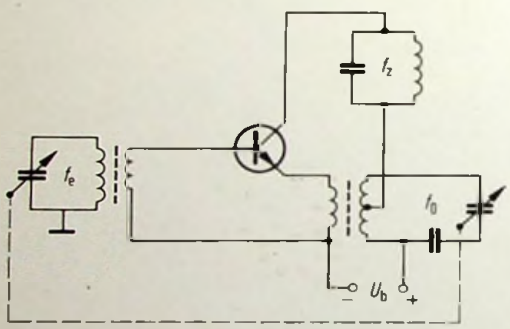


Bild 14.07 Selbstschwingende additive Mischstufe

Bild 14.05 bis 14.07
Einkopplung der Oszillatorspannung

In den beiden ersten Bildern werden Empfangsfrequenz und Oszillatorfrequenz von außen her den auf f_e und f_0 abgestimmten Kreisen zugeführt. In Bild 14.05 wird dann die Oszillatorfrequenz f_0 in den Basiskreis des Mischtransistors eingekoppelt. Die zugehörige Spannung liegt in Reihe mit der vom Eingangskreis her zugeführten. Beide Spannungen addieren sich also. In der Kollektorleitung befindet sich der auf die Zwischenfrequenz abgestimmte Resonanzkreis. Er wird fast immer durch einen zweiten Kreis zu einem Zf-Bandfilter ergänzt.

Günstiger ist es, die Oszillatorspannung nach Bild 14.06 in die Emitterleitung einzukoppeln, also für die Oszillatorspannung den Transistor in Basisschaltung zu betreiben. Dadurch werden Empfangskreis und Oszillatorkreis besser entkoppelt, und Störstrahlung vom Oszillator in die Antenne wird verhindert.

Für die beiden Schaltungen Bild 14.05 und 14.06 wurde vorausgesetzt, daß die Oszillatorfrequenz von einem getrennten Oszillator geliefert wird. Man kann aber den Mischtransistor zugleich als Oszillator verwenden und nennt dies sinngemäß *selbstschwingende Mischstufe*.

Eine der Möglichkeiten hierfür ist in Bild 14.07 dargestellt. Die Empfangsfrequenz f_e wird der Basis zugeführt. Von einem in der Kollektorleitung liegenden, auf die Oszillatorfrequenz abgestimmten Schwingkreis wird in die Emitterleitung rückgekoppelt, und dadurch erregt sich die gewünschte Oszillatorschwingung [1]. Die an der Emitterspule herrschende Teilspannung liegt zugleich in Reihe mit der an den Basiskreis geführten Empfangsspannung. Die Basis-Emitterdiode bewirkt die additive Mischung, und der Zf-Kreis in der Kollektorleitung siebt die modulierte Zwischenfrequenz heraus.

In den Bildern 14.05 bis 14.07 ist außerdem angedeutet, daß Empfangs- und Oszillatorkreis gemeinsam abgestimmt werden, um stets die richtige Zwischenfrequenz zu erzeugen. Dies kann wie hier durch einen Zweifachdrehkondensator erfolgen oder durch ein Mehrfach-Variometer wie bei Autosupern oder auch durch Kapazitätsdioden, die von einer gemeinsamen Gleichspannung gesteuert werden.

Bild 14.08 Selbstschwingende Transistor-Mischstufe mit entkoppelten Kreisen

Im KW-Bereich beträgt der Abstand zwischen f_e und f_0 bei $f_z = 460$ kHz

$$\text{für das 50-m-Band } \frac{460}{6000} \cdot 100 \approx 8\ \%$$

$$\text{für das 11-m-Band } \frac{460}{27\,000} \cdot 100 \approx 2\ \%$$

Bei diesen geringen Frequenzunterschieden besteht die Gefahr, daß sich die beiden Kreise gegenseitig beeinflussen und *mitnehmen* [2], d. h. sie schnappen auf die gleiche Frequenz ein. Dann wird aber keine Zwischenfrequenz gebildet, und

1 Vgl. Bild 9.13.

2 Siehe Bild 9.23 und 9.24.

es kommt kein Empfang zustande. Deshalb sind die Kreise gegeneinander abzuschirmen, und sie dürfen auch über den Transistor nicht verkoppelt sein. Dies verhindert eine Gegenkopplung über den Neutralisationsweg $C_N - R_N$ [1]). Auf die Basis und auf den Eingangskreis gelangt dann keine Spannung aus dem Oszillatorkreis, die Kreise sind entkoppelt. Außerdem wird dadurch verhindert, daß die Oszillatorfrequenz und ihre Harmonischen über den Eingangskreis und die Empfangsantenne nach außen abgestrahlt werden und andere Empfänger stören. – Der Oszillatorkreis ist mit 15 kΩ bedämpft, damit sein Resonanzwiderstand und damit die Schwingamplitude über den Bereich hinweg gleichmäßiger sind.

Bild 14.09 und 14.10 Fremdgesteuerte Mischstufen

Additive Mischstufen erlauben keine Verstärkungsregelung, denn beim Verschieben des Arbeitspunktes verstimmt sich die Oszillatorfrequenz, und bei zu geringer Steilheit setzen die Oszillatorschwingungen aus. Deshalb benutzt man selbstschwingende ungeregelte Mischstufen nur bei einfachen Empfängern.

Will man die selbstschwingende Mischstufe beibehalten, dann kann man nach Bild 14.09 eine regelbare Vorstufe davorsetzen. Auch läßt sich dann noch ein abgestimmter Zwischenkreis zwischen Vorstufe und Mischstufe einfügen. Für den UKW-Empfang wird diese Anordnung bevorzugt angewendet und als UKW-Baustein konstruiert. Anstelle des abstimmbaren Eingangskreises tritt dann vielfach ein auf Bandmitte abgeglichener Übertrager, wie in Kapitel 13 mehrfach behandelt.

Besonders vorteilhaft ist die Anordnung nach Bild 14.10 mit getrenntem Oszillator, also fremdgesteuerter Mischstufe. Dies ergibt eine saubere Trennung und optimale Bemessung der Funktionen, Regelung, Mischung und Erzeugung der Oszillatorfrequenz. Der Aufwand von drei Transistoren ist bei größeren Geräten, die ohnehin mehrere Dutzend Transistoren enthalten, nicht zu teuer. In integrierter Technik spielt ein System mehr überhaupt keine Rolle. Diese Anordnung mit getrenntem Oszillator leitet auch über zu den anschließend besprochenen multiplikativen Mischstufen.

Bild 14.11 und 14.12 Selbstschwingende Mischstufe mit Stromverteilungsregelung

Die Technik der Differenzverstärkerstufen ermöglicht, additive Mischung, Oszillator und Regelung in einer Stufe zu vereinigen. Die beiden Transistoren T 1 und T 2 sind für die Hf-Eingangsspannung und für die Oszillatorspannung

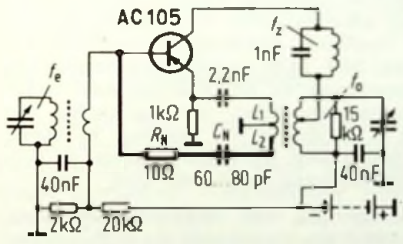


Bild 14.08 AM-Transistormischstufe mit gegen die Basis entkoppeltem Oszillatorkreis

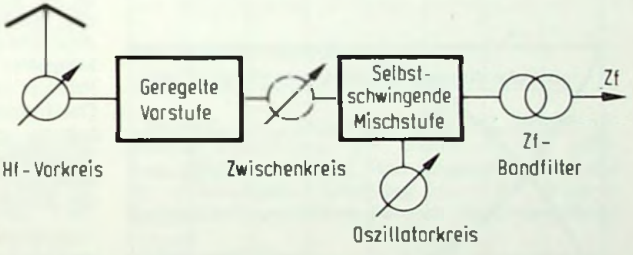
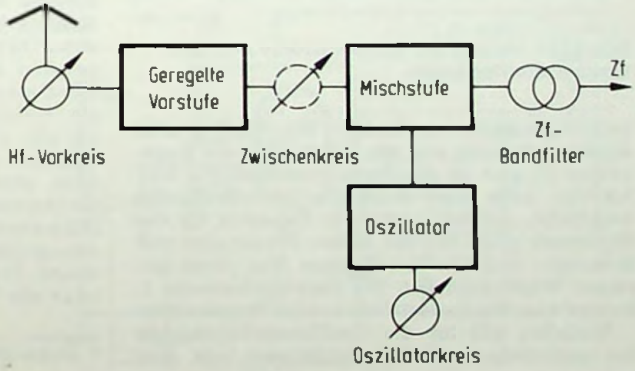


Bild 14.09 Selbstschwingende Mischstufe mit geregelter Vorstufe



Rechts: Bild 14.10 Mischstufe mit getrenntem Oszillator

1 Vgl. Bild 9.48.

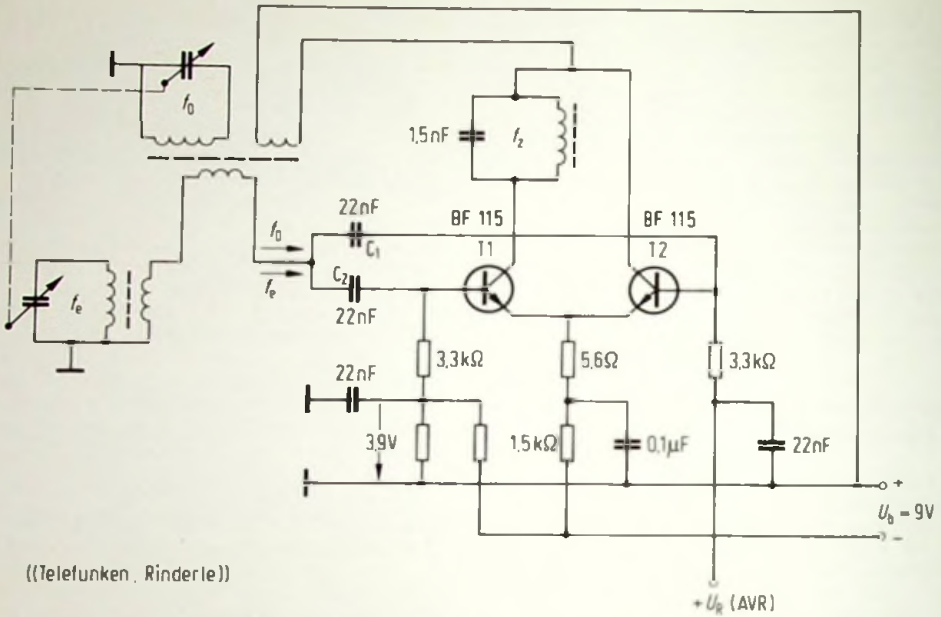


Bild 14.11 Selbstschwingende Mischstufe mit Stromverteilungsregelung

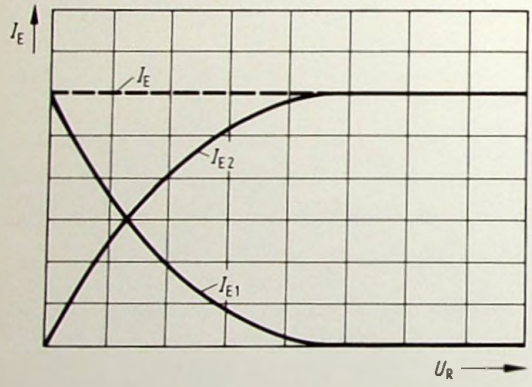


Bild 14.12 Verlauf der Emitterströme und des Gesamt-Emitterstroms

parallelgeschaltet zu denken. Die Emitter sind direkt verbunden und die Basen über die Kapazitäten C_1 und C_2 zusammengeschaltet. Die Kollektoren kann man gleichfalls als miteinander verbunden ansehen, denn die Kapazität C_2 des Zf-Kreises stellt für die hohen Frequenzen des Eingangs- und Oszillatorkreises nur einen geringen Widerstand dar. Die Eingangsfrequenz f_e steuert also die Basisströme beider Transistoren.

Ähnliches gilt für die Oszillatorschaltung. In der gemeinsamen Kollektorzuleitung liegt eine mit dem Oszillatorschwingkreis gekoppelte Spule. In der gemeinsamen Basiszuleitung befindet sich die Rückkopplungsspule dieses Systems. Die Anordnung schwingt also als induktiv rückgekoppelter Oszillator. Gleichzeitig wird nach dem Prinzip von Bild 14.05 Empfangsspannung und Oszillatorspannung an der gemeinsamen Basisleitung zusammengeführt, also gemischt. Der Transistor T 1 arbeitet als Mischer. In seiner Kollektorleitung liegt der erste Zf-Kreis, an dem die Zwischenfrequenz ausgesiebt wird.

Nun kommt noch die Regelwirkung hinzu. Hierfür arbeitet die Anordnung als Differenzverstärkerstufe. Die Arbeitspunkte beider Transistoren sind so bemessen, daß im ungeregelten Zustand der Transistor T 1 den vollen Emitterstrom I_{E1} führt. Der Transistor T 2 dagegen ist gesperrt. In der gemeinsamen Emitterleitung liegt ein Gegenkopplungswiderstand von 5,6 Ω und ein hochohmiger Stabilisierungswiderstand von 1,5 kΩ. Führt man nun der Basis des rechten Transistors eine positive Regelspannung U_R zu, dann wird dieser Transistor aufgesteuert. Sein Emitterstrom I_{E2} vergrößert sich, aber durch die Differenzverstärkerwirkung [1]) verringert sich um den gleichen Betrag der Emitterstrom I_{E1} des ersten Transistors. Man ändert also nach Bild 14.12 die Stromverteilung zwischen den beiden

1 Siehe Bild 8.51.

Transistoren. Da sich der Emitterstrom des Mischtransistors T 1 verringert, nimmt auch seine Mischsteilheit ab, d. h. die Mischverstärkung wird herabgeregelt. Der Oszillator dagegen schwingt unbehindert weiter, denn für ihn gilt die Parallelschaltung der beiden Transistoren, d. h. der Gesamtstrom I_E von Bild 14.12. Die Schwingungen können also nicht abreißen. – Der für Hochfrequenz wirksame Gegenkopplungswiderstand von 5,6 Ω in der gemeinsamen Emitterleitung linearisiert die Schaltung und verhindert Kreuzmodulationen.

Multiplikative Mischung

Die additive Mischung an einer gekrümmten Kennlinie beherrschte lange Zeit die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger, obgleich dabei auch unerwünschte Mischprodukte entstehen. Zwar kennt die kommerzielle Nachrichtentechnik im *Ringmodulator* eine Anordnung, bei der multiplikativ und sehr oberwellenarm gemischt wird, doch kam diese Schaltung für die Unterhaltungs-Elektronik zunächst zu teuer. Um 1932 wurden dann Mehrgitterröhren entwickelt, mit denen sich auch im Empfängerbau die multiplikative Mischung einführte und für die AM-Bereiche bis zum Aufkommen des Transistors bestehen blieb. Der wichtigste Typ dieser Mischröhre war die Mischhexode mit eingebautem (heute würde man sagen integriertem) Oszillatorsystem. Die multiplikative Mischung mit Ringmodulatoren führte sich dann mit den integrierten Halbleiterschaltungen in die Unterhaltungselektronik ein. (Die Funktion wird nachher in Bild 14.25 behandelt.)

Bild 14.21 Hexodenmischung

Empfangs- und Oszillatorfrequenz liegen an verschiedenen Gittern einer Mehrgitterröhre. Die Oszillatorfrequenz wird durch Rückkopplung in einem getrennten Triodensystem erzeugt. Der Oszillatorschwingkreis liegt an der *Anode* der Triode. Die Anodenspannung wird *parallel* zum Schwingkreis über einen Widerstand zugeführt. Das Triodengitter ist mit dem Mischgitter g_3 verbunden. Der Anodenstrom des Hexodensystems wird also zweimal (d. h. multiplikativ) gesteuert: am Gitter 1 durch die Hochfrequenzspannung, am Gitter 3 durch die Oszillatorspannung. Der erste Zwischenfrequenzkreis bildet den Anodenwiderstand des Hexodensystems und siebt die Differenzfrequenz $f_z = f_o - f_e$ aus dem Frequenzgemisch heraus.

Die multiplikative Röhrenmischung hat verschiedene Vorteile:

Die Mischung ist unabhängig vom Arbeitspunkt des Mischsystems, man kann dort mit Hilfe einer Regelkennlinie eine Verstärkungsregelung vorsehen.

Die Oszillatorstrahlung in den Antennenkreis sowie die Kreuzmodulation sind gering.

Bei der Mischung mit Ringmodulatoren werden Empfangs- und Oszillatorfrequenz bereits weitgehend unterdrückt, der Mischer liefert nur die Summen- und die Differenzfrequenz.

Bild 14.22 Mischung mit Doppelgate-MOS-Feldeffekttransistor

Solange die Transistortechnik auf Einzeltransistoren angewiesen war, kehrte sie zur additiven Mischung zurück. Eine elegante Lösung für die multiplikative Mischung bietet der Doppelgate-MOS-Transistor [1]. Hiermit kann ein Strom

1 Siehe Bild 6.31.

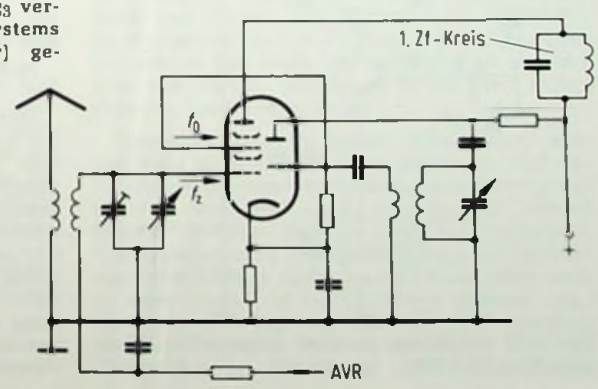


Bild 14.21 Multiplikative Mischschaltung mit Röhren vom Typ ECH

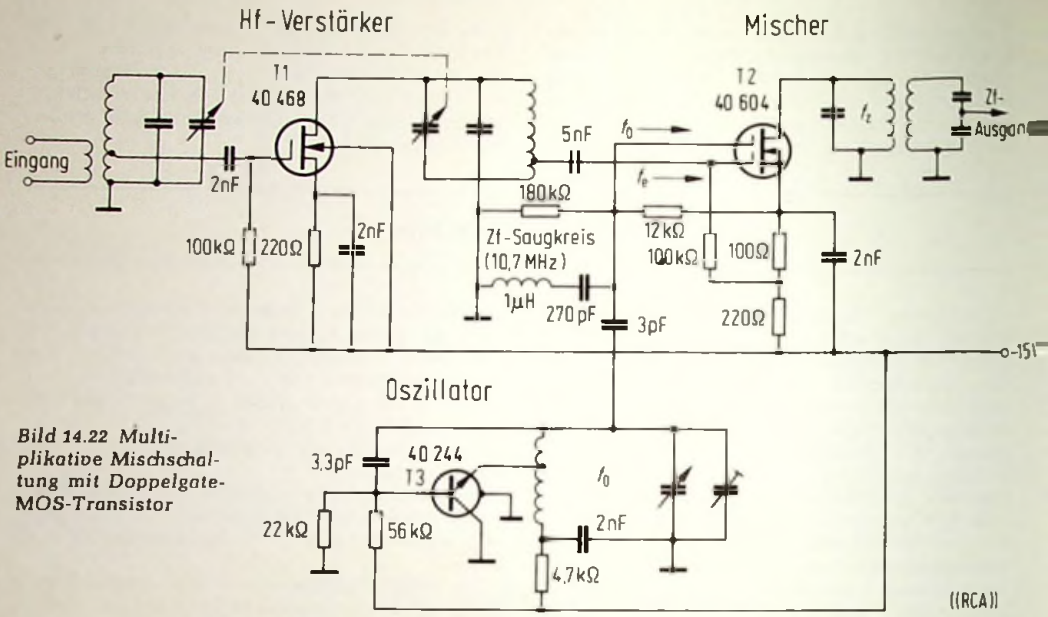


Bild 14.22 Multiplikative Mischschaltung mit Doppelgate-MOS-Transistor

ebenfalls an zwei Elektroden gesteuert werden, bzw. Spannungen mit zwei verschiedenen Frequenzen können multiplikativ gemischt werden. Das Bild stellt einen kompletten UKW-Baustein mit dem Doppelgate-MOS-Transistor 40604 als Mischer dar. Ihm ist ein Hf-Verstärker mit dem MOS-Transistor Typ 40468 vorgeschaltet. Die Empfangsfrequenz wird niederohmig aus dem Zwischenkreis ausgekoppelt und an Gate 1 des Mischtransistors geführt. Für den Oszillator wird ein normaler bipolarer Transistor verwendet. Die Oszillatorfrequenz gelangt über einen Kopplungskondensator mit einem Pegel von 750 mV an Gate 2 des Mischtransistors. In seinem Drainkreis liegt der erste Zf-Kreis. Ein Saugkreis von G 2 nach Masse schließt Zwischenfrequenzreste an dieser Stelle kurz, damit sie nicht zur Antenne gelangen und abgestrahlt werden. Die Schaltung ist sehr übersichtlich, gibt eine gute Gesamtverstärkung und eine hohe Spiegelselektion.

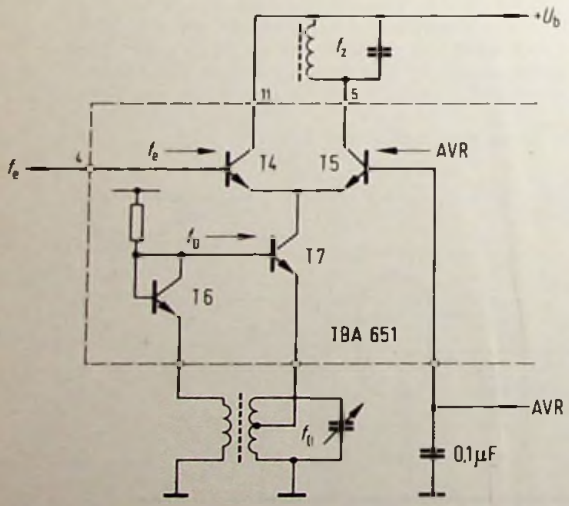


Bild 14.23 Mischstufe in einer integrierten Schaltung Typ TBA 651

Bild 14.23 und 14.24 Multiplikative Mischung in integrierten Schaltungen

Integrierte Schaltungen ermöglichen gleichfalls die vorteilhafte multiplikative Mischung, indem man mehrere Transistorsysteme als Differenzverstärkerstufen mit einem dritten Transistor als gemeinsamen Emitterwiderstand vorsieht. Die Anordnungen gehen auf die Grundschaltung Bild 8.57 zurück. Dort wurde erläutert, daß man in einem solchen System zwei Frequenzen multiplikativ mischen kann, indem man mit einer Spannung die Basis des Emittertransistors und mit der anderen einen Transistor der Differenzstufe steuert.

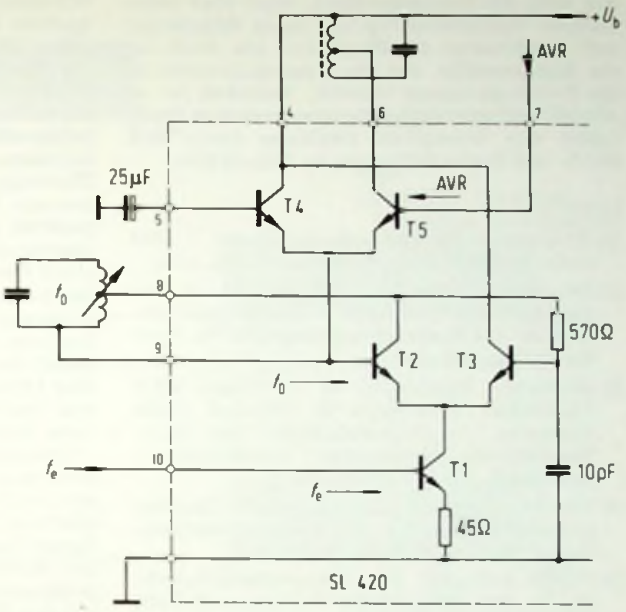


Bild 14.24 Mischstufe in einer integrierten Schaltung Typ SL 420

In Bild 14.23 bilden die Systeme T 4 und T 5 die Differenzstufe [1]) T 7 ist der zur Gegenkopplung dienende, in der Emitterleitung liegende Transistor. Die Empfangsfrequenz f_e wird der Basis von T 4 zugeführt. Die Oszillatorfrequenz f_0 liegt an der Basis von T 7. Dieser Transistor T 7 hat eine doppelte Funktion. Er bildet mit dem außen angeschlossenen Schwingkreis die Oszillatorschaltung zum Erzeugen der Frequenz f_0. Der Resonanzkreis liegt in der Emitterleitung. Von dort wird induktiv auf den Basiskreis rückgekoppelt. Das System T 6 ist als Diode geschaltet und stabilisiert die Basisvorspannung von T 7.

Der Zf-Kreis befindet sich in der Kollektorleitung des Systems T 5 und siebt die gewünschte Zwischenfrequenz heraus. Die Basis dieses Systems wird von der Steuerspannung für die automatische Verstärkungsregelung (AVR) gesteuert.

Dieser Mischer wird also ähnlich wie in Bild 14.11 geregelt. Die Funktion des Oszillators kann dadurch nicht beeinträchtigt werden, denn beim Regeln verteilt sich nur der Strom anders auf die Systeme T 4 und T 5. Durch T 7 fließt stets der Summenstrom, vgl. Bild 14.12. Diese Schaltung ist ein Teil des integrierten Bausteins TBA 651 der Firma SGS Deutschland.

Bei der Schaltung Bild 14.24 sind die Funktionen anders verteilt. Die Systeme T 1, T 2 und T 3 bilden die Mischstufe mit dem System T 1 als elektronischem Emitterwiderstand. Hier wird jedoch die Empfangsfrequenz diesem gemeinsamen Transistor T 3 zugeführt und die Oszillatorfrequenz dem linken Transistor T 2 der Differenzstufe. Dieses System dient gleichzeitig als aktives Element des Oszillatorkreises. T 2 und T 3 arbeiten in einer Art Multivibratorschaltung. Sie sind über das in der gemeinsamen Emitterleitung liegende System T 1 gekoppelt und außerdem über den 570-Ω-Widerstand von der Basis T 3 zum Kollektor T 2. Dadurch wechselt der Oszillatorstrom im Rhythmus der Oszillatorfrequenz zwischen den Systemen T 2 und T 3 hin und her. Das Mischprodukt wird an eine weitere Differenzstufe T 4, T 5 weitergeleitet. Dort erfolgt an der Basis von T 5 die Verstärkungsregelung (AVR). Im Kollektorkreis von T 5 liegt das Zf-Filter ähnlich wie in Bild 14.23. Die Schaltung ist ein Teil des integrierten Bausteins SL 420 der Firma Plessey, beschrieben in [2].

Vergleicht man die beiden Schaltungen 14.23 und 14.24 als Praktiker, dann ergibt sich, daß die Feinheiten der Innenfunktionen beim Service gar nicht so wesentlich sind. Man braucht nur zu prüfen, ob beim Anlegen einer hochfrequenten Eingangsspannung Zwischenfrequenz am Zf-Kreis erscheint. Ist dies nicht der Fall, dann wäre noch zu kontrollieren, ob der Oszillator schwingt, also Oszillatorspannung am Außenkreis vorhanden ist. Die integrierte Technik erleichtert also das Überprüfen der Empfänger, denn man braucht

1 Die Bezifferung der Transistorsysteme entspricht der hier verwendeten Integrierten Schaltung TBA 651.

nur noch die Gesamtfunktion, nicht aber jedes einzelne Transistorsystem und jeden Widerstand und Kondensator zu überprüfen. Die Stufe ist ein Signalwandler, der die Eingangsfrequenz in die Zwischenfrequenz umsetzt. Trotzdem ist es nützlich und notwendig, die grundlegenden Funktionen von Verstärker, Oszillator sowie von Misch- und Regelschaltungen zu beherrschen.

Literatur

[1] *Antoniazzi* und *Sabbadini*: TBA 651 – AM radio receiver. SGS Deutschland, Dez. 1970.

[2] *Dennewitz*: Integrierte Schaltungen in der Unterhaltungs-Elektronik. – Weitgehend integrierter AM-Rundfunkempfänger, S. 74. Franzis-Verlag, München.

[3] *Kleinman*: Application of Dual-Gate MOS Field-Effect Transistors in Practical Radio Receivers. Applikationsberichte über RCA-Transistoren. Herausgeber: Alfred Neye – Enatechnik, Quickborn/Hamburg.

[4] *Meinke – Gundlach*: Taschenbuch der Hochfrequnztechnik, Kapitel Q, Mischung. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg.

[5] *Pitsch*: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 204 bis 209. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1948.

[6] *Schoen*: Multiplikative Mischung mit Transistoren. Valvo-Berichte, Juli 1964, S. 293.

Ohne Verfasserangabe

[7] Mischschaltungen. Telefunken-Laborbuch, Band 1, S. 276.

[8] KW-MW-Eingangsschaltungen mit Transistoren. Telefunken-Laborbuch, Band 2, S. 221 und S. 237.

Bild 14.25 bis 14.28 Ringmodulator

Im Einleitungsabschnitt zur multiplikativen Mischung wurde der Ringmodulator als Mischschaltung erwähnt. Am Ausgang einer solchen Stufe erscheinen nur die Summenfrequenz und die Differenzfrequenz. Die erzeugenden Grundfrequenzen fallen vollständig heraus.

Der Ringmodulator ist eine Brückenschaltung aus vier in gleicher Richtung, also in einem Ring liegenden Dioden. Er darf nicht mit dem Brückengleichrichter [1]) verwechselt werden. An die beiden Brückendiagonalen ist je ein Übertrager mit Mittelanzapfung angeschlossen. Führt man dem Übertrager Ü 1 die Frequenz f_1 zu, dann liegt die gesamte Sekundärspannung an den Brückeneckpunkten A und C. Bei abgeglichener Brücke ist dann in der anderen Diagonale B D die Spannung gleich Null, d. h. hier tritt keine Spannung mit der Frequenz f_1 auf. Dann ist aber auch an den Ausgangsklemmen E F keine Spannung dieser Frequenz vorhanden, denn Punkt E liegt am Nullpunkt des Übertragers Ü 1, und Punkt F stellt eine Mittelanzapfung für eine an der Nulldiagonale liegende Wicklung dar, führt also ebenfalls keine Spannung der Frequenz f_1.

Genau die gleichen Überlegungen gelten für die über den Übertrager Ü 2 zugeführte Spannung mit der Frequenz f_2: In der Diagonale A C und also auch am Ausgang E F tritt keine Spannung dieser Frequenz auf. Um eine gute Symmetrie der Brückenzweige und damit einen genauen Brückenabgleich zu erzielen, legt man in Reihe mit den Dioden noch unter sich gleiche ohmsche Widerstände und macht einen davon einstellbar, um die Ausgangsspannung der Brücke auf Null abgleichen zu können.

Wird eine der beiden Spannungen, z. B. die mit der Frequenz f_2, bedeutend größer als die andere gewählt, dann schalten ihre Halbwellen paarweise je zwei Dioden der Brücke in Flußrichtung durch. Nur über die gerade durchgeschalteten Dioden fließt dann Strom der Frequenz f_1. Die Ströme von f_1 und f_2 überlagern sich, und am Ausgang erscheinen die Mischprodukte $f_2 - f_1$ und $f_2 + f_1$ bzw. $f_2 \pm f_1$, während die Ursprungsfrequenzen f_1 und f_2, wie vorher besprochen, nicht vorhanden, also unterdrückt sind. Die Brücke ist nur für die Mischprodukte unsymmetrisch und liefert hiervon eine Diagonalspannung.

Das Verfahren arbeitet mit dem gleichen Effekt, wenn man z. B. f_2 an die Klemmen E und F legt;

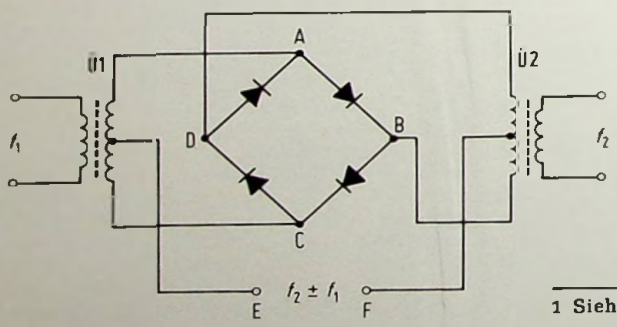


Bild 14.25 Ringmodulator als multiplikative Mischschaltung

1 Siehe Bild 10.06.

a = *Differenzsignal und 38-kHz-Trägerfrequenz*

b = *Modulationsergebnis*

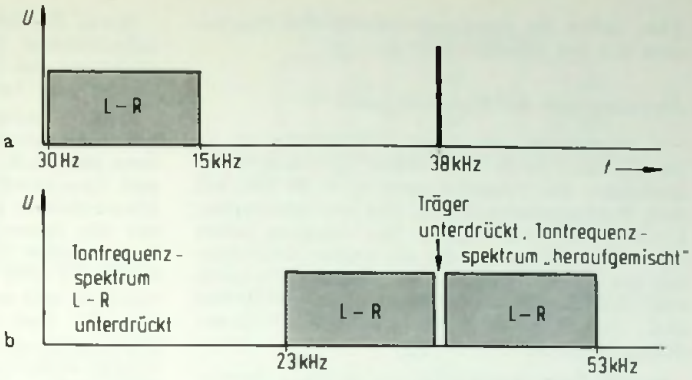


Bild 14.26 Wirkung eines Ringmodulators bei der Stereomodulation im Sender

a = *Stereo-Zusatzsignal hinter dem Ratiodetektor*

b = *zugesetzte 38-kHz-Trägerfrequenz*

c = *herabgemischtes Tonfrequenzspektrum*

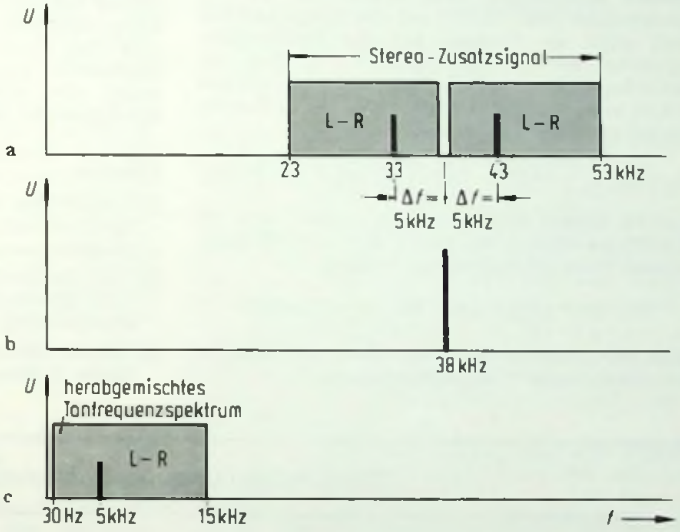


Bild 14.27 Stereo-Demodulation durch einen Ringmodulator

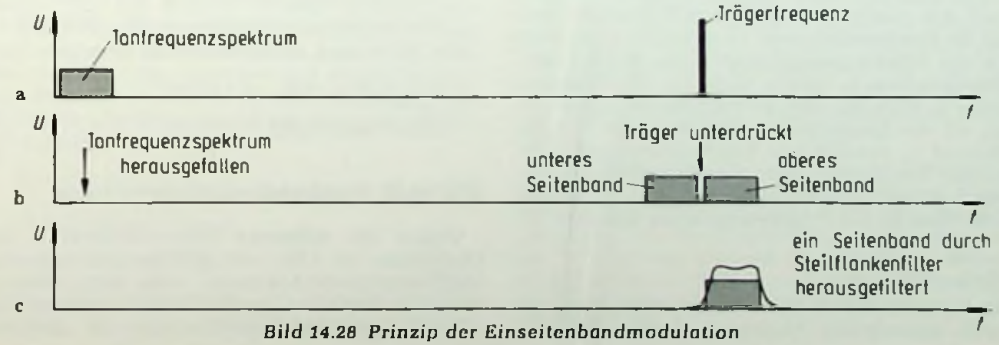


Bild 14.28 Prinzip der Einseitenbandmodulation

dann liefert die Ausgangswicklung des Übertragers Ü 2 das Mischprodukt $f_2 \pm f_1$.

Anwendungen des Ringmodulators

1. *Modulation des Stereo-Differenzsignals im Sender, Bild 14.26.* Man mischt in einem Ringmodulator die Trägerfrequenz $f_2 = 38$ kHz mit dem Tonfrequenzspektrum, das die Information L − R enthält (Bild 14.26a). Der Ausgang liefert dann nach Bild 14.26b nur die beiden Seitenbänder zur Trägerfrequenz. Die Ursprungsfrequenzen, nämlich die Trägerfrequenz 38 kHz selbst und das Tonfrequenzspektrum, sind unterdrückt [1]).

2. Zur *Demodulation* dieses gleichen Stereosignals im Empfänger, Bild 14.27. Man gibt die beiden Seitenbänder (Bild 14.27a) und die Trägerfrequenz (Bild 14.27b) auf den Ringmodulator und erhält am Ausgang nur das Tonfrequenzspektrum mit der Information L − R. Dazu ein einfaches Zahlenbeispiel: Der Sender sei nur mit 5 kHz moduliert, dann besteht das Stereo-Zusatzsignal aus den Frequenzen

$$f_1 = 38 - 5 = 33 \text{ kHz} \quad \text{und} \quad f_1' = 38 + 5 = 43 \text{ kHz}$$

Diesen beiden Seitenbandfrequenzen wird im Empfänger wieder der Träger $f_2 = 38$ kHz zugemischt. Dann erscheinen am Ausgang

$$38 - 33 = 5 \text{ kHz} \quad \text{und} \quad 38 - 43 = -5 \text{ kHz}$$

also die reine Tonfrequenz ohne die höheren Seitenband- und Trägerschwingungen [2]).

Etwas Ähnliches lernten wir bereits beim Produkt-Detektor Bild 10.19 kennen. Dort mußte allerdings das Tonfrequenzband erst durch ein Tiefpaßfilter herausgesiebt werden.

3. *Einseitenbandmodulation* in der kommerziellen Nachrichtentechnik und bei KW-Amateursendern, Bild 14.28. Hochfrequente Trägerschwingung und Sprachfrequenzspektrum werden in einem Ringmodulator gemischt. Am Ausgang erscheinen nur die Seitenbänder zur Trägerfrequenz. Der Träger selbst ist unterdrückt. Eines dieser Seitenbänder wird nochmals durch Filter ausgesiebt, verstärkt und auf die Antenne gegeben und ausgesendet. Auch in diesem Fall muß man im Empfänger zum Demodulieren die Trägerfrequenz wieder hinzufügen.

Diese Betrachtungen zeigen, daß Modulation und Demodulation vielfach auf dem gleichen Prinzip der Überlagerung zweier Frequenzen bzw. Frequenzbänder beruhen. Je nach Erfordernis wird das gewünschte Spektrum heraufgemischt (Modulation einer hochfrequenten Trägerschwingung) oder wieder in das Tonfrequenzgebiet herabgemischt (Demodulation).

Literatur

[1] *Meinke* und *Gundlach*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, S. 1070. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1956.

[2] *Rint*: Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik, Band 4, Abschnitt R 462. Porta-Verlag, München.

[3] *Starke*: Schaltungslehre der Elektronik. Frankfurter Fachverlag.

Die Abstimmung des Superhets

Bild 14.31 Der Parallellauf (Gleichlauf)

Der Eingang eines Überlagerungsempfängers wird mit einem oder mehreren Schwingkreisen auf die Empfangsfrequenz abgestimmt. Damit sich für alle Empfangsfrequenzen f_e die gleiche Zwischenfrequenz f_z ergibt, muß die Oszillatorfrequenz f_0 stets um den gleichen Betrag höher liegen als die Empfangsfrequenz. Sie muß also im Abstand f_z parallel zur Empfangsfrequenz verlaufen. Empfangs- und Oszillatorschwingkreis haben daher unterschiedlichen Frequenzverlauf. Außerdem ist die Frequenzvariation des Oszillatorkreises kleiner als die des Vorkreises, z. B. ergibt sich für den MW-Bereich etwa:

Empfangsfrequenzänderung 535 : 1605 = 1 : 3

Oszillatorfrequenzänderung 995 : 2065 ≈ 1 : 2

Bei UKW sind die Unterschiede geringer:

$\Delta f_e = 87{,}5 : 104 = 1 : 1{,}19$

$\Delta f_0 = 98{,}2 : 114{,}7 = 1 : 1{,}17$

Bild 14.32 Drehkondensatorabstimmung

Wegen der kleineren Frequenzvariation des Oszillators im LW- und MW-Bereich muß der Oszillator-Drehkondensator auch eine kleinere Kapazitätsvariation als der Vorkreis haben. Dies wird bei Mehrfachkondensatoren mit gleichem

1 Siehe Bild 2.86.

2 Das Minuszeichen bei −5 kHz rührt von hier nicht behandelten Phasenbeziehungen her.

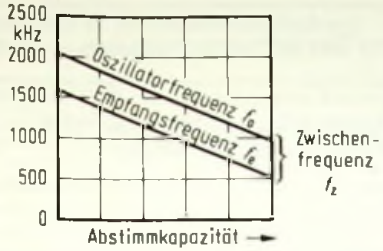


Bild 14.31 Parallellauf von Empfangs- und Oszillatorfrequenz

Plattenschnitt erreicht, indem die Kapazität des Oszillatorteiles durch den Serien- oder Verkürzungskondensator S und dem Parallel- oder Trimmerkondensator P eingeengt wird. P vergrößert die Anfangskapazität (Rotor ausgedreht), S verkleinert die Endkapazität (Rotor ganz ausgedreht). Dabei kann P parallel zum Drehkondensator oder zur Spule gelegt werden.

Im KW-Bereich sind die Unterschiede in der Variation des Vor- und Oszillatorkreises so gering (zur Übung selbst nachrechnen für den üblichen KW-Bereich vom 19- bis zum 50-m-Band), daß auf einen Serienkondensator verzichtet werden kann. Das gleiche gilt für den UKW-Bereich.

Bei manchen Drehkondensatoren besitzt das Oszillatorpaket einen besonderen Plattenschnitt mit geringerer Kapazitätsvariation. Er ergibt ohne Zusatzkapazitäten den richtigen Frequenzverlauf im MW-Bereich.

Bild 14.33 Gleichlauffehler außerhalb der Abgleichpunkte

Durch Abgleichen der Spule, des Serien- und Trimmerkondensators läßt sich der Oszillatorkreis an drei Punkten in jedem Bereich genau in Parallellauf mit dem Vorkreis und in Übereinstimmung mit der Abstimmskala des Gerätes bringen. An den übrigen Punkten bestehen Abweichungen, und die Differenz zwischen Vor- und Oszillatorkreis entspricht nicht genau der Zwischenfrequenz. Die Lage der drei Punkte im Bereich bestimmt die Größe der Abweichungen. Für die Praxis gibt der Abgleich bei folgenden Punkten günstige Verhältnisse:

$$a = 0{,}7\ (f_{min} + f_{max})$$

$$m = 0{,}5\ (f_{min} + f_{max})$$

$$e = 0{,}3\ (f_{min} + f_{max})$$

Für $f_{min} = 520$ kHz und $f_{max} = 1602$ kHz ergeben sich $(f_{min} + f_{max}) = 2122$ kHz und daraus:

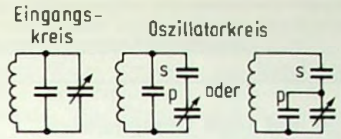
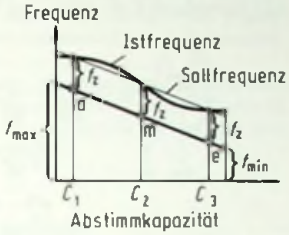


Bild 14.32 Oszillatorkreise mit Serien- und Parallelkapazität

Bild 14.33 Tatsächlicher Verlauf der Oszillatorfrequenz



$$a = 0{,}7 \cdot 2122 \approx 1500 \text{ kHz}$$

$$m = 0{,}5 \cdot 2122 = 1060 \text{ kHz}$$

$$e = 0{,}3 \cdot 2122 \approx 640 \text{ kHz}$$

Für das Abgleichen der Kreise an den drei Punkten (Dreipunktabgleich) gilt folgendes:

1. Der Paralleltrimmer hat seinen größten Einfluß bei hohen Frequenzen. Der Drehkondensator ist dann ausgedreht, und die Kapazitätsvariation durch den Trimmer wirkt sich stark aus. Die Frequenz f_1 ist also beim Vorkreis und beim Oszillatorkreis mit dem Paralleltrimmer einzustellen.

2. Die Induktivität wird bei der Frequenz f_3 abgeglichen. Der Drehkondensator ist dann eingedreht, Trimmeränderungen wirken sich zu wenig aus, hier bietet die Spule die bessere Abgleichmöglichkeit.

3. Der Oszillatorkreis wird dann zum Schluß mit dem Serienkondensator S auf die mittlere Frequenz f_2 abgeglichen.

4. Das Superhetprinzip bedingt, daß nur mit der richtigen Oszillatorfrequenz die Zwischenfrequenz gebildet wird, denn die Empfangsfrequenz liegt vom Sender her stets einwandfrei fest, selbst wenn der Vorkreis dagegen verstimmt sein sollte. Deshalb beim Abgleichen zuerst den Skalenzeiger in die vorgeschriebene Stellung bringen, dann den Oszillatorkreis abgleichen, so daß sich die maximale Zf-Spannung ergibt und zum Schluß den Vorkreis auf größte Ausgangsspannung nachziehen.

Im UKW-Bereich ist die Frequenzvariation so gering (vgl. Bild 14.31) und der Vorkreis so breitbandig, daß keine spezielle Schaltung für den Gleichlauf des Oszillatorkreises notwendig ist. Man braucht also Vorkreis und Oszillator nur an zwei Punkten am Anfang und Ende des Bereiches mit Trimmer und Spulenkern aufeinander abzugleichen.

Drehkondensatorabstimmung und Bereichumschaltung

Bild 14.34 und 14.35 Oszillatorkreis-Umschaltung bei Mischhexoden

Die Umschaltung der Eingangskreise in den drei AM-Bereichen KW, MW und LW ist im allgemeinen gut zu übersehen. Die Bilder 13.07, 13.08 und 13.09 brachten Beispiele hierfür.

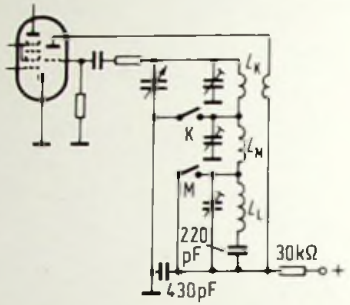


Bild 14.34 Viel verwendete Oszillatorschaltung in Röhrenempfängern mit KW-, MW- und LW-Bereich

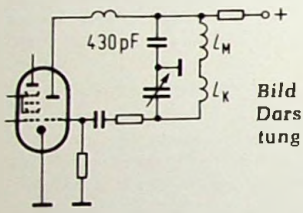


Bild 14.35 Vereinfachte Darstellung der Schaltung von Bild 14.34

Komplizierter ist die Bereichumschaltung im Oszillatorteil, weil auch der Verkürzungskondensator umgeschaltet werden muß. Bei Mischhexoden wurde für die AM-Bereiche vorwiegend die Schaltung Bild 14.34 verwendet. Der induktiv rückgekoppelte Kurzwellenschwingkreis liegt am Gitter, seine Rückkopplungsspule in der Anodenleitung. Kontakt K ist geschlossen, damit ist auch der gesamte MW-LW-Komplex kurzgeschlossen und beeinträchtigt den KW-Empfang nicht.

Für Mittelwelle schwingt die Schaltung entsprechend Bild 14.35 als Dreipunktoszillator mit kapazitiver Spannungsteilung über Drehkondensator und Verkürzer. Mittelwellenspule L_M und Kurzwellenspule L_K liegen in Reihe zwischen Anode und Gitter. Im Langwellenbereich wird die Langwellenspule mit dem 220-pF-Verkürzungskondensator in den Kreis eingefügt, das Schaltprinzip bleibt gleich.

In der Gesamtschaltung Bild 14.34 riegeln die Verkürzungskondensatoren gleichzeitig die Betriebsspannung ab und erden im Kurzwellenbereich kapazitiv den Fußpunkt der Rückkopplungsspule. Für die drei Bereiche werden nur zwei Schaltkontakte, zwei Blockkondensatoren und vier Spulenwicklungen benötigt.

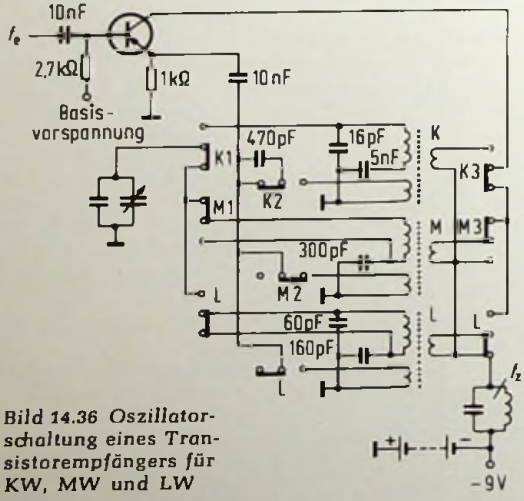


Bild 14.36 Oszillatorschaltung eines Transistorempfängers für KW, MW und LW

Bild 14.36 Oszillatorkreis-Umschaltung bei einem AM-Mischtransistor

Bei einem AM-Transistoroszillator müssen die Kreise eines jeden Bereiches einzeln an den Transistor angepaßt werden. Man sieht deshalb induktive Rückkopplung mit getrennten Emitter- und Kollektorkopplungswicklungen vor. Der Oszillatordrehkondensator wird an den jeweils benutzten Kreis angeschaltet. Dies ist in der gezeichneten Schalterstellung der MW-Bereich. Die LW-Kreisspule wird währenddessen kurzgeschlossen, damit sie nicht mit ihren Schaltkapazitäten einen Schwingkreis ergibt, dessen Resonanz in den Mittelbereich fallen und durch Energieentzug Schwinglöcher verursachen würde. Bei eingeschaltetem MW-Bereich wird der 300-pF-Verkürzungskondensator wirksam. Emitter- und Kollektorspule werden über die Kontakte M 2 und M 3 angeschlossen. In Reihe mit der Kollektorspule liegt jeweils in jedem Bereich der Zf-Schwingkreis.

Bild 14.37 und 14.38 Bereichumschaltung mit Schalterdioden

Mechanische Wellenschalter müssen, besonders in den Vorkreisen, winzigste Hf-Spannungen schalten. Bei jahrelangem Betrieb sind Oxydationen und Staubanlagerungen schwer zu vermeiden und ergeben Störungen. Ferner bedingt der Bereichsschalter-Tastensatz an der Frontplatte mitunter eine ungünstige Leitungsführung zum Drehkondensator und zu den Spulensätzen. Deswegen bemüht man sich, die komplizierte Wellenschaltermechanik durch elektronische Schalter zu ersetzen, die von wesentlich robusteren Gleichspannungsschaltern betätigt werden können.

Hierfür wurden spezielle Schalterdioden, z. B. der Typ BA 143 geschaffen. Der differentielle Widerstand R_D dieser Diode ist so niedrig, daß er gegenüber den sonstigen Serienverlustwiderständen eines Schwingkreises nicht ins Gewicht fällt.

Bild 14.37 zeigt das Prinzip einer Bereichumschaltung durch Kurzschließen der Langwellenspule L_L beim Mittelwellenempfang. Die Schalterdiode liegt über eine Kapazität von 50 nF parallel zur LW-Spule. Über den „Wellenschalterkontakt" S und einen 100-Ω-Begrenzungswiderstand wird eine Schaltspannung von + 5 V an die Diodenanode gelegt. Ihre Katode führt Massepotential bzw. ± 0 V. Die Diode ist also in Flußrichtung durchgeschaltet. Dabei fließt ein Flußstrom von

$$I_F = \frac{5}{100} = 50 \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 50\ \text{mA}$$

Er hält die Diode niederohmig durchgeschaltet, die LW-Spule ist hochfrequenzmäßig kurzgeschlossen. Beim Umlegen des Schalters S gelangt eine Sperrspannung von − 30 V an die Diodenanode. Die Diode wird hochohmig, die LW-Spule wird freigegeben, man empfängt den LW-Bereich. Der zusätzliche 300-kΩ-Widerstand stört die Wirkung nicht, da jetzt nur der winzige Sperrstrom fließt. Ein Wert von 300 kΩ als Parallelwiderstand zum Schwingkreis ist auch gegenüber dem Resonanzwiderstand zu vernachlässigen.

Bild 14.38 stellt eine ähnliche Anordnung dar. Hier wird über die Schaltdiode D eine KW-Spule parallel zur MW-Variometerspule gelegt, um das 49-m-Band zu empfangen.

Bild 14.39 AM-Empfangsteil mit Diodenumschalter

Die Schaltung gehört zu einem Hochleistungsgerät[1]), bei dem der Bereichsschalter-Tastensatz nur Gleichspannungen schalten und Hf-Leitungen vermeiden soll. Vorstufe, Mischer und Oszillator sind mit Feldeffekttransistoren bestückt. Infolge ihrer hochohmigen Eingangswiderstände werden keine Anpassungswicklungen benötigt. Die Dioden D 1 bis D 4 im Vorkreis und D 5 bis D 9 im Oszillatorkreis dienen als Bereichsschalterkontakte. Sie werden mit Gleichspannung von dem Tastensatz KML aus gesteuert. In der ge-

1 Steuergerät 3120 hifi von Wega.

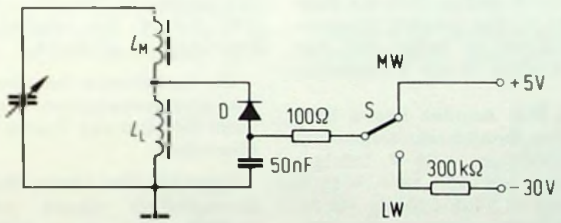


Bild 14.37 Bereichumschaltung mit Schaltdioden; für MW-Empfang wird die LW-Spule kurzgeschlossen

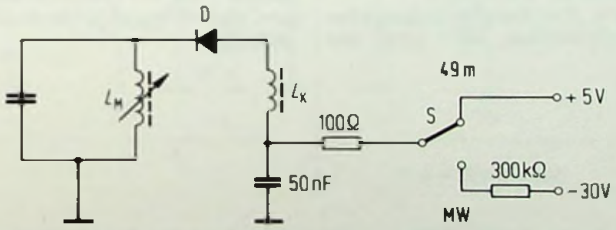


Bild 14.38 Die Schaltdiode legt die KW-Spule parallel zur MW-Variometerspule

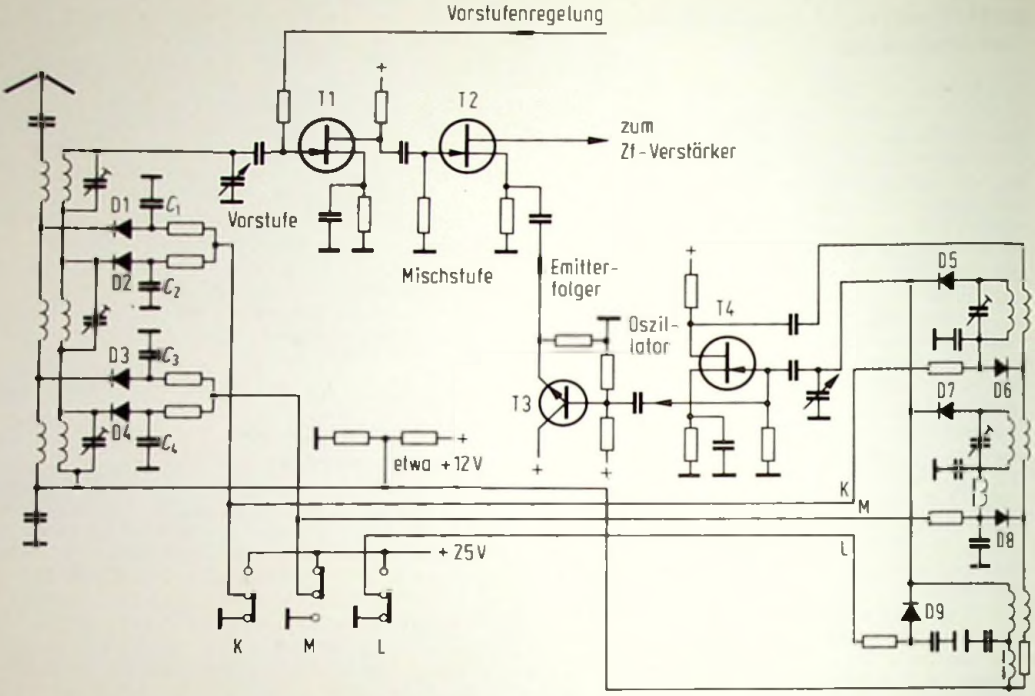


Bild 14.39 Bereichumschaltung für KW, MW und LW mit Schaltdioden

zeichneten Schalterstellung M bestehen folgende Verbindungen:

Dioden D 1 und D 2. Die Anoden liegen über Kontakt K an Masse, die Katoden über die Spulenwicklungen an + 12 V. Die Dioden sperren. Die KW-Wicklungen liegen in Reihe mit den MW-Wicklungen und werden in die Kreisinduktivität einbezogen.

Dioden D 3 und D 4. Ihre Anoden liegen über Vorwiderstände und den Bereichschalterkontakt M an + 25 V, die Katoden an + 12 V. Infolgedessen sind die Dioden mit 25 − 12 = + 13 V über die Vorwiderstände in Flußrichtung vorgespannt, schalten durch und schließen die LW-Wicklungen über die Kapazitäten C 3 und C 4 kurz – der LW-Bereich ist unwirksam.

Dioden D 5, D 7, D 9. Ihre Katoden liegen über die LW-Oszillatorkreiswicklung an + 12 V. Die Anoden D 5 und D 9 liegen über die Kontakte K und M an Masse, die Dioden sperren, KW- und LW-Kreis sind abgetrennt. Die Anode der Anode D 7 erhält nur über die Leitung M eine Spannung von + 25 V. Sie schaltet durch, der MW-Oszillatorkreis ist wirksam.

Die Funktionen der Dioden D 6 und D 8 für die Rückkopplungsspulen sowie die Verbindungen beim Drücken der Tasten K oder L sind leicht zu übersehen.

Nicht zur Bereichumschaltung gehört noch eine Besonderheit dieses AM-Empfangsteiles. Die Oszillatorspannung wird der Mischstufe über einen Emitterfolger als Impedanzwandler zugeführt, um die Oszillatorspannung niederohmig und rückwirkungsfrei in die Mischstufe einzukoppeln [1].

Variometerabstimmung

Bild 14.41 Variometerabstimmung für den MW-Bereich

Die Variometerabstimmung hat beim Autosuper den Vorteil, daß der Eingang als π-Kreis geschaltet werden kann, um die Antennenkapazität einzustimmen. Durch Wahl einer anderen Windungszahl und durch andere Justierung des Variometerkerns bei der Oszillatorspule läßt sich für den MW-Bereich leicht der richtige Parallellauf zwischen dem Vorkreis und dem Oszillatorkreis erzielen. Bei der hier dargestellten Schaltung eines Autosupers von Schaub-Lorenz wird der Oszillatorkreis bei 515 kHz mit der Spule und bei 1620 kHz mit dem Paralleltrimmer abgeglichen und in Übereinstimmung mit der Abstimmskala gebracht. Der Vorkreis wird gleichfalls mit dem Trimmerkondensator auf die hohe Frequenz 1620 kHz abgeglichen. Den Spulenabgleichpunkt legt man etwas mehr zur Mitte auf 720 kHz. Dies ergibt insgesamt auch eine Art Dreipunktabgleich und damit geringe Gleichlauffehler. Auch der Zwischenkreis wird bei diesen beiden Frequenzen abgeglichen.

Die Einstellung der Induktivität bei Abstimmvariometern erfolgt im allgemeinen durch Justieren des Ferritkerns auf eine bestimmte Tiefe, denn er ist bei den niedrigen Abgleichfrequenzen ziemlich in die Spulenwicklung eingetaucht. Eine geringe Kernverstellung ändert dann die Induktivität spürbar. Zum Verstellen des Kerns dient meist eine Gewindespindel mit einer Kontermutter. Doch die Konstruktionen sind von Firma zu Firma verschieden, und der Servicetechniker muß mit Verständnis an diese Arbeit gehen, denn bedauerlicherweise sind für die rein mechanischen Handgriffe nur selten Hinweise in den Abgleichanleitungen enthalten.

Allgemein gilt bei Variometerabstimmung das gleiche wie für Drehkondensatorabstimmung:

Der Kapazitätstrimmer ist bei einer hohen Bereichsfrequenz abzugleichen,

die Induktivität bei einer niedrigen Frequenz am anderen Ende des Bereiches.

Bild 14.42 Variometerabstimmung für zwei Bereiche

Diese zu einem Philips-Autosuper gehörende Schaltung arbeitet mit einem Vierfach-Variometer V 1 bis V 4 und ist für MW- und LW-Empfang mit folgenden Frequenzgrenzen ausgelegt:

MW	kHz	Δ f	LW kHz	Δ f
Vorkreis	512...1622	1 : 3,2	150...290	1 : 1,93
Oszillator	972...2082	1 : 2,15	610...750	1 : 1,23

Infolge der kleinen Frequenzvariation von 1,23 beim LW-Oszillatorkreis genügt es, ihm für LW eine Festkapazität von 100 pF parallel zu legen und ihn mit einer abgleichbaren Serienzusatzspule einzustellen, um den notwendigen Bereichumfang zu erzielen.

Die gleiche Anordnung wird für den Zwischenkreis gewählt. Dort liegt die Abgleichfrequenz

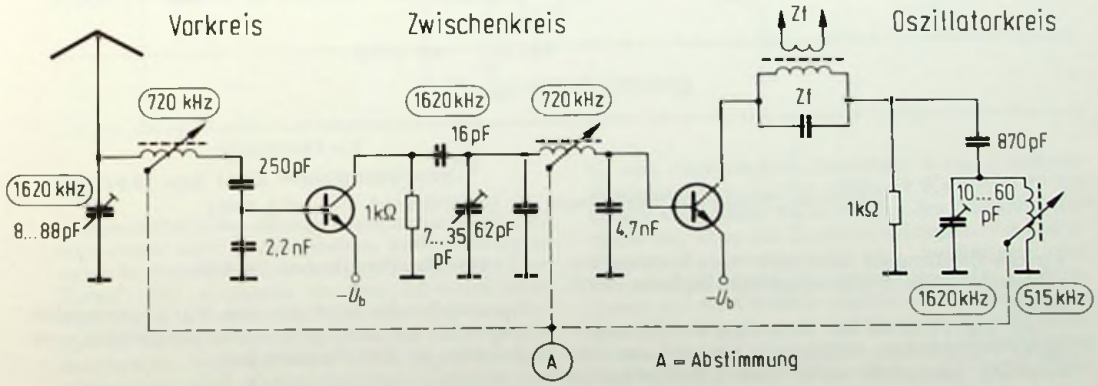


Bild 14.41 Variometerabstimmung für drei Kreise, Abgleichfrequenzen eingetragen (Schaub-Lorenz TS 405)

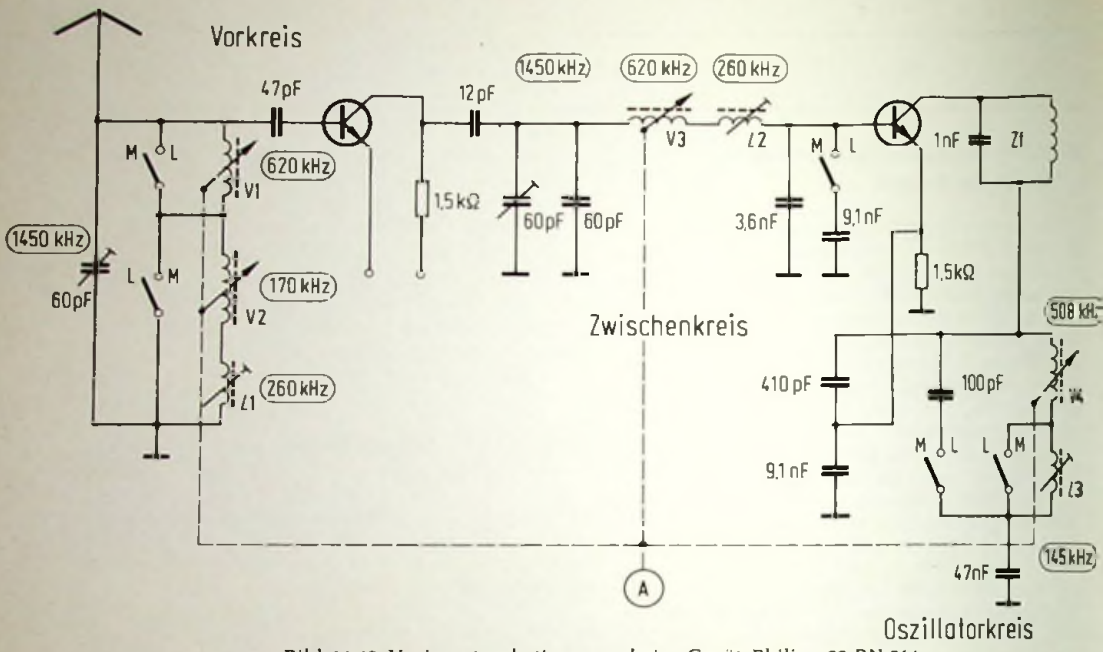


Bild 14.42 Variometerabstimmung beim Gerät Philips 22 RN 214

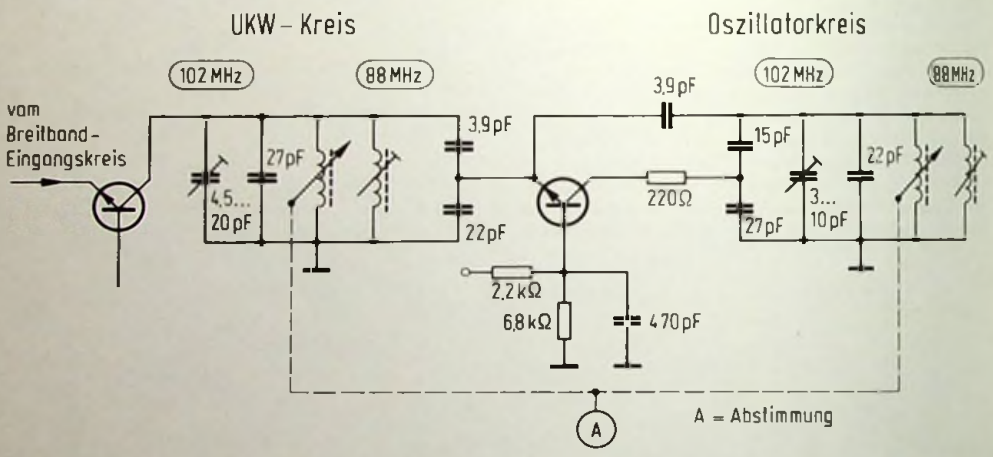


Bild 14.43 Variometerabstimmung im UKW-Bereich (Grundig 2001)

für die Zusatzspule aber mehr zum anderen Bereichende (260 kHz gegenüber 145 kHz beim Oszillator).

Der LW-Vorkreis hat eine eigene Variometerspule V 2. Die MW-Wicklung V 1 wird beim LW-Empfang kurzgeschlossen. Das LW-Variometer liegt in Reihe mit einer einstellbaren Zusatzspule L 1. Insgesamt ergibt sich dadurch bei Langwelle ein Dreipunktabgleich bei den Frequenzen

145 kHz, 170 kHz und 260 kHz.

Bei Mittelwelle wird mit den Variometerspulen V 1, V 3, V 4 und zwei Trimmerkondensatoren ebenfalls an drei Punkten bei

508 kHz, 520 kHz und 1450 kHz

abgeglichen.

Bild 14.43 UKW-Variometerabgleich

Bei den kleinen Induktivitäten des UKW-Bereiches sind Serienspulen zu den Variometerwicklungen schwierig zu realisieren. Man sieht besser Parallelinduktivitäten vor. Im vorliegenden Beispiel werden Vor- und Oszillatorkreis bei 88 MHz mit solchen „Spulentrimmern" und bei 102 MHz mit Trimmkondensatoren abgeglichen. Bei der geringen Frequenzvariation von rund 1 : 1,2 (vgl. Bild 14.31) und den großen Bandbreiten von UKW-Vorkreisen sind keine Korrekturglieder im Oszillatorkreis notwendig.

Bild 14.44 Kurzwellenlupe

Das Parallelschalten von Induktivitäten wird auch bei der sogenannten Kurzwellenlupe ausgenutzt. Sie sei an einer Röhrenschaltung erläutert.

Im KW-Bereich ist das Abstimmen schwierig, weil sich die KW-Rundfunksender auf engen Bändern zusammendrängen. Für Exportgeräte, bei denen man in entlegenen Gegenden hauptsächlich auf KW-Empfang angewiesen ist, und für Spezialempfänger für Kurzwellenamateure sieht man deshalb mehrere KW-Bereiche vor, von denen jeder nur ein Empfangsband umfaßt. Diese Bandspreizung wird dadurch erzielt, daß man für jedes Band einen eigenen Spulensatz vorsieht und umschaltet.

Ein anderes Mittel, um Kurzwellensender fein abzustimmen, ist die erwähnte Kurzwellenlupe. Hierbei wird mit dem Hauptdrehkondensator der gesamte Kurzwellenbereich durchgestimmt. Der KW-Oszillatorkreis enthält zusätzlich eine kleine Variometerspule. Damit kann die Oszillatorfrequenz bei der gewählten Hauptabstimmung nochmals etwa um die Breite eines Kurzwellenbandes verändert werden. Die Sender dieses Gebietes,

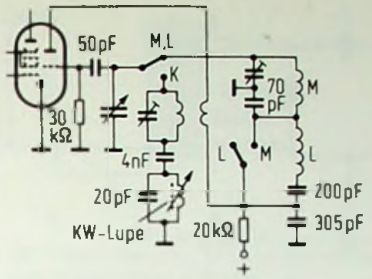


Bild 14.44 Oszillatorschaltung mit Kurzwellenlupe

z. B. des 45-m-Bandes, werden dann an einer Hilfsskala auf die gesamte Skalenbreite auseinandergezogen. Der Vorkreis bleibt dabei allerdings fest eingestellt. Da er für den KW-Bereich ziemlich breitbandig ist, tritt hierdurch kein spürbarer Empfindlichkeitsverlust ein.

Um Bedienungselemente zu sparen, wird der Knopf für die KW-Lupe vielfach mit der UKW-Abstimmung vereinigt, denn diese beiden Bedienungselemente stören sich gegenseitig nicht. Man kann also entweder UKW-Sender allgemein oder KW-Sender fein damit durchstimmen. – Der MW- und LW-Oszillatorkreis in diesem Beispiel ist in Colpitts-Schaltung aufgebaut, doch kann auch jede andere Schaltungsart hierfür angewendet werden.

Literatur

[1] *Prost*: Steuergerät „3120 hifi". Funk-Technik 1971, H. 17, S. 651.

[2] *Pruin* und *Swamy*: Schalterdiode BA 143 für die Bereichumschaltung in Fernseh- und Rundfunkempfängern. Funk-Technik 1969, H. 1, S. 11.

Diodenabstimmung

Bild 14.51 und 14.52 Prinzipschaltung

Kapazitätsdioden dienen anstelle von Drehkondensatoren oder L-Variometern zum Abstimmen von Schwingkreisen auf den gewünschten Sender. Vorteil: Die Mechanik an den Schwingkreisen wird durch ruhende elektronische Bauelemente ersetzt, die durch hochfrequenzfreie Steuergleichspannungen betätigt werden. Im Superhet sind mindestens zwei Kreise, nämlich Vorkreis und Oszillator, durchzustimmen. Man führt nach Bild 14.51 beiden Kreisen die gleiche Steuerspannung U_s des Abstimmpotentiometers A zu. Vorschaltkondensatoren C_v mit größerer Kapazität (5 bis 20 nF) vermeiden Kurzschlüsse der Steuergleichspannung über die Spulenwicklungen. Vorwiderstände R_v verhindern das Bedämpfen der Schwingkreise und das Abwandern von Hochfrequenz auf die Gleichstromseite. Andererseits darf der Widerstandswert von R_v nicht zu groß sein, sonst bewirkt der stark temperaturabhängige Sperrstrom der Diode[1]) daran unterschiedliche

1 Siehe Bild 5.05.

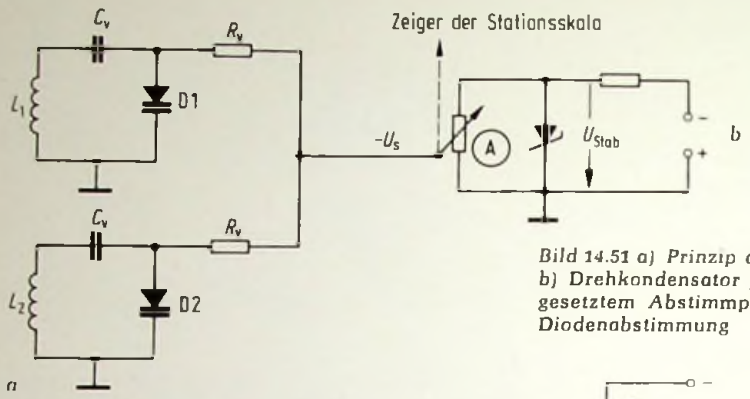


Bild 14.51 a) Prinzip der Diodenabstimmung; b) Drehkondensator für die AM-Bereiche mit angesetztem Abstimmpotentiometer für die UKW-Diodenabstimmung

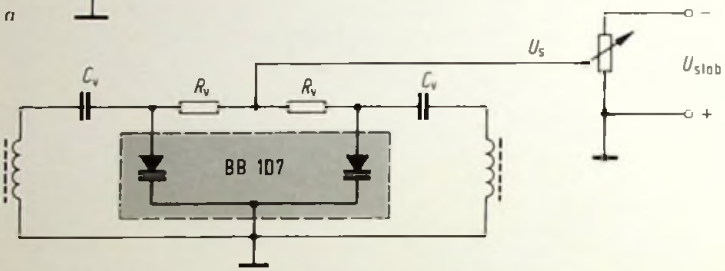


Bild 14.52 Diodenabstimmung mit Doppeldiode

Spannungsabfälle, und die Diode verstimmt sich selbst, wenn sie zu warm wird.

Die Drehachse des Abstimmpotentiometers A treibt auch den Skalenzeiger des Empfängers an. Oft verwendet man Drehkondensatoren für die AM-Bereiche mit angebautem Potentiometer für die UKW-Abstimmdioden [7]. Damit die Abstimmung konstant bleibt, muß die Steuergleichspannung stabilisiert sein. Dies ist in Bild 14.51 durch die Z-Diode angedeutet. Die derzeitigen Abstimmdioden erfordern maximale Steuergleichspannungen von 20...30 V. Bei batteriebetriebenen Empfängern werden sie mit Hilfe eines Gleichspannungswandlers aus der Versorgungsspannung von 9...12 V erzeugt. Bei netzbetriebenen Empfängern ist ebenfalls ein getrennter Versorgungsstromkreis für die Diodenabstimmung vorzusehen.

Um die beiden Kreise auf Gleichlauf zu bringen, werden Mehrfach-Abstimmdioden auf dem gleichen Siliziumplättchen erzeugt, Bild 14.52. Die Kennlinien beider Systeme stimmen dann gut überein. Dies entspricht den Kapazitätskennlinien eines Zweifachdrehkondensators mit gleichen Plattensätzen [10].

Bild 14.53 Einfluß der Kennlinienkrümmung

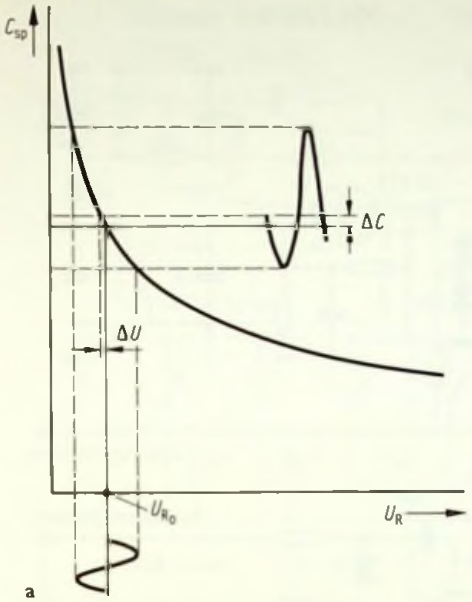
Dem durch die Abstimmgleichspannung eingestellten Arbeitspunkt der Kapazitätsdiode wird die Hf-Wechselspannung überlagert, Bild 14.53a. Zu große Hf-Spannungen würden infolge der Kennlinienkrümmung verzerrt werden. Die unsymmetrischen Halbwellen verschieben den Arbeitspunkt um den Wert ΔU, der Kreis verstimmt sich dadurch um ΔC, die Abstimmung wird unstabil. Deshalb ist die Hf-Spannung niedrig zu halten, sie darf höchstens 50...80 mV betragen. Im Eingangskreis erreicht man dies durch Regelschaltungen, im Oszillatorkreis durch Gegenkopplungen.

Die Nachteile lassen sich ferner durch in Serie geschaltete Doppeldioden nach Bild 14.53b vermeiden. Die beiden Diodenstrecken werden durch die Hf-Halbwellen jeweils in entgegengesetzter Richtung ausgesteuert, die Vorspannungsänderungen U heben sich auf, und der Empfang bleibt einwandfrei.

Bild 14.54 bis 14.56 Gleichlauf und Bereichunterteilung

Um in den AM-Bereichen Gleichlauf zwischen Vor- und Oszillatorkreis zu erzielen, muß auch bei Diodenabstimmung ein Verkürzungskondensator S nach Bild 14.54 in den Oszillatorkreis eingefügt werden[1]). Bild 14.55 gibt ein Bemessungsbeispiel. Zum Durchstimmen des MW-Bereiches

1 Gleichlauf siehe Bild 14.31 bis 14.33.



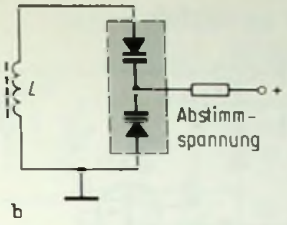


Bild 14.53b Gegeneinander geschaltete Abstimmdioden vermeiden diese Störung

Links: Bild 14.53a Große Hf-Spannungen verschieben den Arbeitspunkt von Abstimmdioden

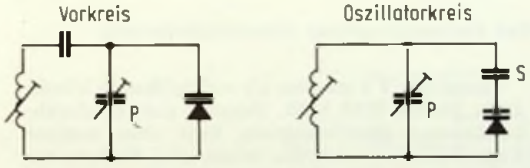


Bild 14.54 Gleichlauf bei Diodenabstimmung in den AM-Bereichen

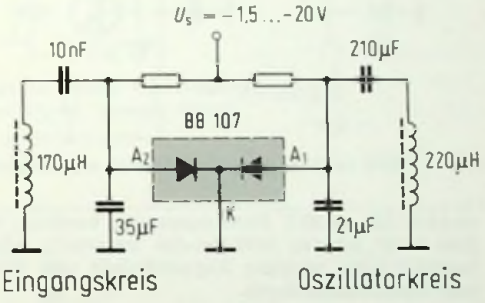


Bild 14.55 Auslegung von Vorkreis und Oszillator bei Durchstimmen des gesamten MW-Bereiches

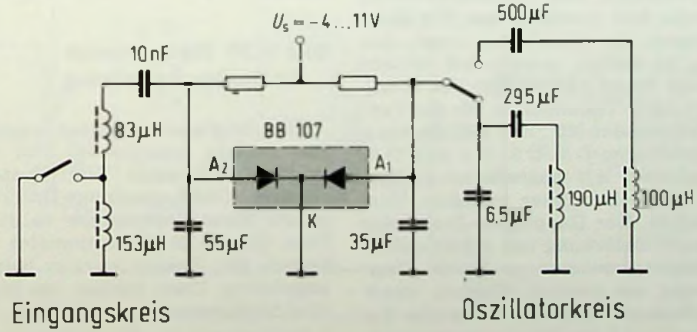


Bild 14.56 Unterteilter MW-Bereich bei Diodenabstimmung

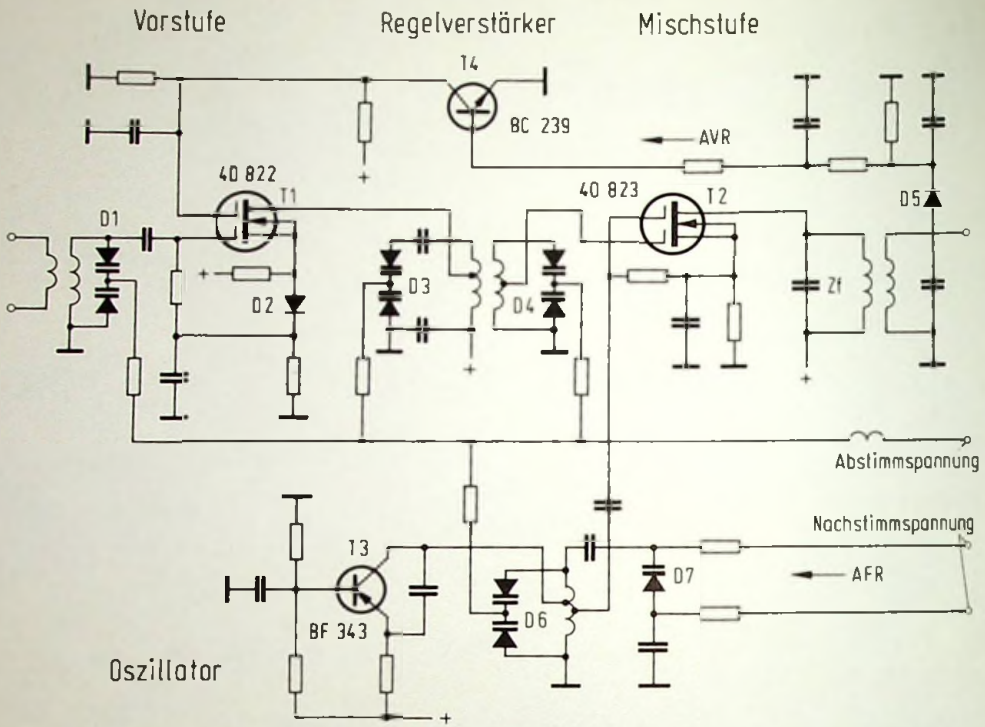


Bild 14.57 Diodenabstimmung mit automatischer Frequenzregelung (Scharfabstimmung)

werden bis zu 20 V Steuerspannung benötigt. In Bild 14.56 ist der MW-Bereich unterteilt. Man benötigt dann weniger Kapazitätshub und kleinere Steuerspannungen.

Bild 14.57 Diodenabstimmung und AFR

Die Diodenabstimmung bietet so viele Vorteile, daß sie im UKW-Bereich den Drehkondensator und das Variometer fast verdrängt hat. Um hohe Eingangsspannungen zu verarbeiten und das Rauschen niedrig zu halten, werden bei diesem UKW-Baustein aus einem Hi-Fi-Gerät der Firma Wega Doppelgate-MOS-Transistoren für die Vor- und Mischstufe verwendet [12]. Zur Abstimmung dienen die Doppeldioden D 1, D 3, D 4 und D 6. Die Schaltung arbeitet mit abgestimmtem Eingangskreis und einem Bandfilter zwischen Vorstufe und Mischstufe. Der Doppelgate-Transistor T 1 dient zur Signalverstärkung und regelt außerdem zu hohe Eingangsspannungen herab. Dazu wird die Spannung am zweiten Zf-Kreis durch die Diode D 5 gleichgerichtet, im Transistor T 4 verstärkt und dem Gate 2 des Eingangstransistors zugeführt, um dessen Steilheit herabzuregeln.

Transistor T 2 arbeitet als multiplikative Mischstufe ähnlich Bild 14.22. Parallel zum diodenabgestimmten Oszillatorkreis liegt eine weitere Kapazitätsdiode D 7. Sie erhält eine Nachstimmspannung aus dem FM-Demodulator, um die Oszillatorfrequenz stets auf den genauen Sollwert hinzuziehen. Die Funktion dieser automatischen Frequenzregelung (AFR) wurde im Kapitel 9 beschrieben.

Bild 14.58 Stationstasten für Diodenabstimmung

Die Diodenabstimmung ermöglicht Stationstasten ohne komplizierte und hochfrequenzführende Schaltersätze. Statt dessen werden über robuste Gleichspannungs-Drucktasten programmierte Steuerspannungen an die Dioden gelegt. Dazu dienen die Potentiometer an den Stationstasten. Die Sender werden beim Druck auf die zugehörige Taste hörbar. Im Bild sind vier solcher Stationstasten vorgesehen.

Eine fünfte Taste schaltet das Potentiometer für die kontinuierliche Handabstimmung A ein.

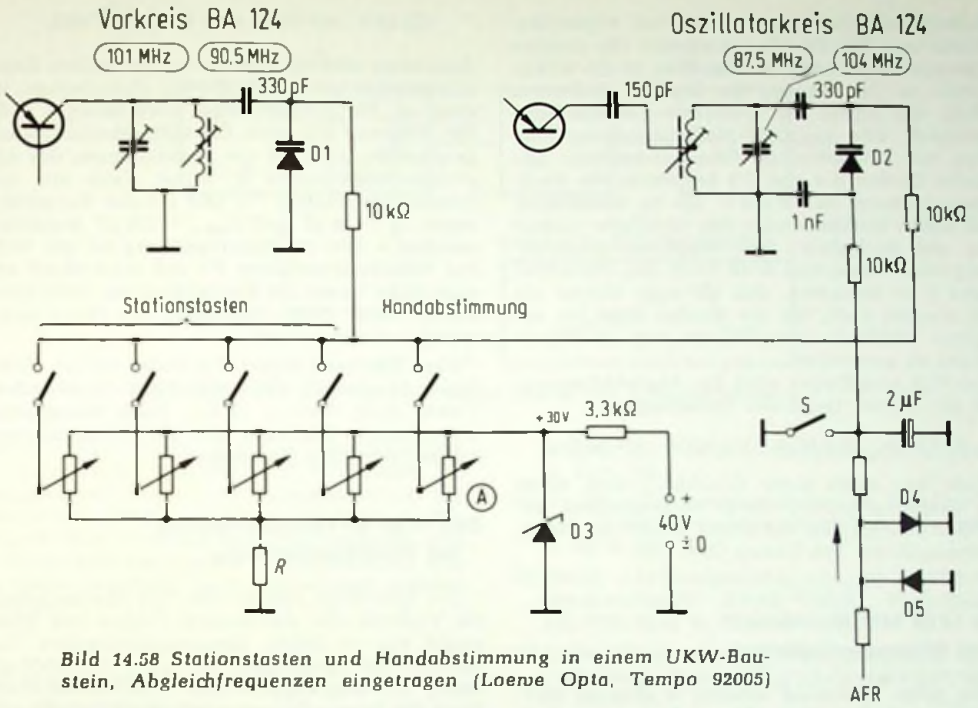


Bild 14.58 Stationstasten und Handabstimmung in einem UKW-Baustein, Abgleichfrequenzen eingetragen (Loewe Opta, Tempo 92005)

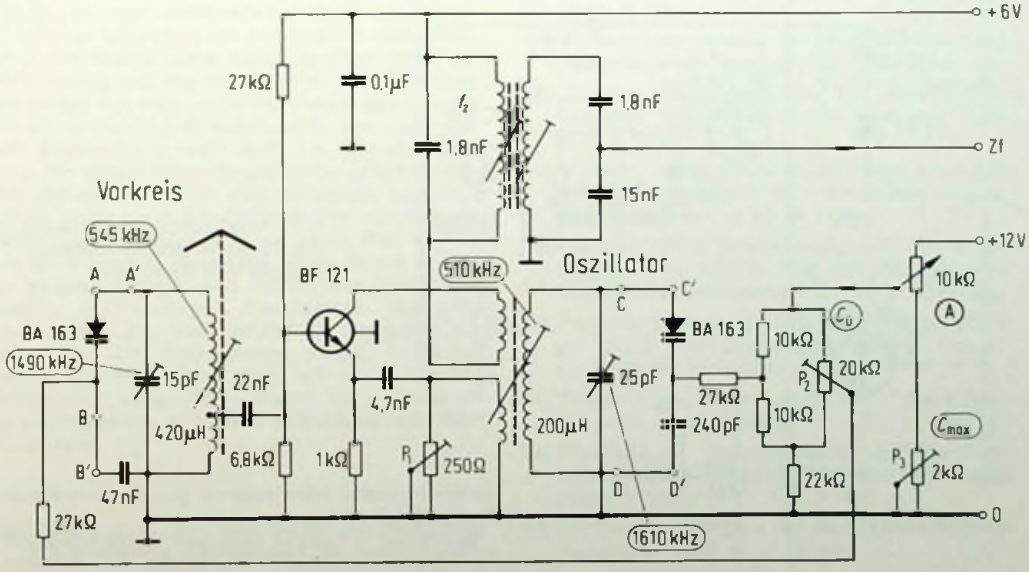


Bild 14.59 MW-Diodenabstimmteil mit gestaffelten Abgleichfrequenzen

Vorkreis und Oszillator werden mit Kapazitätsdioden vom Typ BA 124 abgestimmt. Die positive Steuergleichspannung gelangt über 10-kΩ-Widerstände an die Katoden der Dioden. Außerdem erhält die Anode der Oszillator-Abstimmdiode zusätzlich eine negative Nachstimmsteuerspannung zur automatischen Frequenzregelung. Die beiden Dioden D 4 und D 5 begrenzen die Nachstimmspannung auf ± 0,4 V, um zu verhindern, daß starke Nachbarsender den Oszillator einfangen und festhalten[1]). Die Abstimmsteuerspannung des Tastensatzes wird durch den Vorwiderstand R so bemessen, daß sie nicht kleiner als 4 V werden kann, um die Dioden nicht bis zur größten Steilheit auszusteuern und Hf-Verzerrungen zu vermeiden.

Im Bild eingetragen sind die Abgleichfrequenzen der Kreise. Durch die Staffelung

87,5 MHz 90,5 MHz 101 MHz 104 MHz

erzielt man einen guten Gleichlauf, auch wenn die Diodenkennlinien etwas untereinander abweichen sollten. Die Schaltung gehört zu einem Heimempfänger von Loewe Opta [11].

Bild 14.59 MW-Abstimmteil mit Spannungsjustierung

Für guten Gleichlauf wurden in diesem MW-Abstimmteil die Abgleichfrequenzen gestaffelt versetzt,

510 kHz 545 kHz 1490 kHz 1610 kHz.

Außerdem sind die Kennlinien der beiden Kapazitätsdioden auf Standardwerte abzugleichen, indem an die aufgetrennten Verbindungen AA', BB', CC' und DD' eine Kapazitätsmeßbrücke angeschlossen wird. In den Endstellungen des Abstimmpotentiometers A sollen dann mit den Trimmwiderständen P 2 und P 3 die Kapazitätswerte C_0 = 30 pF und C_{max} = 220 pF einjustiert werden. – Die Oszillatorspannung ist mit Hilfe des Trimmwiderstandes P 1 auf etwa 60 mV abzugleichen, damit die Kapazitätsdiode nicht übersteuert wird. (Nach Unterlagen der Firma Intermetall, Literatur: 3, 5.)

Eine Schaltung dieser Art findet sich im Hi-Fi-Stereo-Steuergerät Typ Arena T 9000 der dänischen Firma Hede Nielsen [4, 15]. Beim Neuabgleich einer solchen Schaltung sind die Abgleichanweisungen sorgfältig einzuhalten.

Bild 14.60 Hf-Vorkreisregelung bei Diodenabstimmung

Die Schaltung schützt die AM-Abstimmdiode im Vorkreis des Autosupers Coburg von Blaupunkt vor zu hohen Eingangsspannungen. Die Antenne ist aperiodisch an den Feldeffekttransistor T 1 angekoppelt. Als Arbeitswiderstand dient die Source-Drainstrecke des Feldeffekttransistors T 2 und der dazu hochfrequenzmäßig

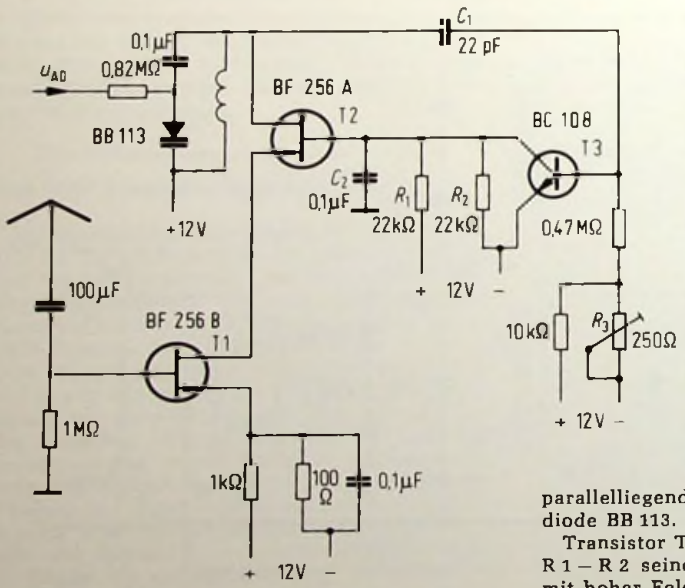


Bild 14.60 Diodenabstimmung im Vorkreis des Autosupers Coburg von Blaupunkt

parallelliegende Schwingkreis mit der Abstimmdiode BB 113.

Transistor T 2 erhält über den Spannungsteiler R 1 – R 2 seine Grundvorspannung. Bei Sendern mit hoher Feldstärke wird die Wechselspannung am Schwingkreis so groß, daß deren Spitzenwerte

1 Vgl. Bild 9.73 und 9.74.

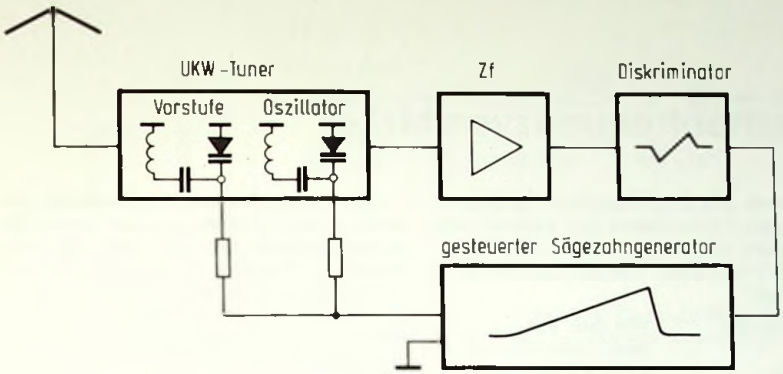


Bild 14.61 Prinzip der Suchlaufautomatik mit Kapazitätsdioden

über den Kondensator C 1 den Schalttransistor T 3 durchschalten. Dadurch wird Widerstand R 2 kurzgeschlossen und der Widerstandswert der Source-Drainstrecke des Transistors 2 herabgeregelt. Dies bedämpft den Schwingkreis, und die Hf-Amplituden werden so abgeschwächt, daß die Kapazitätsdiode nicht übersteuert werden kann [14].

Bild 14.61 Suchlaufautomatik mit Kapazitätsdioden

Kapazitätsdioden ermöglichen den Bau von Empfängern mit elektronischer Suchlaufautomatik. Dies ist besonders für Autosuper zweckmäßig, damit der Fahrer durch Antippen einer Taste die Abstimmung in Gang setzen kann. Sie läuft dann von selbst bis zum nächsten empfangswürdigen Sender und setzt sich wieder still. Bei einer solchen Suchlaufautomatik wird die Abstimmspannung von einem Sägezahngenerator geliefert. Die Steuerspannung gleitet also selbsttätig hoch und stimmt stetig einen Sender nach dem anderen ab. Erhält der Diskriminatorkreis hinter dem Zf-Teil eine ausreichende Spannung, dann fixiert er diesen Spannungswert, und der Sender bleibt eingestellt. Bei erneutem Tastendruck läuft die Automatik weiter und springt am Ende des Bereiches auf den Anfangswert zurück. Derartige Schaltungen sind meist noch mit einer *Stummabstimmung* ausgerüstet, damit beim Suchlauf die Stationen mit zu kleiner Feldstärke nicht hörbar werden.

Literatur

[1] *Gericke* u. a.: Abstimmdioden für Fernsehen und Rundfunk. Funkschau 1969, H. 23, S. 825.

[2] *Grüning*: Gleichlauf mit der Abstimmdiode BB 107 bei Mittelwellen-Überlagerungsempfängern. Siemens-Bauteile-Informationen 1969, H. 4, S. 119.

[3] *Gu./Ra.*: Diodenabstimmung für Rundfunk- und Fernsehbereiche. Funk-Technik 1967, H. 23, S. 897.

[4] *Heine*: AM-Diodenabstimmung im Hi-Fi-Stereo-Steuergerät „Arena T 9000". Funk-Technik 1970, H. 9, S. 323.

[5] *Keller*: Diodenabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern. Elektronik-Anzeiger 1969, H. 1/2, S. 45.

[6] *Keller* und *Rademacher*: Diodenabstimmung im Mittelwellenempfänger. Funkschau 1967, H. 17, S. 525.

[7] *Köhler*: Bauelemente zur Diodenabstimmung. Radio-Fernseh-Phono-Praxis 1969, H. 3.

[8] *Limann*: Abstimmdioden für alle Wellenbereiche. Deutsches Elektrohandwerk 1968, H. 8, S. 229.

[9] *Limann*: UKW-Abstimmteil beim Auto-Kofferradio Modell 121 5923. Deutsches Elektrohandwerk 1969, H. 23, S. 719.

[10] *Oswald*: UKW-Abstimmung mit den Kapazitätsdioden BB 103 und BB 104. Siemens-Bauteile-Informationen 1967, H. 2, S. 46.

[11] *Panhans*: Loewe-Opta-UKW-Empfänger „Tempo 92 005" mit Diodenabstimmung. Firmen-Druckschrift Dezember 1966.

[12] *Prost*: Steuergerät „3120 hifi". Funk-Technik 1971, H. 17, S. 651.

[13] *Wellhausen*: Selbstregelnde AM-Eingangsschaltung für Kapazitätsdioden-Abstimmung. Radio-Mentor 1971, H. 7, S. 406.

[14] *Wellhausen*: Technik der Suchlauf-Elektronik. Funkschau 1971, H. 14, S. 441.

[15] —,—: Diodenabstimmung auf allen Bereichen. Funkschau 1968, H. 24, S. 763.

15 Zwischenfrequenzverstärker

Der Hauptzweck des Überlagerungsempfängers besteht darin, gute Trennschärfe und Verstärkung in allen Bereichen zu erzielen. Dazu dient vorwiegend der Zf-Verstärker. Hierfür muß er mindestens enthalten:

Für die AM-Bereiche	Für den FM- bzw. UKW-Bereich
3 bis 4 Zf-Kreise	5 bis 6 Zf-Kreise
2 Transistor- oder 1 Röhrenstufe	3 Transistor- oder 2 Röhrenstufen

Eng verbunden mit der Funktion des Verstärkers ist die Zf-Demodulation sowie die Verstärkungsregelung. Die AM- und FM-Demodulation wurde im Kapitel 10 behandelt[1]. Die Verstärkungsregelung bei AM arbeitet mit geschlossenen Regelkreisen[2]. Frequenzmodulierte Sendungen werden durch Amplitudenbegrenzer auf konstanten Pegel gebracht[3].

Verstärkungsregelung und Amplitudenbegrenzung

Bild 15.01 Verzögerte Regelung (Schwellenwertregelung)

Die automatische Verstärkungsregelung (AVR) bei AM-Empfängern wurde in den Kapiteln 9, 13 und 14 behandelt. Bei Eingangs- und Mischstufen soll die AVR zu hohe Eingangsspannungen herabsetzen, um Übersteuerung bzw. Kreuzmodulation zu verhindern. Die Regelspannung wird im einfachsten Fall aus dem AM-Signaldiodenkreis entnommen. Der Mittelwert der Richtspannung dort ist ein Maß für die Eingangsfeldstärke. Man filtert den Gleichspannungsmittelwert durch einen RC-Tiefpaß heraus und steuert damit die Verstärkung der geregelten Stufen.

Größere Empfänger arbeiten mit *verzögerter Regelung*. Sie setzt erst bei einer gewissen Mindestspannung ein, damit schwache Sender nicht herabgeregelt, sondern voll wirksam werden. Der Ausdruck verzögerte Regelung ist eigentlich unlogisch, denn unter Verzögerung versteht man sonst eine zeitliche Verzögerung. Dies ist aber hier nicht gemeint, sondern die Regelung setzt erst ab einem bestimmten Grenzwert oder Schwellenwert ein. Für eine solche Schwellenwertregelung benutzt man eine weitere Diode, die *Regeldiode*. Sie wird um einen bestimmten Wert $-U_V$ negativ vorgespannt, um ihren Arbeitspunkt nach links zu verschieben[4]. Kleine Hf-Spannungen A erzeugen noch keinen Diodenstrom und damit keine Regelspannung, das Gerät arbeitet mit höchster Verstärkung. Größere Hf-Spannungen B überwinden diese Verzögerungsspannung, Diodenstrom fließt, die Regelung setzt ein. — In Empfängern, in denen mehrere Vor- oder Zf-Stufen zu regeln sind, fügt man oft noch einen Regelleistungsverstärker in die Steuerleitung ein. Er kann so bemessen werden, daß er erst ab einem bestimmten Schwellenwert anspricht.

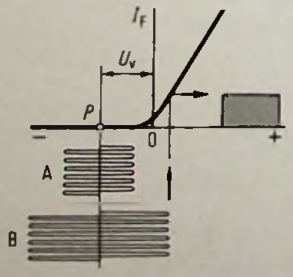


Bild 15.01 Bildung der Regelspannung nur bei großen Amplituden B

Bild 15.02 Signaldiode und Regeldiode

Signaldiode und Regeldiode liegen an getrennten Wicklungen des letzten Zf-Kreises. Die Signal-

1 AM-Demodulation: Bild 10.11 bis 10.19; FM-Demodulation: Bild 10.21 bis 10.36.

2 Siehe Kapitel 9, Bild 9.51 bis 9.68.

3 Bild 2.84 und 9.27.

4 Vgl. Bild 5.14 bis 5.16.

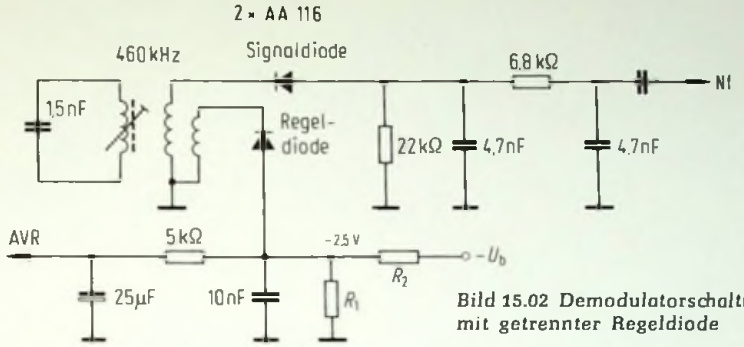


Bild 15.02 Demodulatorschaltung mit getrennter Regeldiode

diode arbeitet auf einen Lastwiderstand von 22 kΩ und einen Ladekondensator von 4,7 nF. Dahinter folgt ein Deemphasisglied mit 6,8 kΩ und 4,7 nF. Die Anode der Regeldiode wird über einen Spannungsteiler R_1/R_2 um $-2{,}5$ V gegen ihre Katode vorgespannt. Die Diode kann also erst leitend werden und eine Regelspannung erzeugen, wenn die Spitzen der Zf-Spannung größer als 2...3 V werden. Die sich dann ergebende Steuerspannung wird den geregelten Vorstufen über Siebglieder mit großer Zeitkonstante zugeführt, damit sich nicht bereits Lautstärkeunterschiede auf die Regelung auswirken.

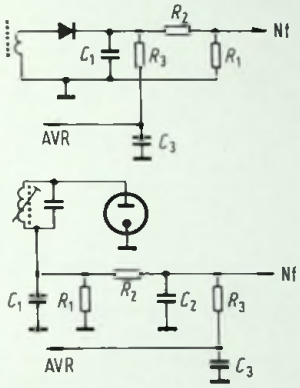


Bild 15.03 Zur Bemessung von Regelspannungsleitungen

Bild 15.03 Größe der Siebglieder

Zur Vereinfachung ist dargestellt, daß Nf-Spannung und Regelspannung von der gleichen Diode bezogen werden. Bei der Bemessung der Siebglieder ergeben sich unterschiedliche Werte bei Transistor- und Röhrenempfängern. Das Glied $C_1 - R_1$ soll die von der Zwischenfrequenz stammende Welligkeit beseitigen, der Widerstand R_2 in Verbindung mit C_2 soll nochmals als Zf-Sperre dienen, und die Siebglieder in den Regelleitungen müssen Tonfrequenzen über 2...10 Hz zurückhalten, sonst schwankt die Verstärkung im Takte der Tonfrequenz. Dagegen sollen langsame Spannungsänderungen unter 2 Hz durchgelassen werden, damit Schwundperioden von dieser Dauer bereits ausgeregelt werden.

Folgende Werte sind gebräuchlich:

Empfänger mit	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	C_3
Röhren	100... 300 kΩ	50... 100 kΩ	1... 2 MΩ	50... 100 pF	50... 200 pF	20 nF...0,1 µF
Transistoren	5... 10 kΩ	0... 500 Ω	10... 20 kΩ	20... 50 nF	–	5...10 µF

Der Widerstand R_3 soll jeweils dicht am Diodenkreis sitzen, damit die Nf-Spannung nicht im Gerät nutzlos herumgeführt wird und zu Störungen Anlaß gibt. Der Kondensator C_3 wird besser jeweils am Fußpunkt des zugehörigen Gitter- oder Basisschwingkreises angeordnet, damit dessen Hf- oder Zf-Spannung auf dem kürzesten Wege geerdet ist.

Bild 15.04 Messen der Regelspannung

Um das Arbeiten einer automatischen Verstärkungsregelung zu überprüfen, wird die modulierte Hf-Spannung eines Meßsenders auf den

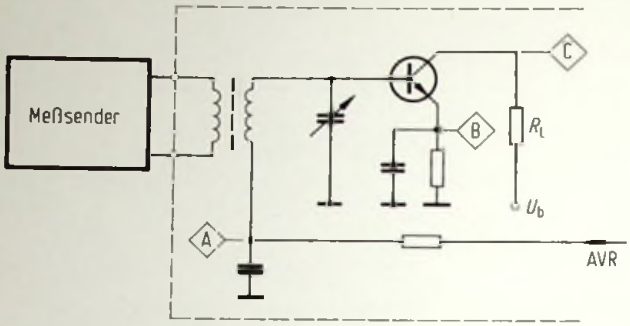


Bild 15.04 Meßpunkte, um die Wirksamkeit einer Regelung zu überprüfen

Empfängereingang gegeben. Die erzeugte Regelspannung läßt sich mit einem hochohmigen elektronischen Voltmeter (10...20 MΩ Eingangswiderstand) zwischen Bezugsleitung und Siebwiderstand, z. B. am Punkt A messen. Indirekt kann man die Funktion der Regelung am Ausgangskreis der geregelten Stufe beobachten, indem man mit einem hochohmigen Voltmeter die Emitter- oder Kollektorspannung kontrolliert (Punkt B oder C) und dabei die vom Prüfsender kommende Hf-Spannung verändert. In die Prüfspitze ist ein hochohmiger Widerstand einzubauen (50...200 kΩ), damit der angetastete Kreis möglichst wenig belastet und verstimmt wird.

Amplitudenbegrenzung

Bild 15.05 Begrenzerwirkung

Störungen einer Rundfunksendung treten meist als Amplitudenschwankungen auf. Bei der Frequenzmodulation ist die Senderamplitude bei der Ausstrahlung konstant. Unterwegs und am Empfangsort werden jedoch durch Ausbreitungsschwankungen, atmosphärische Entladungen und andere Funkstörer, wie elektrische Maschinen, Kraftwagenzündungen usw., auf den vorher gleichmäßigen Wellenzug Störspitzen aufmoduliert. Durch *Begrenzerschaltungen* im FM-Empfänger werden diese Störspitzen *abgekappt* oder abgeschnitten. Dadurch werden nicht nur die Störungen beseitigt, sondern gleichzeitig wird eine automatische Verstärkungsregelung bewirkt, weil dem FM-Gleichrichter stets gleiche Amplituden zugeführt werden. – Die Verzerrungen durch Abschneiden der Sinuskuppen spielen keine Rolle, weil der zugehörige Zf-Kreis nur die Grundfrequenz heraussiebt. Die eigentliche Frequenzmodulation aber wird durch den Begrenzer nicht verändert[1]).



Bild 15.05 Schematische Darstellung der Wirkung eines Amplitudenbegrenzers

Eine sehr wirksame Begrenzerwirkung besitzt der Ratiodetektor. Deshalb wird er in großem Umfang für Empfänger verwendet, die aus Einzelelementen aufgebaut sind. Bei integrierten Schaltungen kann man die Amplitude in den vorhergehenden Verstärkerstufen so wirksam begrenzen und abschneiden, daß sich auch andere FM-Demodulatoren verwenden lassen.

Bild 15.06 Schutzwiderstand in der Begrenzerstufe

Übersteuert man einen Hf- oder Zf-Transistor, um die Amplituden zu beschneiden, dann verringert sich bei hohen Kollektorspannungen, wenn also der Kollektorstrom gegen Null gesteuert wird, die innere Transistorkapazität. Dies würde den angeschlossenen Kreis verstimmen und den Empfang beeinträchtigen. Deshalb sieht man in solchen Begrenzerstufen einen Widerstand R vor. Er verhindert, daß Änderungen der Kollektorkapazität C_{BC} zu stark in den Kreis

1 Siehe auch Bild 9.24 und 9.27.

eingehen. Andererseits geht im Widerstand R nutzlos Zf-Spannung verloren. Man kann ihn deshalb nicht beliebig groß machen. Üblich sind Werte von 200 Ω bis 1 kΩ. Dieser Schutzwiderstand verhindert aber auch die Verstimmung von Resonanzkreisen bei der normalen Verstärkungsregelung durch Ändern des Emitter- bzw. Kollektorstromes. Auch hierbei ändern sich die inneren Transistorkapazitäten und könnten die angeschlossenen Kreise kapazitiv verstimmen.

Bei Zf-Verstärkerröhren wurden verschiedene Verfahren angewendet, um eine Begrenzerwirkung zu erzielen, z. B. durch sehr niedrige Schirmgitterspannungen, also kleinen Aussteuerbereich, oder durch eine Regelspannung am Bremsgitter. Zur Hauptsache nutzte man aber die Begrenzerwirkung des Ratiodetektors aus.

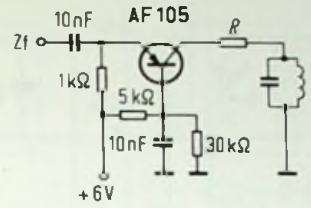


Bild 15.06 Zf-Stufe mit Begrenzerwirkung und Stabilisierungswiderstand R

Bild 15.07 Regelkurven

Die Wirksamkeit einer automatischen Verstärkungsregelung beim AM-Empfang oder der Begrenzerwirkung beim FM-Empfang erkennt man aus den Regelkurven. Um sie zu erhalten, wird unter sonst gleichen Bedingungen die Hf-Eingangsspannung schrittweise erhöht und die sich ergebende Ausgangsspannung gemessen und aufgetragen. „Volle Aussteuerung" bedeutet die Ausgangsspannung für die maximale unverzerrte Leistung. Höhere Spannungen bewirken Verzerrungen.

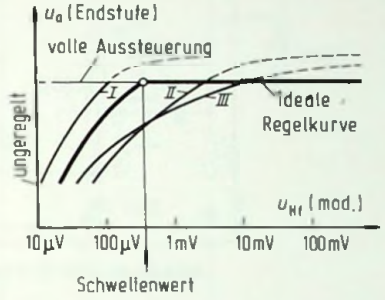


Bild 15.07 Eingangs- und Ausgangsspannung eines Empfängers bei verschieden starker Regelung

Kurve I: Ungeregelter Empfänger, die Verstärkung wächst schnell an, die Endstufe wird bald übersteuert; beim Empfang müßte die Lautstärkeeinstellung zurückgedreht werden.

Kurve II: Empfänger mit einer geregelten Stufe. Die Übersteuerung tritt später ein, aber mittlere Hf-Spannungen steuern das Gerät nicht mehr voll aus.

Kurve III: Empfänger mit zwei geregelten Stufen. Die Übersteuerungsgrenze ist noch weiter hinausgeschoben.

Stark ausgezogene Kurve: Ideale Regelkurve eines Empfängers mit Schwellenwertregelung. Nachdem die Endstufe voll ausgesteuert ist, setzt die Regelung ein, und die Ausgangsspannung bleibt dann trotz zunehmender Eingangsspannung vollständig konstant.

Eine ähnliche Wirkung ergibt sich von selbst bei FM-Empfang mit Begrenzerstufen. Die Begrenzerwirkung setzt erst ab einer gewissen Mindest-Empfangsspannung ein.

Verstärkerschaltungen

Bild 15.11 Einfacher AM-Zf-Verstärker

Diese Schaltung aus einem kleinen Taschensuper (Flirt 301 von Graetz) arbeitet mit zwei Transistoren und drei Zf-Schwingkreisen. Die Kreisspulen sind zur Neutralisierung angezapft. Die Neutralisationsspannungen werden über kleine Kapazitäten von 4 pF bzw. 3 pF auf den Basisanschluß des zugehörigen Transistors zurückgeführt. Die Zf-Steuerspannungen sind durch niederohmige Kopplungswicklungen an die Eingangswiderstände der Transistoren angepaßt. Die Demodulatordiode ist an die Koppelwicklung des dritten Kreises angeschlossen. Über ein RC-Tiefpaßfilter mit 1 kΩ und 10 nF wird die Nf-Spannung dem Lautstärkepotentiometer zugeführt. Ein weiteres RC-Filter (10 kΩ, 10 µF) mit der Zeitkonstanten

$$\tau = R \cdot C = 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0{,}1 \text{ s}$$

siebt die Tonfrequenz in der Leitung für die

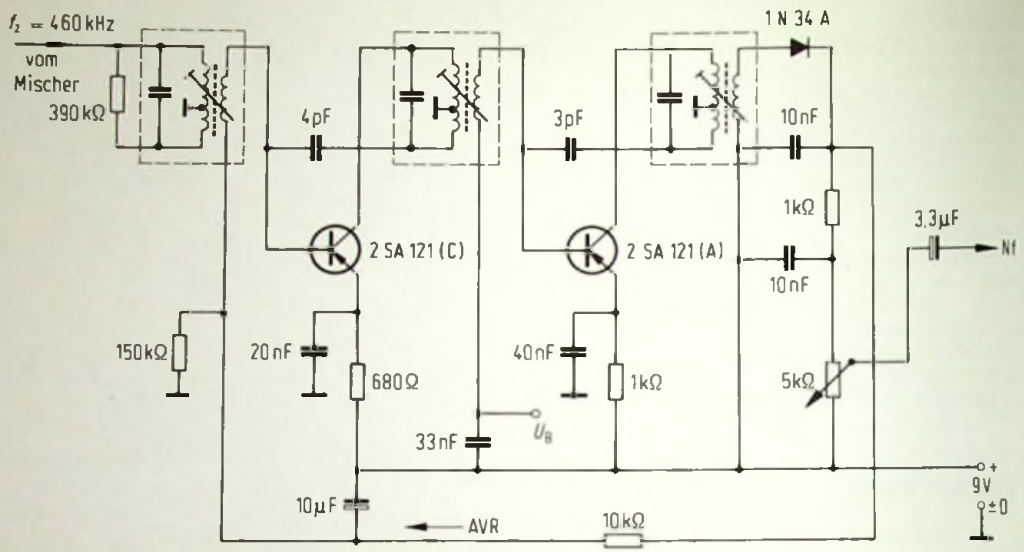


Bild 15.11 AM-Zf-Verstärker aus einem Taschensuper

automatische Verstärkungsregelung ab. Der Gleichspannungsanteil regelt die Verstärkung des ersten Transistors. Seine Grundvorspannung erhält er durch den 680-Ω-Widerstand in der Emitterleitung in Verbindung mit dem Basisableitwiderstand von 150 kΩ. Die Basisvorspannung U_B des zweiten Transistors wird an einer anderen Stufe des Empfängers abgegriffen.

Bild 15.12 Dreistufiger FM-Zf-Verstärker

Die Schaltung ist für die FM-Zwischenfrequenz 10,7 MHz bestimmt. Jede Transistorstufe arbeitet auf einen Zf-Schwingkreis. Koppelwicklungen passen die Kreise an die Eingangswiderstände des folgenden Transistors an. Die Koppelwicklungen liefern gleichzeitig die Neutralisationsspannungen, die über 15-pF-Kondensatoren der Basis des vorhergehenden Transistors zugeführt werden. Am Eingang und Ausgang liegen Bandfilter, so daß sich insgesamt sechs Abstimmkreise mit drei Verstärkertransistoren ergeben. Der Ratiodetektor liefert außer der Nf-Spannung eine beim Abstimmen durch Null gehende Steuerspannung (S-Kurve des Ratiotedektors) für die automatische Frequenzregelung des UKW-Oszillators.

Die Amplitudenbegrenzung wird durch Übersteuern der Verstärkerstufen erzielt. Um die dabei auftretenden Kapazitätsänderungen unwirksam zu machen, liegen wie in Bild 15.06 Widerstände von 470 Ω und 270 Ω in den Kollektorleitungen. Zusätzlich wirkt der Ratiodetektor als Amplitudenbegrenzer.

Diese aus Einzelelementen aufgebaute Schaltung muß bei Störungen systematisch durchgetestet werden, um das fehlerhafte Einzelteil aufzuspüren.

Bild 15.13 FM-Zf-Verstärker mit integrierter Schaltung

Diese Anordnung soll die Vereinfachung der Gerätetechnik durch integrierte Schaltungen zeigen. Verwendet wird ein integrierter Zf-Verstärkerbaustein Typ TBA 120 von Siemens. Er ergibt die gleichen Werte für Verstärkung, Begrenzung und Nf-Spannung wie ein aus Einzelelementen aufgebauter dreistufiger FM-Zf-Verstärker. Die gesamte Selektion muß jetzt vor den Verstärkerbaustein gelegt werden. Dazu dient ein Filter mit Keramikschwingern [1], das als vorfabrizierter Baustein zu beziehen ist.

Die Schaltung enthält einen Koinzidenzdemodulator. Er benötigt zum Abgleichen nur einen Phasenschieberkreis. Dieser Kreis ist über Koppelkondensatoren von 27 pF anzuschließen. Die anderen Kondensatoren sind unkritische Erdungs- oder Koppelkapazitäten. Der Schaltung wird außerdem eine Steuerspannung für eine automatische Frequenzregelung des UKW-Oszillators entnommen [10].

Bei einer neueren Ausführung TBA 120 S sind die beiden Koppelkondensatoren für den Phasenschieberkreis mit integriert. Dann ist also nur der Schwingkreis selbst an die Punkte 7 und 9 anzuschließen.

1 Siehe Bild 4.47.

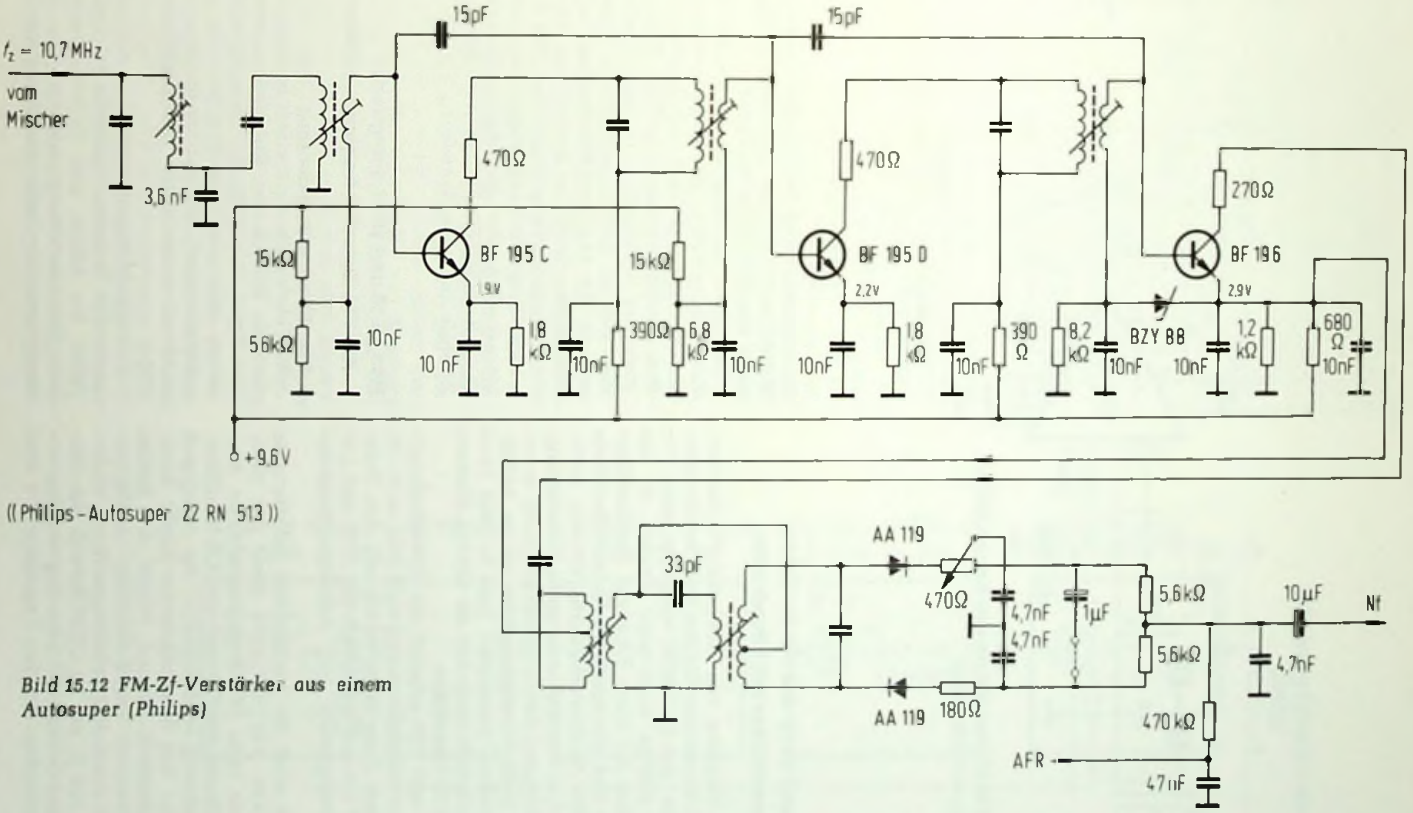


Bild 15.12 FM-Zf-Verstärker aus einem Autosuper (Philips)

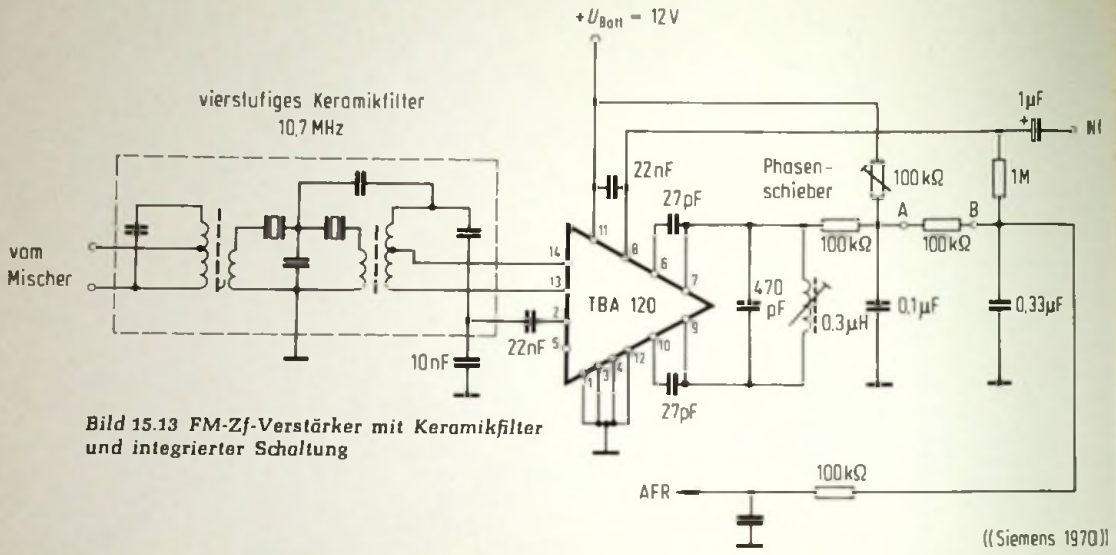


Bild 15.13 FM-Zf-Verstärker mit Keramikfilter und integrierter Schaltung

Bild 15.14 und 15.15 AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker mit Einzelstufen

Für den Empfang von AM- und FM-Sendern muß der Zf-Verstärker für die Zwischenfrequenzen 460 kHz und 10,7 MHz ausgelegt sein. Für 10,7 MHz braucht man mehr Stufen, da die Schwingkreise für diese Frequenz breitbandiger sein sollen und geringere Resonanzwiderstände besitzen. Ihre Stufenverstärkung ist also geringer. Außerdem benötigt man große Verstärkung, um eine wirksame Amplitudenbegrenzung zu erzielen. Um mehr Verstärkerstufen als im AM-Zf-Teil zu erhalten, verwendet man in Bild 15.14 die AM-Mischstufe zusätzlich als aktives Element für den FM-Zf-Verstärker.

Für MW und LW arbeitet die AM-Mischstufe mit Stromverteilungsregelung nach Bild 14.11. Im Zf-Teil folgen dann zwei Stufen mit den Transistoren BF 115 und schließlich für MW und LW ein Impedanzwandler und Regelspannungsverstärker.

Bild 15.15 zeigt die ausführliche Schaltung in Stellung UKW. Für 10,7 MHz dient der Transistor T 1 als erste Zf-Verstärkerstufe. Im Ausgangskreis liegen ein FM- und ein AM-Bandfilter. Die FM-Spannung wird induktiv, das AM-Signal kapazitiv aus den Sekundärseiten dieser Bandfilter ausgekoppelt. Darauf folgen die beiden nichtneutralisierten Verstärkerstufen in Emitterschaltung. In den Kollektorleitungen liegen Widerstände von 220 Ω, um im UKW-Bereich den Einfluß der Kollektorkapazität beim Begrenzungsvorgang zu verringern. An den Transistor T 4 sind Ratiodetektor und AM-Detektor angekoppelt. Der Ratiodetektor liefert auch eine Nachstimmspannung für den UKW-Oszillator.

Die Stufe mit dem Transistor T 5 arbeitet als Emitterfolger bzw. Impedanzwandler. Ihm wird die Nf-Spannung aus dem Ratiodetektor bzw. dem AM-Demodulator zugeführt. Durch geeignete Wahl der Widerstände R_3 und R_4 wird erreicht, daß sich im Mittel gleichgroße Ausgangsspannungen für AM- und FM-Empfang ergeben. Bei AM-Betrieb wird am Emitter des Transistors 5 eine Regelspannung abgegriffen. Der dadurch bewirkte Regelstrom I_R steuert die Stromverteilungsregelung der AM-Mischstufe und über den Einstellwiderstand R_1 die Aufwärtsregelung der Zf-Stufe mit dem Transistor T 3 [8].

Bild 15.16 und 15.17 Integrierter AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker

Die integrierte Schaltung Typ TAA 920 von AEG-Telefunken stellt einen Breitbandverstärker für den Zf-Teil von Rundfunkempfängern dar. Der Baustein enthält 12 Transistorsysteme, von denen aber vier Stück (T 9 bis T 12) als Dioden geschaltet sind. Anhand der Innenschaltung Bild 15.16 sei zunächst die Grundfunktion erläutert [11].

Das AM-Zf-Signal wird über die Anschlüsse 1 und 2 den Transistorsystemen T 1 und T 2 zugeführt. Sie bilden eine Differenzverstärkerstufe mit Stromverteilungsregelung. Die Regelspannung wird der Basis des Transistors T 2 zuge-

führt. Die am 2-kΩ-Kollektorwiderstand von Transistor 1 auftretende verstärkte Signalspannung wird direkt auf den Emitterfolger T 3 als Impedanzwandler gegeben. Da sich beim Regeln auch die Gleichspannung am Emitter von Transistor 3 ändert, muß in den weiteren Verstärkungsweg ein Koppelkondensator zwischen die Anschlußpunkte 15 und 13 eingefügt werden. Vom Anschluß 13 gelangt das Zf-Signal an die Basis des Transistors T 4, wird verstärkt, kommt zum Emitterfolger T 5, wird nochmals in der Differenzstufe T 6 – T 7 verstärkt und am Anschlußpunkt 9 abgenommen und dem Demodulator zugeführt. Auch die Differenzstufe T 6 – T 7 wird in Stromverteilungsregelung, und zwar über das System T 8 geregelt. Die Außenschaltung wird so bemessen, daß diese Regelung bereits bei kleinen Empfangsspannungen einsetzt.

Das als Diode geschaltete System T 9 erzeugt bei AM-Betrieb die Basisvorspannung des Transistors 1. Die beiden in Serie liegenden Diodenstrecken T 11 und T 12 werden in Flußrichtung an Gleichspannung gelegt. Die sich daran ergebende stabilisierte Spannung von 1,4 V dient als Basisvorspannung für die Systeme T 1 und T 2 bei FM-Betrieb und eventuell als Hilfsspannung für andere Stufen. Bei FM-Betrieb wird also die am Eingang liegende Differenzstufe T 1 – T 2 nicht stetig geregelt, sondern mit dieser festen Basisspannung von 1,4 V betrieben. Der weitere FM-Signalweg verläuft wie beim AM-Betrieb, jedoch wird auch die Differenzstufe T 6 – T 7 nicht geregelt, sondern sie arbeitet mit voller Verstärkung als Begrenzer.

Bild 15.17 zeigt diesen Baustein in der Schaltung eines Telefunken-Empfängers [7]. Die FM-Selektion erfolgt durch einen Einzelkreis vor dem Transistor BF 241, dann durch einen weiteren LC-Kreis und ein vierkreisiges Keramikfilter.

Der AM-Kanal arbeitet mit einem zweikreisigen Keramikfilter und zwei LC-Anpaßkreisen. Am Ausgang liegen das Ratiofilter und der AM-Demodulatorkreis in Reihe. Dieser liefert eine Regelspannung an den Anschluß 6 zur Regelung der Stufe T 6 – T 7 (vgl. Bild 15.16) und an den Anschluß 2 zur Regelung von T 2.

Aus dem FM-Detektor wird noch eine Steuerspannung für die automatische Frequenzregelung (Scharfabstimmung) entnommen.

Bei dieser bereits sehr aufwendigen Schaltung entfällt doch gegenüber einer gleichwertigen aus Einzelelementen aufgebauten Schaltung ein erheblicher Teil an Prüf- und Abgleicharbeit. Außerdem ist die Anordnung infolge der Verwendung von Keramikfiltern und des integrierten Schaltkreises weniger anfällig gegen Störungen durch kalte Lötstellen oder sich ändernde Werte von Bauelementen.

Integrierte Zf-Verstärkerbausteine, die gleichzeitig auch die FM- bzw. AM-Demodulatoren ent-

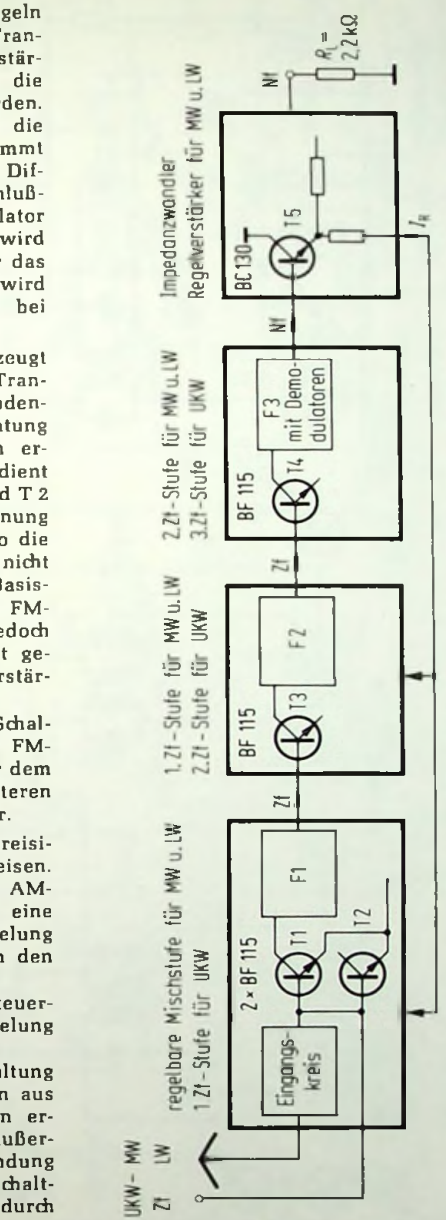


Bild 15.14 Blockschaltung eines kombinierten Zf-Verstärkers

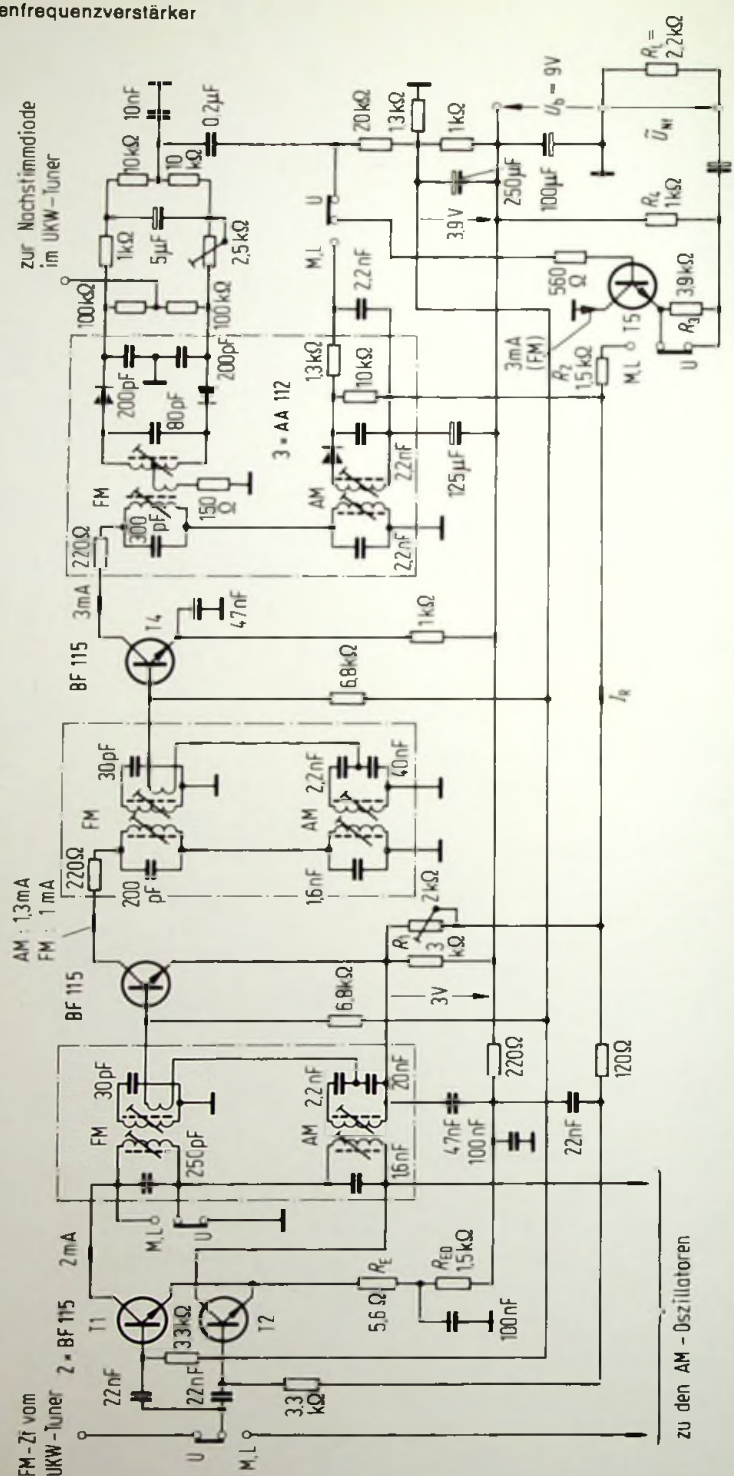
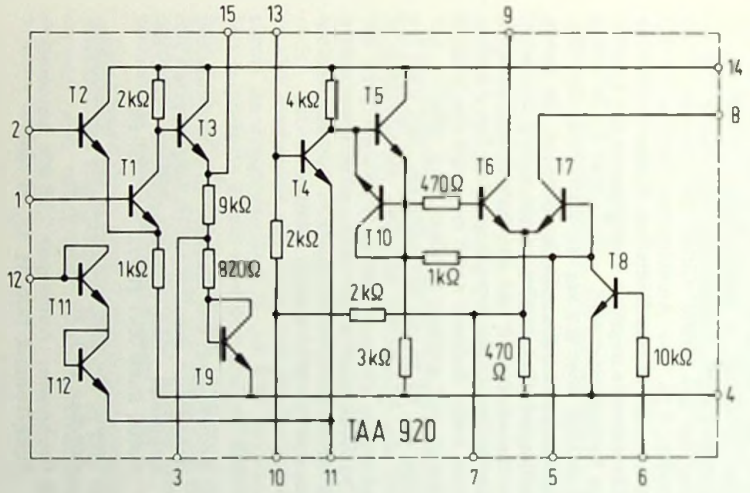
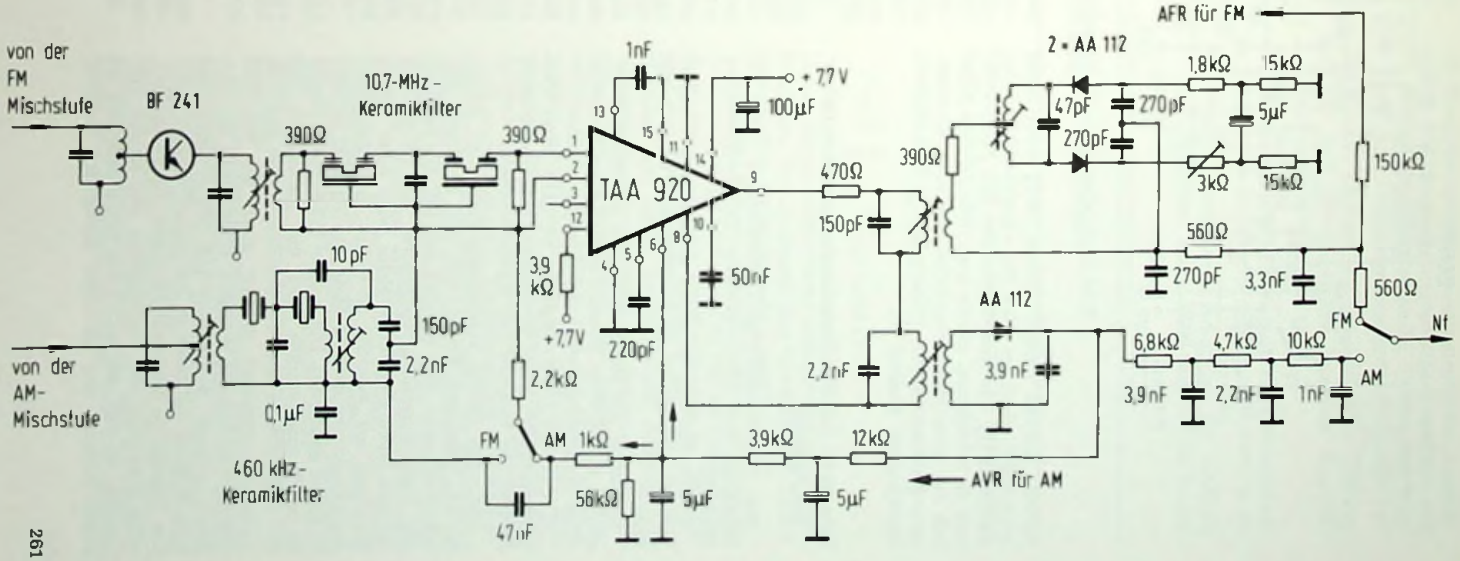


Bild 15.15 Gesamtschaltung eines AM-FM-Zf-Verstärkers mit Einzel-Transistoren



Links: Bild 15.16 Breitbandverstärker innerhalb einer integrierten Schaltung

Unten: Bild 15.17 Zf-Verstärker mit integrierter Schaltung und Keramikfiltern (Telefunken Bajazzo 201)



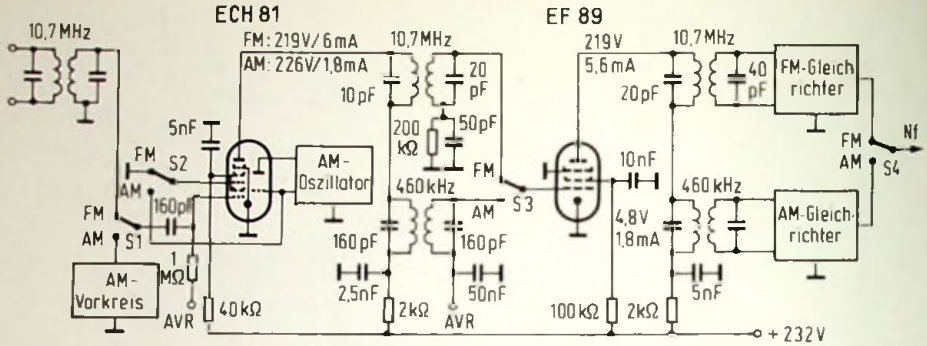


Bild 15.18 Klassische Zf-Verstärkerschaltung mit Röhren

halten, werden derzeit (Mitte 1972) noch nicht verwendet, doch ist dies für absehbare Zeit im Kommen [1]. Um das Abgleichen des FM-Detektors zu erleichtern, dürfte man dabei wahrscheinlich auf Koinzidenzdemodulatoren oder Kondensatordiskriminatoren übergehen. Einzelheiten hierüber im Kapitel 10.

Bild 15.18 AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker mit Röhren

Bei Röhrenempfängern vereinfacht sich die Schaltung des Zf-Verstärkers in verschiedener Hinsicht:

a) Für den AM-Empfang genügt eine Verstärkerstufe mit der Pentode EF 89 und zwei Bandfiltern.

b) Infolge der hohen Ein- und Ausgangswiderstände von Röhren können hochohmige Zf-Kreise ohne Anzapfung voll angeschlossen werden.

c) Für den UKW-Empfang genügen zwei Verstärkerstufen; man verwendet als zusätzliches System die Hexode der AM-Mischröhre.

Die nach diesen Gesichtspunkten hier dargestellte Schaltung findet sich mit geringen Abwandlungen in den meisten mit Röhren bestückten Heim-Rundfunkempfängern. Die Zf-Pentode für die Normalwellenbereiche wird beim UKW-Empfang zur zweiten Zf-Röhre. Die Zwischenfrequenzkreise für 10,7 MHz und 460 kHz werden in Reihe geschaltet. Die beiden Frequenzen liegen so weit auseinander, daß die Fußpunkte der 10,7-MHz-Kreise über die Kondensatoren der AM-Zf-Kreise praktisch geerdet sind. Bei 460 kHz dagegen bilden die wenigen Windungen der FM-Spule keinen nennenswerten Widerstand und beeinflussen die niedrige Zwischenfrequenz nicht. Um kapazitive Nebenkopplungen zu vermeiden, wird bisweilen die Reihenfolge der Kreise vertauscht, so daß der 10,7-MHz-Kreis erdseitig zu liegen kommt. Nur an einer Stelle des Verstärkerkanales wird der Primär- oder Sekundärkreis eines Bandfilters auf die jeweilige Arbeitsfrequenz umgeschaltet (S 3), oder der nichtbenutzte Kreis wird dort kurzgeschlossen. Dies ist notwendig, weil sonst beim KW-Empfang der Oszillator eine hohe störende Spannung in den Zf-Teil induzieren würde, wenn er zufällig auf die Frequenz 10,7 MHz abgestimmt wird. Hierdurch könnten die Zf-Röhren übersteuert werden.

Für die AM-Bereiche ergibt sich die Anordnung: Vorkreis – multiplikative Mischung im Hexodensystem – Zuführung der Oszillatorspannung an das dritte Gitter der Hexode (über Schalter S 2). Der Anodenstrom beträgt hierbei 1,8 mA, da er durch die am Gitter 3 liegende selbsterzeugte negative Vorspannung des Oszillators herabgesetzt wird. – Das Gitter der Zf-Röhre EF 89 liegt über S 3 am 460-kHz-Kreis. Der AM-Gleichrichter ist über ein Bandfilter an die Anode angekoppelt. Beim UKW-Empfang wird das Gitter der Hexode über S 1 an das erste 10,7-MHz-Bandfilter gelegt. Gitter 3 wird geerdet. Der Anodenstrom steigt dadurch auf 6 mA, und die Hexode arbeitet mit größter Steilheit. S 3 schaltet das Gitter der EF 89 auf 10,7 MHz um, und über S 4 wird die Nf-Leitung mit dem FM-Gleichrichter verbunden. Die nur geringe Schwingneigung der Zf-Pentode kann durch Schirmgitterneutralisation mit einem passend bemessenen Schirmgitterkondensator (10 nF) beseitigt werden.

Literatur

[1] *Aschermann*: Der Einsatz von monolithischen integrierten Schaltungen im Empfangsteil von Rundfunk- und Fernsehgeräten. Valvo-Berichte, Band XVI (1971), H. 5, S. 145.

[2] *Crantz*: bajazzo universal 201. Telefunkensprecher 1971, H. 55/71, S. 3.

[3] *Grohmann*: Autosuper „TS 406 automatic". Funk-Technik 1970, H. 18, S. 706.

[4] *Kuhrmeier*: Ein Breitband-Zf-Verstärker mit selektiver Demodulation. Funkschau 1968, H. 24, S. 761.

[5] *Moortgat-Pick*: Transistor-Zwischenfrequenzverstärker in selbstneutralisierter Zwischenbasisschaltung. Radio-Mentor 1968, H. 3, S. 155.

[6] *Oetke*: Funktion und Anwendung der monolithisch integrierten Schaltung TAA 661. Druckschrift der SGS Deutschland GmbH, 1970.

[7] *C. R.*: Reiseradio mit IC und Piezo-Filter. Radio-Mentor 1971, H. 7, S. 432.

[8] *Rinderle*: Mit Silizium-Transistoren bestückter AM/FM-Zwischenfrequenz-Verstärker mit regelbarer AM-Mischstufe. Telefunken, Röhren- und Halbleitermitteilungen Nr. 6602 127.

[9] *Rymus*: TBA 460, ein monolithischer AM-FM-ZF- und NF-Verstärker. Siemens Bauteile-Informationen 1971, H. 1, S. 26.

[10] Siemens Aktiengesellschaft. Halbleiter-Schaltbeispiele. Integrierte Schaltungen, 1970, S. 50.

[11] *Strobel*: Integrierte Schaltung für AM/FM-Zf-Verstärker. Funkschau 1970, H. 18, S. 633.

Schaltungen von Stereo-Decodern

Stereo-Decoder werden zwischen FM-Demodulator und Nf-Verstärker eingefügt. Sie seien hier im Anschluß an die Zf-Verstärker behandelt, denn sie gehören noch zum Rundfunkempfangsteil. Selbständige Nf-Verstärkeranlagen zur Wiedergabe von Stereo-Schallplatten und Stereo-Tonbändern benötigen keine Decoder. Aus den Einführungsabschnitten über Stereo-Modulation und über Blockschaltungen von Stereo-Decodern sei wiederholt: Das Stereo-Multiplexsignal Mx, wie es vom FM-Demodulator geliefert wird, besteht aus:

Summensignal L + R, 30 Hz...15 kHz;

Pilotfrequenz 19 kHz.

Stereo-Zusatzsignal mit der Information L − R;

es ist in Amplitudenmodulation einer Trägerfrequenz von 38 kHz aufmoduliert. Einschließlich Seitenbänder ergibt dies ein Frequenzspektrum von 23 kHz...53 kHz, der Träger von 38 kHz ist darin unterdrückt.

Zum Demodulieren bzw. Decodieren werden vorwiegend das Matrixverfahren und das Schalterverfahren angewendet.

Matrixverfahren. Die drei Bestandteile des Multiplexsignals werden durch Filter voneinander getrennt. Die Pilotfrequenz wird auf 38 kHz verdoppelt und dann dem Stereo-Zusatzsignal im Frequenzgebiet 23...53 kHz zugesetzt. Das so ergänzte Signal wird demoduliert, man erhält ± (L − R). Durch Hinzufügen (Addieren) des Summensignals L + R heben sich rechnerisch und elektrisch Summe und Differenz heraus, übrig bleiben die gewünschten Nf-Signale L und R [1]).

Schalterverfahren (auch Zeitmultiplexverfahren genannt). Die Pilotfrequenz wird auf 38 kHz verdoppelt und tastet über einen elektronischen Umschalter aus dem Gesamtsignal abwechselnd kurze Stücke von

$$T = \frac{1}{2}\,\frac{1}{38 \cdot 10^3}\,\mathrm{s} \quad \text{oder}$$

$$T = \frac{1}{2}\,\frac{10^6}{38 \cdot 10^{-3}} \approx 13\ \mu\mathrm{s}$$

Dauer heraus. Siebglieder unterdrücken die Tastfrequenz, der Ausgang des Umschalters liefert unmittelbar die Nf-Signale L und R.

Beide Verfahren bedingen einen erheblichen Aufwand an Schaltelementen und eine sorgfältige Bemessung, um die Kanäle sauber zu trennen und das Rauschen gering zu halten. Der Matrix-Decoder hat einen komplizierten Aufbau, der Schalter-Decoder verlangt ein sehr sauberes Zf-Signal. Bei beiden Typen sind Siebmittel vorzusehen, damit die zweite und die dritte Harmonische von 38 kHz, also 76 kHz und 114 kHz, nicht in der Schaltung herumspuken und beispielsweise Pfeifstörungen mit der Löschfrequenz etwa angeschlossener Tonbandgeräte verursachen. Fast immer wird außerdem eine *Stereo-Anzeige* vorgesehen, damit der Hörer erkennen kann, ob gerade eine Stereo-Sendung läuft. Ferner erhalten die Decoder automatische Umschalteinrichtungen, um selbsttätig von Stereo auf Mono zurückzuschalten, wenn Mono gesendet wird oder das Stereosignal zu schwach ist. Ein zu schwaches und verrauschtes Stereosignal ergibt nämlich meist noch einen durchaus befriedigenden Mono-Empfang.

Infolge dieser unterschiedlichen Schaltungsmöglichkeiten gibt es eine große Vielfalt von Stereo-Decodern, von denen nur wenige Beispiele hier besprochen werden können. Das Literaturverzeichnis dieses Kapitels führt weitere interessante Decodierschaltungen auf. Der Servicetechniker sollte deshalb in jedem Fall die spezielle

1 Siehe Bild 10.42.

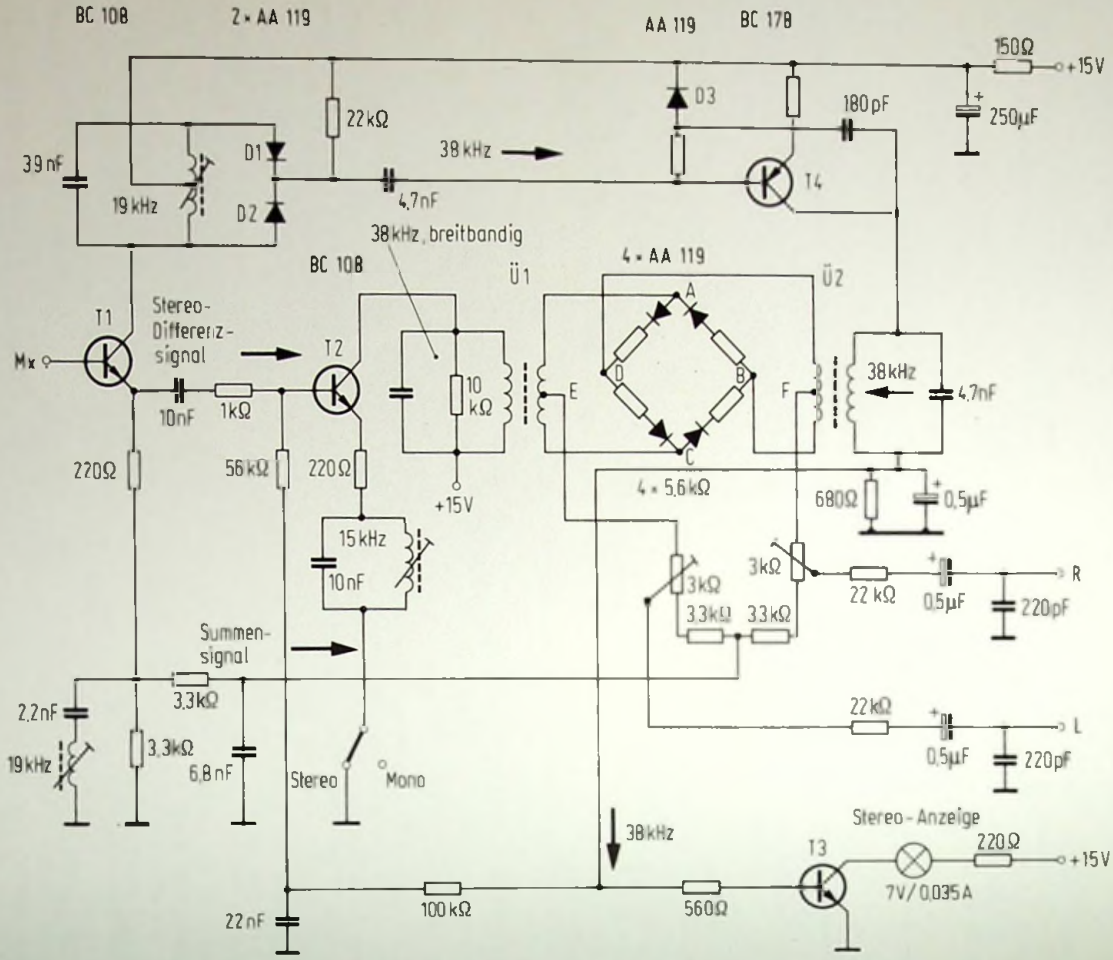


Bild 15.21 Stereodecoder mit Matrixschaltung (Blaupunkt)

Abgleichanweisung der Herstellerfirma zu Hilfe nehmen und bei HiFi-Geräten die Funktion des Decoders mit einem hochfrequenten Testsignal überprüfen.

Einen wesentlichen Fortschritt für den Service bringen gerade auf diesem Gebiet die integrierten Schaltungen. Bei ihnen wird die Signalumwandlung auf die einfachste Form gebracht: Multiplexsignal hinein – Links- und Rechtssignal heraus.

Bild 15.21 Stereo-Decoder mit Matrixschaltung

Jedem Stereo-Decoder muß vom FM-Demodulator das gesamte Multiplexsignal, also bis zu Frequenzen von mindestens 53 kHz, zugeführt werden. Deemphasisglieder, wie sie bei der Frequenzmodulation zum Absenken der überbetonten Höhen notwendig sind, dürfen erst im Decoder selbst an geeigneter Stelle eingefügt werden.

Bei der hier dargestellten Schaltung eines Decoders der Firma Blaupunkt [5] wird das Mx-Signal dem Transistor T 1 zugeleitet und in seinem Ausgangskreis in die drei Komponenten auseinandergefächert.

Die Pilotfrequenz 19 kHz wird im Kollektorkreis durch einen Schwingkreis ausgesiebt und verstärkt. Damit der in der Emitterleitung liegende 3,3-kΩ-Widerstand für diese Frequenz nicht gegenkoppelt und die Verstärkung herabsetzt, ist er durch einen niederohmigen Serienresonanzkreis für 19 kHz überbrückt.

Das Stereo-Zusatzsignal mit der Differenzinformation, kurz als Stereo-Differenzsignal bezeichnet, wird unmittelbar am Emitter des Transistors über 10 nF ausgekoppelt. Hierfür arbeitet der Transistor als Emitterfolger mit den Widerständen 220 Ω und 3,3 kΩ.

Das Summensignal, also das Tonfrequenzspektrum L + R, wird an dem 3,3-kΩ-Emitterwiderstand abgegriffen. Ein Tiefpaß aus 3,3 kΩ und 6,8 nF hält die höherfrequenten Anteile des Stereosignals zurück und bewirkt die Deemphasis für dieses Tonfrequenzspektrum:

$$f_{gr} = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C} = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 3{,}3 \cdot 10^3 \cdot 6{,}8} = 7100\ \text{Hz}$$

Der weitere Weg der drei Signale

Die Pilotfrequenz 19 kHz wird im Zweiweggleichrichter mit den Dioden D 1 und D 2 auf 38 kHz verdoppelt, im Transistor T 4 mit einem 38-kHz-Schwingkreis in der Kollektorleitung verstärkt und über eine Übertragerwicklung dem Ringmodulator zugeführt. Transistor T 4 besitzt eine Art Rückkopplungsschaltung über den 180-pF-Kondensator. Bei Monoempfang ist dieser Transistor gesperrt. Er wird erst bei Eintreffen der 38-kHz-Schwingungen schlagartig über die Rückkopplung geöffnet, indem die Diode D 3 dann ebenfalls durchschaltet und dem Transistor eine Basisspannung für den normalen ungesperrten Arbeitspunkt zuführt.

Das Stereo-Differenzsignal wird im Transistor T 2 verstärkt. Der durch einen Widerstand bedämpfte und daher breitbandige Kollektorschwingkreis mit der Mittenfrequenz 38 kHz liefert dieses Spektrum 23...53 kHz über den Übertrager Ü 1 an die andere Diagonale des Ringmodulators. Durch den natürlichen Abfall der Resonanzkurve nach beiden Seiten tritt auch hier für das Differenzsignal die Deemphasiswirkung auf. Im Ringmodulator wird demoduliert, und zwischen den Anschlußpunkten E und F (vgl. Bild 14.25) entsteht das herabgemischte Signal L – R.

Über diese Anschlußpunkte E und F liegt ein weiterer ohmscher Brückenzweig, bestehend aus den Trimmpotentiometern und 2 × 3,3 kΩ. An dessen Mittelpunkt wird das Summensignal L + R eingekoppelt. Damit entstehen in den beiden Hälften dieser Halbbrücke durch Addieren und Subtrahieren die reinen Seitensignale R und L. Sie können mit den Trimmpotentiometern auf gleiche Amplitude und auf minimales Übersprechen abgeglichen werden.

Stereo-Anzeige. An der Basis des Transistors T 2 und am Kollektor des Transistors T 4 sind nur Signale vorhanden, wenn eine Stereo-Sendung läuft. Diese beiden Punkte werden deshalb an die Basis des als Schalter dienenden Transistors T 3 geführt. Nur wenn beide Signale vorhanden sind, schaltet er durch und läßt die Stereo-Anzeigelampe aufleuchten.

Bild 15.22 Stereo-Decoder nach dem Schalterprinzip (Zeitmultiplex)

Bei dieser Schaltung der Firma Metz sind letzte Zf-Stufe und Ratiodetektor mit dargestellt. Der Eingang des Decoders liegt über eine kleine Hf-Drossel zum Sperren der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz ohne Deemphasisglieder am Ausgang des Ratiodetektors. Der Transistor T 2 arbeitet als Impedanzwandler. Er paßt den Decoder an den relativ hochohmigen Ratiodetektor an. Am 270-Ω-Teilwiderstand des Emitterkreises wird das Multiplex-Signal niederohmig ausgekoppelt und dem Decodierkreis zugeführt.

Der 19-kHz-Pilotton wird am Emitter, also mit größerer Amplitude als das übrige Signal, abgegriffen und einem Bandfilter zugeführt. Dieses Bandfilter ergibt zusammen mit dem vorgeschalteten RC-Netzwerk die richtige Phasenlage der 19-kHz-Spannung. Transistor T 3 verstärkt diese

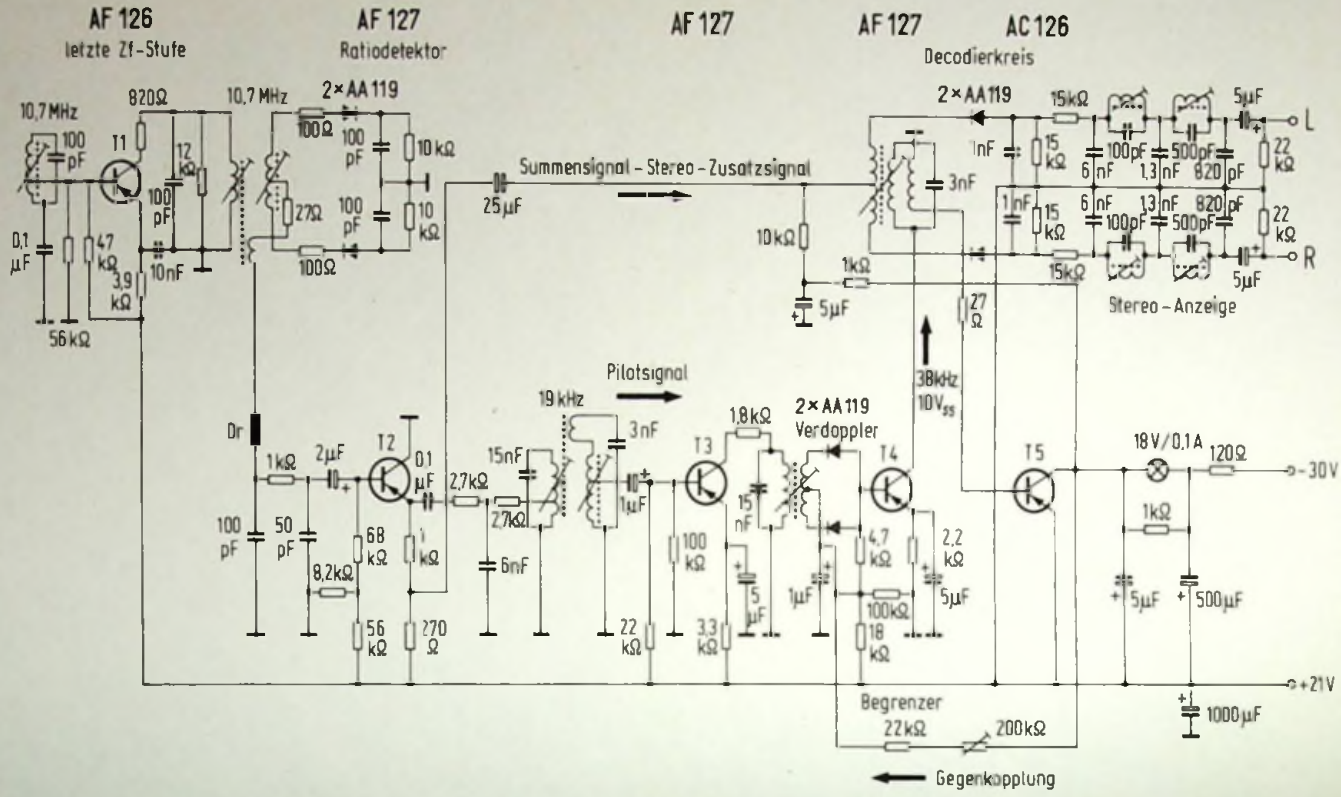


Bild 15.22 Stereodecoder nach dem Schalterprinzip (Metz)

Spannung, und anschließend wird sie mit einem Zweiweggleichrichter auf 38 kHz verdoppelt. Infolge der Verstärkung durch den Transistor T 3 wird dem folgenden Transistor T 4 stets soviel Spannung zugeführt, daß er als Begrenzer arbeitet. An seinem Kollektor steht eine Rechteckspannung mit 10 V_{ss} zur Verfügung. Über eine Koppelwicklung gelangt sie auf den Decodierkreis mit den beiden Schaltdioden.

Diesem Kreis werden auch das mit kleinerer Amplitude eintreffende Summensignal und das Stereo-Zusatzsignal zugeführt. Dort entsteht das vollständige Multiplex-Signal, das durch die Schaltdioden in die Links- und Rechtsinformation zerlegt wird. Die folgenden Filterglieder beseitigen die Reste der 38-kHz-Schaltspannung und bewirken die bei Frequenzmodulation vorgesehene Deemphasis. Die Filter schneiden alle Frequenzen oberhalb 18 kHz ab, dies ist für störungsfreie Tonbandaufnahmen wichtig.

Ein Schalttransistor T 5 zeigt durch Aufleuchten eines Glühlämpchens an, ob eine Stereo-Sendung läuft. In diesem Fall steht an der dritten Wicklung des Decodierkreises eine recht hohe 38-kHz-Spannung zur Verfügung. Sie steuert den im Ruhezustand gesperrten Transistor T 5 auf. Der dann fließende Kollektorstrom bringt die Glühlampe mit 18 V, 0,1 A zum Aufleuchten.

Vom Kollektor dieses Transistors führt außerdem eine Gleichspannungsgegenkopplung über das 200-kΩ-Potentiometer und den 22-kΩ-Widerstand zum Basiskreis des Transistors T 4. Mit dem Trimmpotentiometer wird das exakte Umschalten des Transistors T 5 bei Stereo-Betrieb abgeglichen.

Außerdem führt vom Kollektor des Transistors T 5 ein Gleichspannungsweg über 1 kΩ und 10 kΩ zum Decodierkreis. Beim Stereo-Empfang, also bei durchgeschaltetem Transistor T 5, herrscht an seinem Kollektor ein Potential, das fast dem der Bezugsleitung + 21 V entspricht. Dieses Potential wirkt über den Zweig 1 kΩ – 10 kΩ auf die Katoden der Decodierdioden. Ihre Anoden liegen über die Mittelleitung des Ausgangskreises ebenfalls an + 21 V. Die Dioden sind also bei Stereo-Betrieb gleichspannungsmäßig nicht vorgespannt.

Strahlt der Sender ein einkanaliges Programm aus, dann ist kein 19-kHz Pilotton vorhanden, damit wird auch keine 38-kHz-Spannung erzeugt, und die Dioden im Decodierkreis werden nicht umgeschaltet. Der Schalttransistor T 5 erhält keine Steuerspannung an der Basis. Seine Emitter-Kollektor-Strecke ist gesperrt. Sein Kollektorpotential liegt jetzt auf fast – 30 V. Diese negative Spannung wird über die Widerstände 1 kΩ und 10 kΩ auf die Katoden der Decodierdioden übertragen. Sie werden damit beide in den Durchlaßbereich gesteuert. Das Mono-Signal gelangt daher ohne Dämpfung an die Ausgänge Links und Rechts.

Bild 15.23 bis 15.25 Stereo-Decoder mit integrierten Schaltungen

Die gesamten aktiven und passiven Bauelemente eines Stereo-Decoders mit Ausnahme der Schwingkreise lassen sich durch wirkungsgleiche Anordnungen innerhalb einer integrierten Schaltung nachbilden. Weitgehend werden dabei Differenzstufen und direkt gekoppelte Darlingtonstufen verwendet. Die Funktionen dieser vielen Stufen in allen Einzelheiten zu verfolgen, wäre für den Praktiker eine überflüssige Belastung. Bild 15.23 mit der Innenschaltung eines Stereo-Decoders SN 76 105 von Texas Instruments möge zeigen, daß die Deutung eines solchen „Tapetenmusters" dem Entwicklungslaboratorium vorbehalten bleiben muß [2].

Bei integrierten Stereo-Decodern wird vorwiegend das Zeitmultiplexprinzip angewendet. An den Baustein sind außen Schwingkreise für die Pilotfrequenz 19 kHz und für die verdoppelte Pilotfrequenz, also für 38 kHz anzuschließen und abzugleichen. Bild 15.24 zeigt diese äußere Beschaltung für den Decoder SN 76 105. Zwei Kreise für 19 kHz und einer für 38 kHz bereiten die Pilotfrequenz bzw. Schaltfrequenz auf. Ein etwa auftretendes Übersprechen zwischen den beiden Ausgängen wird durch den mit „Kompensation" bezeichneten Trimmwiderstand ausgeglichen. Ein Lämpchen am Anschluß 6 leuchtet bei Stereobetrieb auf. Über einen an den Punkt 4 anzuschließenden Schalter kann von Hand auf Mono umgeschaltet werden, wenn kein Stereobetrieb erwünscht ist. Am Anschluß 5 „Stummschalter" läßt sich der Decoder und damit der gesamte Nf-Weg elektronisch verriegeln, wenn der Empfänger mit einer Suchlaufabstimmung arbeitet und Sender mit zu geringer Feldstärke nicht hörbar sein sollen. Die 10-nF-Querkondensatoren am Ausgang beseitigen den Rest der 38-kHz-Schaltfrequenz und dienen gleichzeitig zur Höhenabsenkung (Deemphasis).

Trotz der erheblichen Vereinfachung gegenüber einem aus Einzelelementen aufgebauten Decoder erfordert der vollständige Neuabgleich einer solchen Stufe eine genaue Beachtung der Abgleichanweisungen und einen Meßsender mit Stereo-Coder, falls man nicht auf die Rundfunk-Stereo-Testsendungen angewiesen sein will [2].

Im Zeitmultiplexverfahren mit Stereo-Anzeige, automatischer Mono-Stereo-Umschaltung und Stummabstimmung arbeiten auch verschiedene Stereo-Decoder-Bausteine der Firma Sprague [1]. Ein Vergleich läßt erkennen, daß die amerikanischen Halbleiterfirmen sich bereits auf eine einheitliche Anschlußtechnik geeinigt haben.

Noch weiter vereinfacht wird die Decodiertechnik durch Bausteine mit Phasenregelschleife zum Erzeugen der 38-kHz-Schaltfrequenz. Das Prinzip wurde im Kapitel 10 für den Decoder-

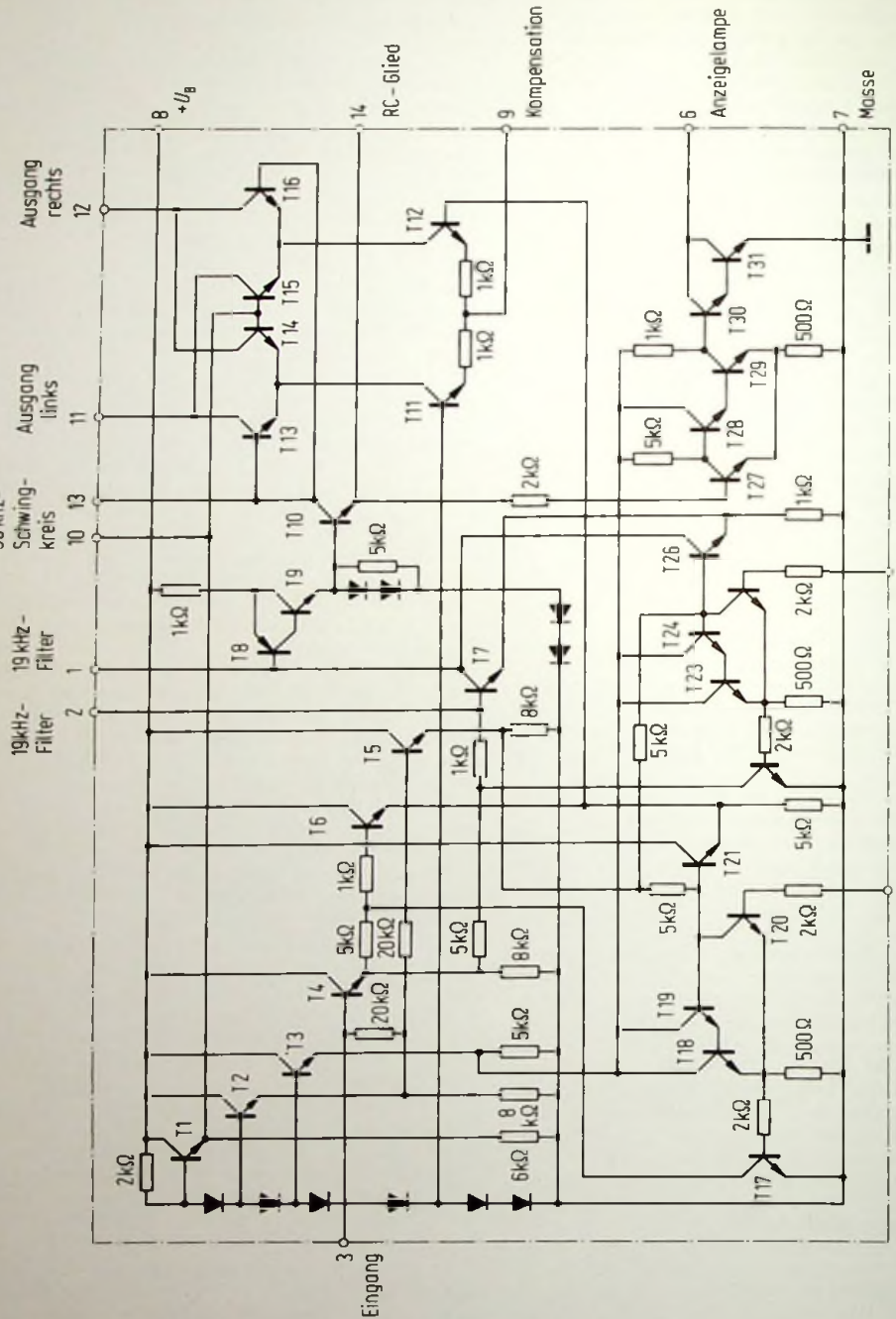


Bild 15.23 Innenschaltung des integrierten Stereodecoders SN 76105 von Texas Instruments

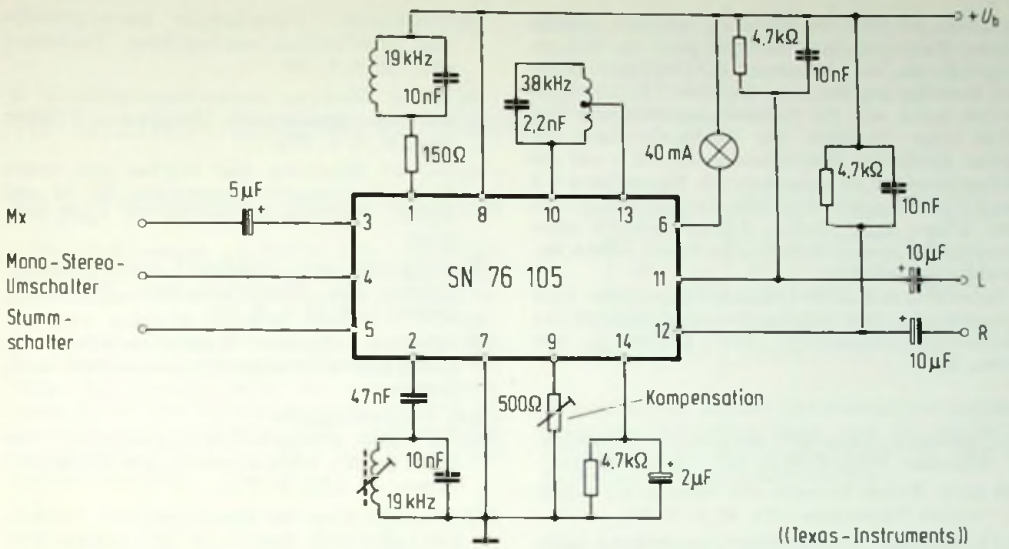


Bild 15.24 Äußere Beschaltung des Stereodecoders SN 76105

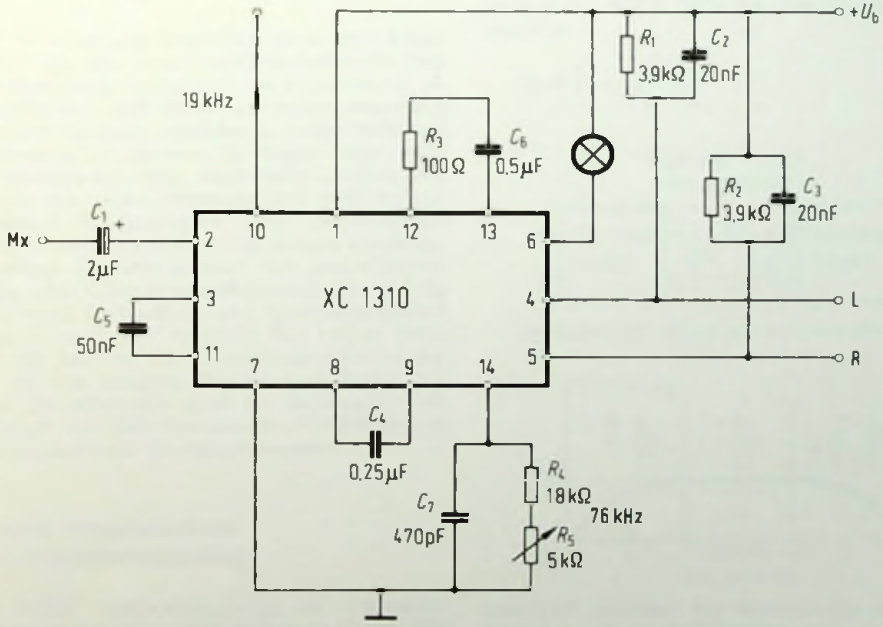


Bild 15.25 Stereodecoder mit dem Baustein XC 1310 von Motorola; er arbeitet mit einer Phasenregelschleife zum Erzeugen der 38-kHz-Schaltfrequenz

Baustein XC 1310 von Motorola erläutert. Infolge dieser Zwangssynchronisierung über die Phasenregelschleife, die mit einem RC-Oszillator arbeitet, benötigt der Baustein keinerlei LC-Abstimmkreise mehr, wie die Anwendungsschaltung Bild 15.25 zeigt. Lediglich der 76-kHz-Oszillator ist außen durch den Einstellwiderstand R 5 auf die Mittenfrequenz abzugleichen. Die Kapazitäten C 4 bis C 6 sind Koppel- und Filterkondensatoren, die sich wegen ihrer großen Kapazitätswerte nicht integrieren lassen. Sie müssen daher außen angeschlossen werden.

Ebenfalls mit einer Phasenregelschleife zum Erzeugen der 38-kHz-Schaltfrequenz arbeitet der Stereo-Decoder-Baustein Typ CA 3090 Q der Firma RCA.

Literatur

[1] *Jagberger*: Integrierte Schaltungen für Stereo-Decoder. Funk-Technik 1971, H. 15, S. 549.

[2] *Jahn*: Stereo-Decoder mit integrierten Schaltungen. Funkschau 1971, H. 8, S. 215.

[3] *Karbowski*: Stereo-Mono-Umschaltung elektronisch gerastet. Radio-Mentor 1969, H. 11, S. 742.

[4] *Karbowski*: Stereo-Mono mit Fet umgeschaltet. Radio-Mentor 1969, H. 11, S. 779.

[5] *Maschmeyer*: Rauscharmer Stereo-Decoder mit Schaltfrequenzverdopplung. Funkschau 1969, H. 6, S. 157.

[6] *Rainer*: Moderne Stereo-Steuergeräte in attraktiver Preisklasse. Radioschau (Wien) 1969, H. 9, S. 478.

[7] *Rainer*: Schaltung und Aufbau der neuen Stereo-Steuergeräte Tonmeister RH 781 und RH 881. Philips-Kontakte Nr. 14, April 1969, S. 14.

[8] *Ratheiser*: Der „Schlüssel" zur Schaltungstechnik des Stereo-Decoders. Radioschau (Wien) 1966, H. 5, S. 252.

[9] *Schotten*: Digitale Signalverarbeitung in einem Stereo-Decoder. Funkschau 1969, H. 13, S. 401.

Ohne Verfasserangabe

[10] Die neue Alltransistor-Heimradioserie. Der blaue Punkt, Hauszeitschrift der Blaupunkt-Werke, H. 8/67, S. T 4.

[11] Übersicht über die Stereo-Decoder. Telefunken-Laborbuch, Band 4, S. 235. Franzis-Verlag, München.

[12] Drei mit Transistoren bestückte Stereo-Decoder. Telefunken-Laborbuch, Band 4, S. 242. Franzis-Verlag, München.

16 Niederfrequenzverstärker

Bild 16.01 Blockschaltung eines Nf-Verstärkers

Die Nf-Spannung u_1 hinter dem Empfangsgleichrichter ist zu gering, um einen Lautsprecher zu betreiben. Sie muß deshalb verstärkt und auf Leistung gebracht werden. Der Vorverstärker, bestehend aus einer Röhren- oder zwei bis drei Transistorstufen, dient zur Spannungsverstärkung, die Endstufe liefert die Lautsprecherleistung P_a. Bei Stereo-Anlagen verdoppelt sich die Anordnung, man benötigt dafür zwei getrennte vollständige Verstärkerkanäle für Links- und Rechtswiedergabe.

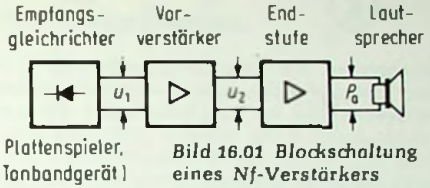


Bild 16.01 Blockschaltung eines Nf-Verstärkers

Anstelle des Rundfunkempfangsteils mit dem Empfangsgleichrichter kann auch ein Schallplattenspieler oder ein Tonbandgerät an den Nf-Verstärker angeschlossen werden.

RC-Kopplung

Bild 16.02 RC-Kopplung für Vorstufen

Mit RC-Kopplung bezeichnet man eine Schaltungsart, bei der zwei Verstärker-Vierpole über einen Kopplungsvierpol mit der Kapazität C_k so verbunden sind, daß die Ausgangssignalspannung des ersten Vierpols möglichst in voller Höhe auf den Eingang des zweiten übertragen wird, während Gleichspannungen abgeriegelt werden. Am Ausgang des ersten Vierpols liegt sein Außenwiderstand R_L (Kollektor- oder Anodenwiderstand), am Eingang des zweiten dessen Eingangswiderstand R_e (Widerstand der Basis-Emitterstrecke oder Gitterableitwiderstand). C_k und R_e bilden einen Hochpaß. Er soll Gleichspannungen abriegeln, weil der Ausgang der ersten Stufe meist ein anderes Gleichspannungspotential besitzt als der Eingang der zweiten Stufe. Die untere Grenzfrequenz muß so tief liegen, daß, besonders bei HiFi-Verstärkern, Tonfrequenzen um 40 Hz noch gut übertragen werden.

Bild 16.03 Frequenzbereich der Widerstandskopplung

Bei tiefen Frequenzen steigt der kapazitive Widerstand des Koppelkondensators C_k an. Die Spannung an R_e wird kleiner, die Gesamtverstärkung für diese Frequenzen geht zurück. Entsprechend der Grundgleichung für einen Hochpaß[1]) beträgt der Abfall 30 % bei der unteren Grenzfrequenz

$$f_g = f_u = \frac{0{,}159}{R_e \cdot C_k}$$

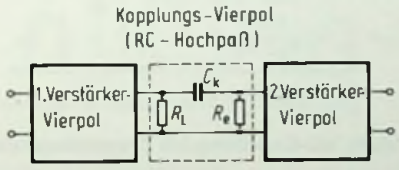


Bild 16.02 RC-Glied als Kopplungsvierpol

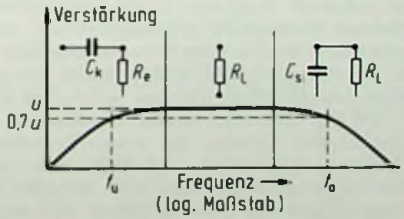


Bild 16.03 Absinken der Verstärkung an den Enden des Frequenzbereiches

1 Siehe Bild 4.04

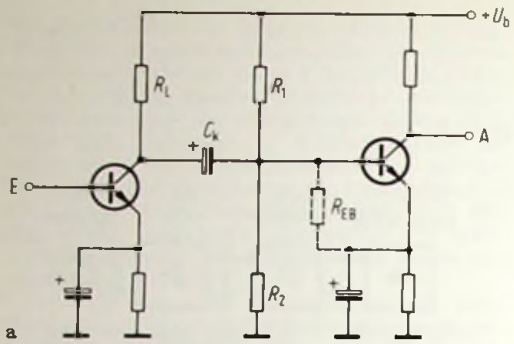


Bild 16.04a Einfluß des Basis-Emitterwiderstandes auf eine RC-Kopplung

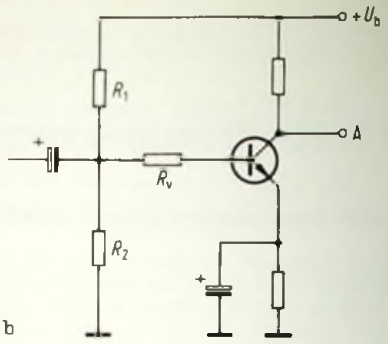


Bild 16.04b Vorwiderstand in der Basiszuleitung, um den Einfluß des inneren Basis-Emitterwiderstandes zu verringern

Im mittleren Übertragungsbereich wirkt ausschließlich der Lastwiderstand R_L, wenn man vereinfacht annimmt, daß R_c so groß ist, daß dieser Wert keinen Einfluß auf den Verstärkungsgrad hat. Für die mittleren Frequenzen erhält man also die volle Ausgangsspannung u.

Bei hohen Frequenzen wirken sich sämtliche vom Signalweg zur Bezugsleitung liegende Streu- und Schaltkapazitäten aus. Sie sind hier zu einer Querkapazität C_s parallel zum Arbeitswiderstand R_L dargestellt. Für ein solches RC-Glied wird der kapazitive Widerstand bei hohen Frequenzen geringer als der ohmsche Widerstand R_L. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung sinkt, und die Verstärkung wird kleiner. Der Abfall beträgt bei der oberen Grenzfrequenz f_o ebenfalls 30 %, d. h.

$$f_g = f_o = \frac{0{,}159}{R_L \cdot C_s}$$

Bild 16.04 RC-Kopplung bei Transistorstufen

Die RC-Kopplung zwischen zwei Transistorstufen ergibt eine schlechte Anpassung. Der niedrige Widerstandswert R_{BE} der Basis-Emitterstrecke des zweiten Transistors (Flußwiderstand einer Diodenstrecke!) liegt wechselstrommäßig über C_k parallel zu R_L. Auch die Widerstände, die zum Einstellen der Basisvorspannung notwendig sind, liegen für die Signalspannung parallel zu R_L (Bild 16.04a). Der Ausgang des ersten Transistors wird dadurch so belastet, daß keine maximale Verstärkung möglich ist. Man muß ohnehin den Wert von R_L niedrig wählen, damit sich die in Flußrichtung betriebene Basis-Emitterdiode wenig auswirkt, denn sie würde sonst Verzerrungen ergeben. Ist zum Trennen von Gleichspannungspotentialen ein Koppelkondensator notwendig, dann verwendet man die Schaltung trotzdem und sieht lieber eine Transistorstufe mehr vor, das kommt billiger als ein Übertrager. Man kann auch den verzerrenden Einfluß der Basis-Emitterdiode dadurch vermindern, daß man nach Bild 16.04b in die Basiszuleitung einen Vorwiderstand gleicher Größenordnung einfügt.

Der Wert von R_{BE} bestimmt die Eigenschaften des Kopplungsgliedes. Bei einem Richtwert von 1 kΩ für R_{BE} kann man die Werte des Basisspannungsteilers vernachlässigen. Für C_k sind Kapazitäten von 2 bis 25 µF üblich. Für 5 µF ergibt sich:

$$f_u = \frac{0{,}159}{R_{BE} \cdot C_k} = \frac{0{,}159}{1 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} \approx 32\ \text{Hz}$$

Dies ist eine für normale Empfänger genügend tiefe untere Grenzfrequenz. Man achte hierbei auf die Polung des Kopplungskondensators C_k. Bei npn-Transistoren führt der Kollektor des Vortransistors ein höheres positives Potential als die folgende Basis. An den Kollektor muß also der positive Pol des Elektrolytkondensators angeschlossen werden.

Für eine geforderte obere Grenzfrequenz von 16 kHz darf die zulässige Parallelkapazität betragen:

$$C_s = \frac{0{,}159}{R_{BE} \cdot f_u} = \frac{0{,}159}{1 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^3} = \frac{0{,}159}{16}$$

$$C_s \approx 0{,}01\ \mu\text{F}$$

So hohe Parallelkapazitäten treten jedoch nicht auf, die obere Grenzfrequenz beim Transistor-RC-Verstärker liegt also meist weit über dem Hörbereich.

Richtwerte für Transistor-Vorstufen mit RC-Kopplung

R_L	R_2	C_k
3...6 kΩ	4,7...12 kΩ	1,25...25 µF

Feldeffekttransistoren mit ihren hochohmigen Eingängen belasten die Vorstufe nicht. Für sie gelten ähnliche Überlegungen wie bei den nachstehend beschriebenen Röhrenstufen.

Bild 16.05 RC-Kopplung bei Röhrenstufen

Innenwiderstand der Vorröhre und Gitterableitwiderstand der Folgeröhre sind so hochohmig, daß sie gegenüber R_L und R_g keine Rolle spielen. Ferner läßt sich R_g recht hochohmig wählen (minimal 700 kΩ bei Endröhren). Für eine untere Grenzfrequenz von etwa 23 Hz muß dann der Kopplungskondensator C_k einen Wert von

$$C_k = \frac{0{,}159}{700 \cdot 10^3 \cdot 23}$$

$$C_k = \frac{0{,}159}{7 \cdot 2{,}3} \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F} = 0{,}01\,\mu\mathrm{F} = 10\,\mathrm{nF}$$

erhalten. Die Kapazität C_s darf beim Röhrenverstärker nicht außer acht gelassen werden. Bei $R_L = 200$ kΩ und $f_o = 16$ kHz darf sie höchstens betragen:

$$C_s = \frac{0{,}159}{200 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^3}$$

$$C_s = \frac{0{,}159}{200 \cdot 16} \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F} \approx 50\,\mathrm{pF}$$

Darin sind bereits sämtliche Röhren- und Schaltkapazitäten einbegriffen. Bei kleineren Anodenwiderständen sind die Verhältnisse günstiger, jedoch engen Zusatzkapazitäten (Tonblenden) und abgeschirmte Leitungen den Frequenzbereich oben ein.

Bei Netzgeräten liegt zwischen Punkt U_b und Erde noch die geringe Brummspannung des Netzteiles. Sie würde über R_L an das Gitter der nächsten Röhre gelangen und dort unerträglich verstärkt werden. Deshalb muß in der Zuführung ein RC-Siebglied liegen, das die Brummspannung herabsetzt.

Richtwerte für 250 V Anodenspannung

R_L	200	100	50	kΩ
$R_{g\,2}$	500	300	200	kΩ
R	50	20	10	kΩ

Bild 16.06 Direkte Kopplung

Die direkte Kopplung, also die galvanische Verbindung zwischen Ausgang der Vorstufe und Eingang der Folgestufe, war bei Röhrenverstärkern sehr schwierig, weil bei 250 V Anodenspannung die Potentialunterschiede zu extrem sind. Bei Transistorstufen ist dies viel einfacher, deswegen werden auch, besonders in integrierten Schaltungen, Darlington-Stufen[1]) bevorzugt verwendet, weil man dabei die großen Kopplungskapazitäten von einigen Mikrofarad erspart. Die Arbeitspunkte beider Transistoren werden durch einen Spannungsteiler eingestellt. Durch den Wegfall von frequenzabhängigen Koppelgliedern lassen sich breite Frequenzbänder oder hohe Frequenzen übertragen, wie z. B. bei kombinierten Zf-Verstärkern für 460 kHz und 10,7 MHz. Das Bild zeigt einen zweistufigen Tonfrequenz-Universalverstärker. Der zweite Transistor erhält seine Basisvorspannung über den Arbeitswider-

1 Siehe Bild 8.41 bis 8.45.

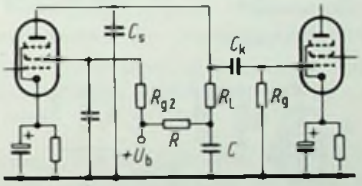


Bild 16.05 Röhren mit RC-Kopplung

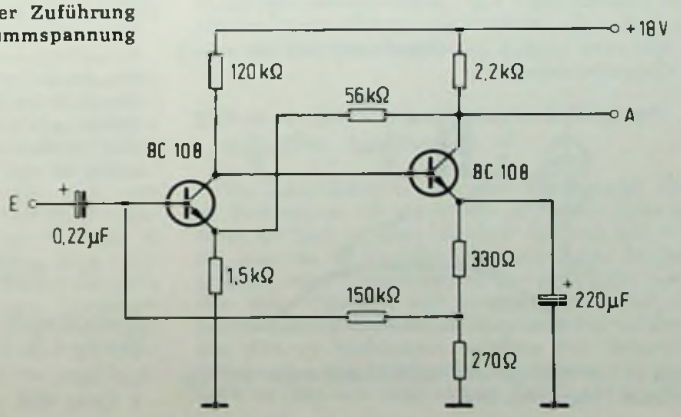


Bild 16.06 Direkt gekoppelte Nf-Stufen mit Transistoren

stand der ersten Stufe. Zwei Gleichstromgegenkopplungen stabilisieren gegen Temperatur- und Spannungsschwankungen. Sie führen vom Emitterkreis der zweiten Stufe über 150 kΩ zur Basis des ersten Transistors und vom Kollektor der zweiten über 56 kΩ zum Emitter der ersten Stufe.

Transformatorkopplung

Bild 16.07 Anpassung

Zwischenübertrager dienen zum Anpassen von zwei aufeinanderfolgenden Verstärker-Vierpolen. Im Empfängerbau treten sie fast ausschließlich als Treibertransformatoren vor Gegentakt-Transistorstufen auf. Sie passen den Innenwiderstand des Treibertransistors an die Eingangswiderstände der Leistungstransistoren an und liefern außerdem die beiden um 180° in der Phase gedrehten Spannungen.

Ausgangsübertrager passen den Ausgangswiderstand einer Endstufe an den Lautsprecher an.

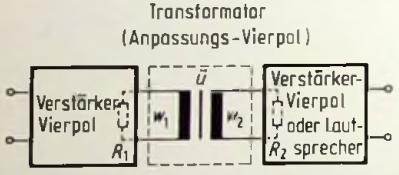


Bild 16.07 Transformator als Anpassungsvierpol

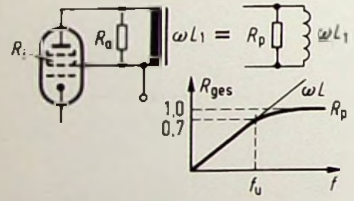


Bild 16.08 Einfluß der Induktivität auf die untere Grenzfrequenz

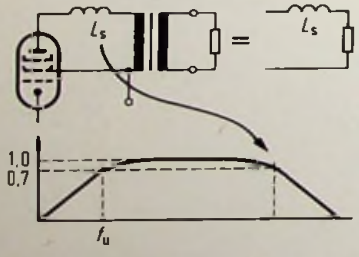


Bild 16.09 Einfluß der Streuinduktivität auf die obere Grenzfrequenz

Der mit dem Widerstand R_2 belastete Übertrager wirkt auf die Primärseite wie eine Impedanz mit der Größe $\ddot{u}^2 \cdot R_2$. Der meist niederohmige Widerstand R_2 wird also auf einen $\ddot{u}^2$ mal größeren „hinauftransformiert"[1]. Für ein gewünschtes R_1 muß das Übersetzungsverhältnis sein:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{w_1}{w_2}$$

Bild 16.08 Primärinduktivität

Der Einfluß der Primärinduktivität läßt sich am besten am Ausgangsübertrager einer Lautsprecherröhre klarmachen. Innenwiderstand R_i und der für günstigste Wiedergabe vorgeschriebene Außenwiderstand R_a der Röhre ergeben den Parallelwiderstand:

$$R_p = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

(Darin ist $R_a = \ddot{u}^2 R_L$, nämlich gleich dem transformierten Widerstand der Lautsprecher-Schwingspule.) Zu dem Widerstand R_p liegt außerdem der induktive Widerstand ωL_1 der Primärwicklung parallel. Eine Spule parallel zu einem Widerstand wirkt umgekehrt wie ein Kondensator. Der induktive Widerstand bei höheren Frequenzen ist so groß, daß er vernachlässigt werden kann, der Gesamtwiderstand ist gleich R_p. Bei der unteren Grenzfrequenz f_u wird der induktive gleich dem ohmschen Widerstand, Gesamtwiderstand und Verstärkung sinken ab. Je nach der gewünschten Wiedergabegüte und den zulässigen Kosten für den Übertrager legt man die Grenzfrequenz zwischen 30 und 80 Hz. Bei der Grenzfrequenz ist:

$$R_p = \omega_u \cdot L_1 = 2\,\pi\, f_u \cdot L_1$$

$$L_1 = \frac{R_p}{6{,}28 \cdot f_u}\ \mathrm{H};\ \Omega;\ \mathrm{Hz}$$

Tiefe Grenzfrequenzen erfordern also große L-Werte, d. h. hohe Windungszahlen.

1 Siehe Bild 3.43 und 11.12.

Bild 16.09 Streuinduktivität

Die obere Frequenzgrenze eines Übertragers ergibt sich durch seine Streuinduktivität L_S. Primär- und Sekundärwicklung sind nie hundertprozentig miteinander gekoppelt. Der Teil der Primärwindungen, der nicht auf die Sekundärwindungen koppelt, wirkt als vorgeschaltete Induktivität L_S. Je höher die Frequenz, desto mehr Spannung fällt an L_S ab, denn die eigentliche Wicklung mit dem Belastungswiderstand stellt einen etwa gleichbleibenden reellen Widerstand dar.

Durch die Streuinduktivität geht bei hohen Frequenzen Spannung an den Ausgangsklemmen verloren. Um die obere Grenzfrequenz f_o möglichst weit hinauszuschieben, muß die Streuung klein sein, Primär- und Sekundärwicklung müssen bei Breitbandtransformatoren eng verschachtelt gewickelt werden.

Literatur

[1] *Siemens*. Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe April 1969.

[2] *Telefunken*. Laborbuch, Band 1, 2, 3 und 5.

[3] *Valvo*. Transistor-Kompendium Teil III, Niederfrequenz-Verstärker.

Einstellglieder im Nf-Teil

Bild 16.11 Lautstärkeeinsteller[1])

Die handbediente Lautstärkeeinstellung liegt am Eingang des Nf-Teiles. Im Hf- oder Zf-Teil würde sie die Wirkungsweise der automatischen Verstärkungsregelung beeinträchtigen. Das Lautstärkepotentiometer wird vor dem Nf-Verstärker angeordnet, damit auf keinen Fall die erste Stufe bereits übersteuert wird.

Das menschliche Ohr hört bei kleinen Lautstärken vorwiegend die mittleren Tonlagen. Würde man also den Pegel linear absenken, dann ergäbe sich bei Musik ein unbefriedigender Klangeindruck, weil Bässe und Höhen zu schwach erscheinen. Deshalb sieht man am unteren Teil des Lautstärkepotentiometers eine Anzapfung für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung vor. Über den Kondensator C_1 gelangen zusätzlich hohe Frequenzen an den unteren Teil des Potentiometers. Steht der Schleifer in dieser Gegend, dann geraten sie in den Signalweg und werden

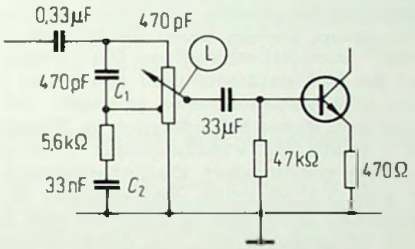


Bild 16.11 Lautstärkepotentiometer mit Anzapfung für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung

angehoben. Das RC-Glied mit dem Kondensator C_2 ergibt einen Nebenschluß für hohe und mittlere Frequenzen. Sie werden abgesenkt, und die Bässe treten hervor. Insgesamt ergibt sich dadurch eine leichte Höhen- und Baßanhebung bei kleinen Lautstärken und somit eine befriedigende Musikwiedergabe.

Bild 16.12 „Kalte" Lautstärkeeinstellung bei integrierten Schaltungen

Das Lautstärkepotentiometer am Eingang des Nf-Verstärkers ist ein etwas kritisches Bauelement. Es liegt in einer „heißen" Leitung und hat die gesamte Nf-Verstärkung hinter sich. Nimmt es Stör- oder Brummspannungen auf, dann werden diese ebenfalls voll verstärkt und sind als Sirren oder Brummen im Lautsprecher hörbar. Um dies zu verhindern, müssen das Potentiometer und seine Zuleitungen abgeschirmt werden, denn es läßt sich nicht immer direkt auf der Nf-

1 Der übliche Ausdruck *Lautstärkeregler* wird hier vermieden. In der Schaltungstechnik elektronischer Geräte bedeutet der Ausdruck *Regler* stets eine selbsttätige Regeleinrichtung. Handbediente Einrichtungen dagegen sind *Steuerungen* oder *Einstellungen*. Man sollte sich auch in der Funktechnik an diese korrekten Bezeichnungen halten, sonst gibt es Verwirrungen in Geräten mit Automatikschaltungen. Man *stellt* z. B. eine Frequenz mit dem Drehkondensator ein, aber man *regelt* sie mit einer Automatik auf den Sollwert; die AVR *regelt* bei Schwundperioden Lautstärkeunterschiede aus, die Lautstärke selbst wird von Hand auf den gewünschten Wert *eingestellt*.

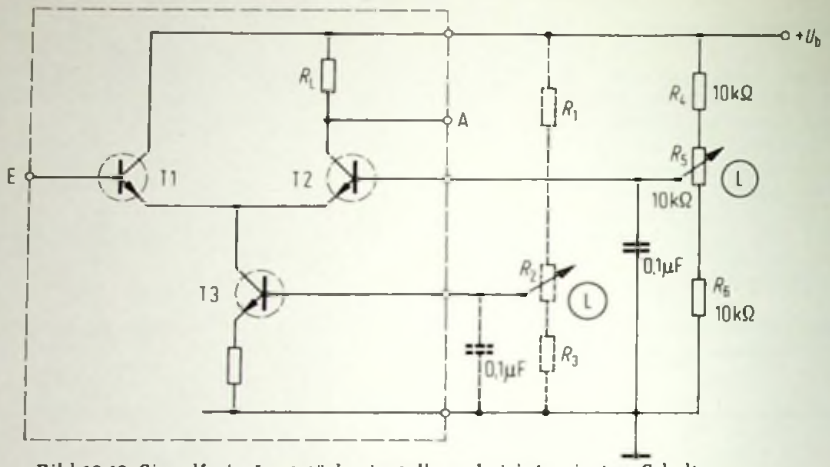


Bild 16.12 Signalfreie Lautstärkeeinstellung bei integrierten Schaltungen

Verstärkerplatine anordnen, weil es von der Frontplatte des Gerätes aus bedient werden soll.

Die neuere Technik bietet die Möglichkeit der „kalten" Lautstärkeeinstellung. Der Verstärkungsgrad des Nf-Verstärkers wird dabei über unkritische Gleichstromleitungen gesteuert. Das Bild deutet zwei dieser Möglichkeiten an. Transistor 1 und 2 bilden die Verstärkerstufe, Transistor 3 dient als gemeinsamer Emitterwiderstand. Damit wird T 1 zu einem Emitterfolger, der den Signalstrom durch den in Basisschaltung betriebenen Transistor 2 und den Arbeitswiderstand R_L steuert.

Man kann nun den Widerstandswert des Transistors T 3 durch eine Gleichspannung an seiner Basis verändern[1]). Dies ist durch den gestrichelt gezeichneten Spannungsteiler R_1 bis R_3 angedeutet. Beim Verstellen des Potentiometers R_2 ändert sich der Wert des elektronischen Emitterwiderstandes der Differenzstufe und damit die Ausgangslautstärke.

Man kann aber auch in Stromverteilungssteuerung[2]) die Verstärkung der Stufe mit dem Potentiometer R_5 beeinflussen. In beiden Fällen ist das Lautstärkepotentiometer „kalt". Der Schleifer wird über einen Kondensator von 0,1 µF wechselspannungsmäßig geerdet, die Leitungen führen nur Gleichspannung, das Potentiometer kann an beliebiger Stelle angeordnet und sogar zu einer Fernbedienung ausgebaut werden.

Bild 16.13 Klangeinsteller

Nf-Verstärker werden so bemessen, daß sie das gesamte Tonfrequenzspektrum bis mindestens 15 000 Hz gleichmäßig gut wiedergeben. Dies macht Sprache klar verständlich und gibt der Musik den Glanz. Mitunter ist es aber notwendig, die Höhen zu beschneiden. Dazu dient eine als *Tonblende* bezeichnete Anordnung. Man legt einen Kondensator C_1 über einen Einstellwiderstand H parallel zum Ausgang einer Verstärkerstufe bzw. parallel zum Eingang der folgenden Stufe. Durch Verstellen des Potentiometers wird die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes verändert. Beim kleinsten Widerstand wirkt der Kondensator als Kurzschluß für die Höhen und bewirkt

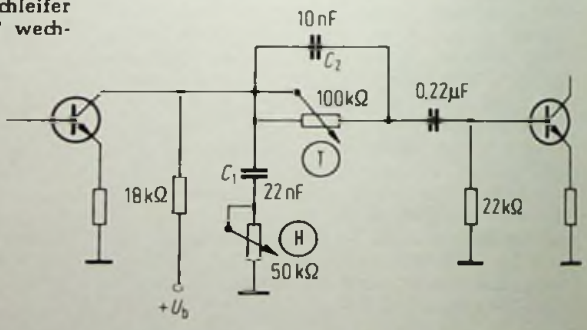


Bild 16.13 Klangeinsteller für hohe und tiefe Frequenzen

1 Siehe Bild 8.53.

2 Behandelt in Bild 8.57.

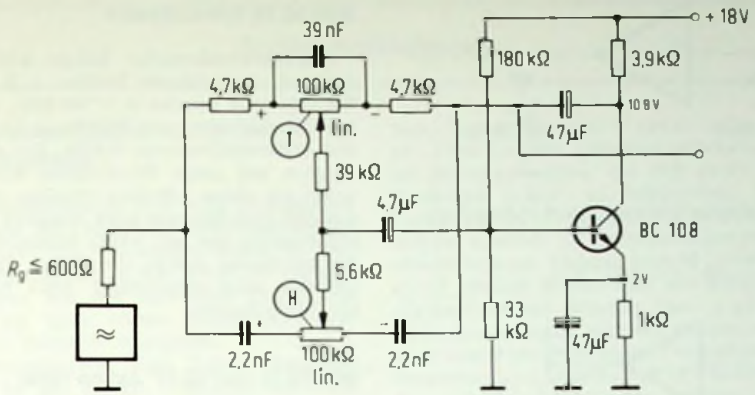


Bild 16.14 Klangeinstellung durch Gegenkopplung mit frequenzabhängigen Gliedern

den dunkelsten Klang. Das Potentiometer erhält zweckmäßig einen positiv-logarithmischen Widerstandsverlauf[1]), dann ergibt sich eine gleichmäßige Absenkung beim Betätigen.

Starke Baßanhebung gibt der Musikwiedergabe einen vollen kräftigen Klang, Sprache wird jedoch dadurch dröhnend und schwer verständlich. Um die Baßanhebung rückgängig zu machen, schaltet man eine Kapazität C_2 in eine Nf-Signalleitung ein. Sie setzt die untere Grenzfrequenz herauf, unterdrückt also tiefe Frequenzen. In einfachen Fällen ordnet man parallel zu diesem Kondensator einen Schalter an, der für Musik geschlossen und für Sprachwiedergabe geöffnet wird. Man bezeichnet ihn als Sprache-Musik-Schalter. – Um stetig von der einen in die andere Stellung übergehen zu können, ersetzt man den Schalter durch einen Drehwiderstand. Ist er hier im Bild voll wirksam, also $R = 100\ k\Omega$, dann ergibt sich für diese RC-Parallelschaltung eine Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{0{,}159}{10^5 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \approx 160\ Hz$$

Höhere Frequenzen gelangen über den Kondensator C_2 ungehindert zur folgenden Stufe. Für tiefe Frequenzen, z. B. um 40 Hz, ist hauptsächlich der eingestellte Widerstandswert von 100 kΩ wirksam. Dadurch ergibt sich für diese Frequenzen mit dem Basiswiderstand von 22 kΩ der Folgestufe eine Spannungsteilung von

$$100 : 22 \approx 5 : 1$$

Tiefe Töne werden also wirksam abgeschwächt.

Schließt man den Widerstand kurz, dann ist auch der Kondensator C_2 unwirksam, und das volle Tonfrequenzband wird hindurchgelassen. Dieses Baßpotentiometer T erhält zweckmäßig eine negativ-logarithmische Kennlinie.

Für Röhrenempfänger sind die gleichen Schaltungen üblich, nur liegen die Werte hochohmiger, z. B. $C_1 = 0{,}5...5$ nF, $C_2 = 100...500$ pF, $R_H = 0{,}3$ bis 1 MΩ, $R_T = 3...16$ MΩ.

1 Siehe Bild 3.01.

Bild 16.14 Fächereinsteller mit aktivem Filter

Höhen oder Tiefen eines Verstärkers kann man auch durch frequenzabhängige Gegenkopplungen beeinflussen[1]). Dabei wird nicht wie im vorigen Bild die Signalspannung gedämpft oder geteilt, sondern der Verstärkungsgrad des aktiven Elementes durch die Gegenkopplung herabgesetzt. Gegenkopplung bedeutet aber Verzerrungsminderung und Stabilisierung, also zwei sehr erwünschte Eigenschaften. Ist bei integrierten Schaltungen oder bei Hochleistungsverstärkern genügend Verstärkungsreserve vorhanden, dann empfiehlt sich dieses Verfahren. Im hier dargestellten Beispiel wird ein Fächerentzerrer angewendet, um Höhen und Tiefen anheben und absenken zu können[2]).

Die Gegenkopplung führt über den 47-µF-Kondensator vom Kollektor des Transistors zurück zur Eingangsklemme, und zwar über die beiden frequenzabhängigen Spannungsteiler T und H. Von ihren Zapfpunkten geht über Entkopplungswiderstände eine gemeinsame Leitung zur Basis des Transistors.

Tiefeneinstellung. Steht im oberen Zweig der Potentiometerschleifer T ganz links, dann werden über den 39-nF-Kondensator mittlere und hohe Töne gegengekoppelt, also abgesenkt, die tiefen dagegen nicht, sie erscheinen also lauter. Wird

1 Siehe Bild 9.42 und 9.43.

2 Vgl. Bild 4.08.

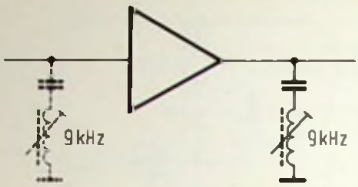


Bild 16.15 9-kHz-Sperren für AM-Empfang

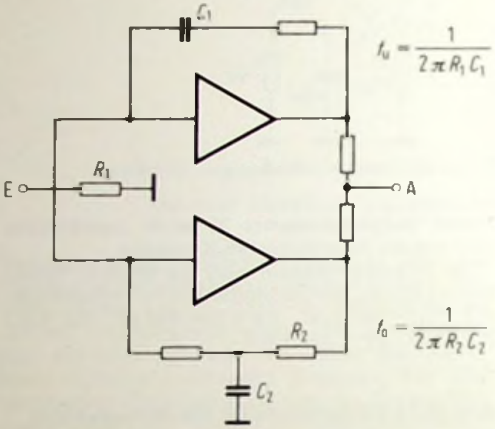


Bild 16.16 Aktive Filter zur Klangbeeinflussung

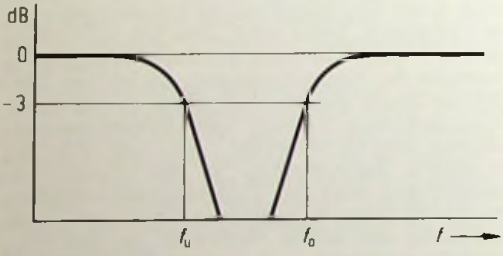


Bild 16.17 Wirkung der Schaltung Bild 16.17 bei Bemessung als Bandsperre

der Potentiometerschleifer ganz nach rechts gedreht, dann liegt der Kondensator von 39 nF mit dem Entkopplungswiderstand von 39 kΩ als Hochpaß im Signalweg, tiefe Töne werden also unterdrückt.

Höheneinstellung. Steht der untere Potentiometerschleifer links, dann gelangen über 2,2 nF vorzugsweise die Höhen zur Basis des Transistors, sie werden angehoben. Steht der Schleifer rechts, dann wird der rechte 2,2-nF-Kondensator voll als Gegenkopplung wirksam, koppelt Höhen zurück und senkt sie im Klangbild ab. Der Einstellumfang dieser Schaltung beträgt rund ± 20 dB bei den Tiefen und rund ± 19 dB bei den Höhen.

Bild 16.15 9-kHz-Sperre

AM-Rundfunksender haben 9 kHz Frequenzabstand. Benachbarte Sender, z. B. Sender A = 740 kHz und Sender B = 749 kHz, ergeben dann bei Überlagerung und Mischung im Demodulator die Differenzfrequenz 9 kHz. Bei Qualitätsempfängern mit guter Wiedergabe hoher Töne bewirkt sie einen schrillen Pfeifton. Deshalb wird parallel zum Eingang oder Ausgang einer Nf-Verstärkerstufe ein auf 9 kHz abgeglichener Serienresonanzkreis gelegt, der diese Frequenz kurzschließt, also unterdrückt. Man bezeichnet ihn als 9-kHz-Sperre.

Bild 16.16 und 16.17 Aktive Filter

Drahtgewickelte Spulen sind teuer. Deshalb versucht man immer mehr, LC-Schwingkreise durch die viel billigeren RC-Glieder zu ersetzen. Allerdings fehlt dann die Resonanzüberhöhung, die stets eine Art Verstärkerwirkung bedeutet. Diese Verstärkung kann aber z. B. in integrierten Schaltungen leicht durch einige Transistorsysteme wieder aufgeholt werden. Man kommt dann zu aktiven Bandpaßfiltern. Bild 16.16 zeigt ein vereinfachtes Bandsperrfilter mit zwei aktiven Elementen[1]. $C_1 - R_1$ wirkt als Hochpaß, $R_2 - C_2$ als Tiefpaß. Die durchgelassenen Frequenzspektren werden getrennt verstärkt und dann wieder zusammengeführt. Dies ergibt die Verstärkungskurve Bild 16.17. Legt man die „Resonanzfrequenz" auf 9 kHz, dann kann man ohne Induktivität diese Frequenz ausblenden. Solche aktiven Bandsperren oder Bandpässe lassen sich auch durch kombinierte Gegenkopplungen bei einem aktiven Verstärker erzielen.

Literatur

[1] *Hamel:* Klangeinsteller für Nf-Verstärker. Funkschau 1971, H. 22, S. 739.

[2] *Kaplan:* Feedback-Type Volume-Control-Circuits for Integrated Circuits. (Lautstärkeeinstellung durch Gegenkopplung bei integrierten Schaltungen.) RCA-Druckschrift ICAN-5841.

[3] *Miedaner:* Vom RC-Glied zum aktiven Filter. Elektronik 1970, H. 5, S. 149.

[4] *Zumkeller:* Hi-Fi-Stereo-Verstärker „HSV 80" mit kurzschlußfesten Endstufen. Funk-Technik 1969, H. 9, S. 336.

[5] –„– Aktiver Klangeinsteller. Valvo-Transistor-Kompendium Teil III, S. 249.

1 Sie gehen auf die Schaltungen Bild 9.42 und 9.43 zurück.

Schaltungsbeispiele

Bild 16.21 Röhrenbestückter Nf-Verstärker mit Eintakt-Endstufe

Einfache, übersichtliche und viel verwendete Lösung für den Nf-Teil eines röhrenbestückten Heimempfängers. Die Vorverstärkerstufe mit dem Triodensystem der Röhre EABC 80 arbeitet in RC-Kopplung auf die Endröhre EL 84. Der Lautsprecher ist über einen Ausgangsübertrager AÜ an die Endstufe angepaßt.

Schaltungseinzelheiten: Das Lautstärkepotentiometer R 1 ist bei 300 kΩ Abstand vom Fußpunkt aus angezapft. Kondensator C 3 bewirkt über den Widerstand R 2 einen Nebenschluß für mittlere und hohe Frequenzen. Bei herabgedrehter Lautstärke werden sie weniger gut wiedergegeben; tiefe Töne erscheinen angehoben, um auch bei leiser Wiedergabe den vollen Orchestereindruck zu geben. Über den Kondensator C 2 werden sehr hohe Frequenzen hinzugesetzt, um die Darbietungen nicht zu dumpf werden zu lassen.

Die Triode erzeugt sich ihre Grundgittervorspannung durch den Spannungsabfall des auch bei einem Röhrengitter auftretenden Anlaufstromes an dem hohen 10-MΩ-Gitterwiderstand. Die Anodengleichspannung wird durch ein Siebglied R 6 – C 7 von Brummspannungsanteilen gesäubert. Kondensator C 5 senkt hohe Frequenzen ab. Dies ist bei Röhrenverstärkern notwendig, um Schwingneigung, die sich durch Zischen und Kreischen äußert, zu bekämpfen. Den gleichen Zweck hat der Widerstand R 8. Steile Endröhren neigen nämlich zu Störschwingungen. Die Röhrenzuleitungen können bereits Schwingkreise für kurze Wellen bilden und zur Selbsterregung in diesem Gebiet führen. Der 1-kΩ-Dämpfungswiderstand ergibt mit der Röhreneingangskapazität von etwa 10 pF einen Tiefpaß mit der Grenzfrequenz $f_g \approx 16$ MHz. UKW-Schwingungen können sich dann nicht mehr erregen. Bisweilen ist es zweckmäßig, den Widerstand bis auf 100 kΩ zu erhöhen.

Der Ausgangsübertrager besitzt eine besondere Wicklung für eine Spannungsgegenkopplung. Tiefpaß R 11/C 10 siebt Höhen aus dem Gegenkopplungskanal heraus. Hochpaß C 11/R 14 hält Tiefen zurück, das ergibt zusammen ein Absenken der Mittellagen. Die Widerstände R 12 und R 13 mildern die Übergänge. Die Anodenspannung der Endröhre wird über eine Anzapfung des Ausgangsübertragers zugeführt. Die Schirmgitterspannung der Endröhre und die Anodenspannungen der Vorröhren werden vom Fußpunkt der Wicklung abgenommen und mit R 10/C 9 von Brummspannungen gesiebt. Die Anordnung be-

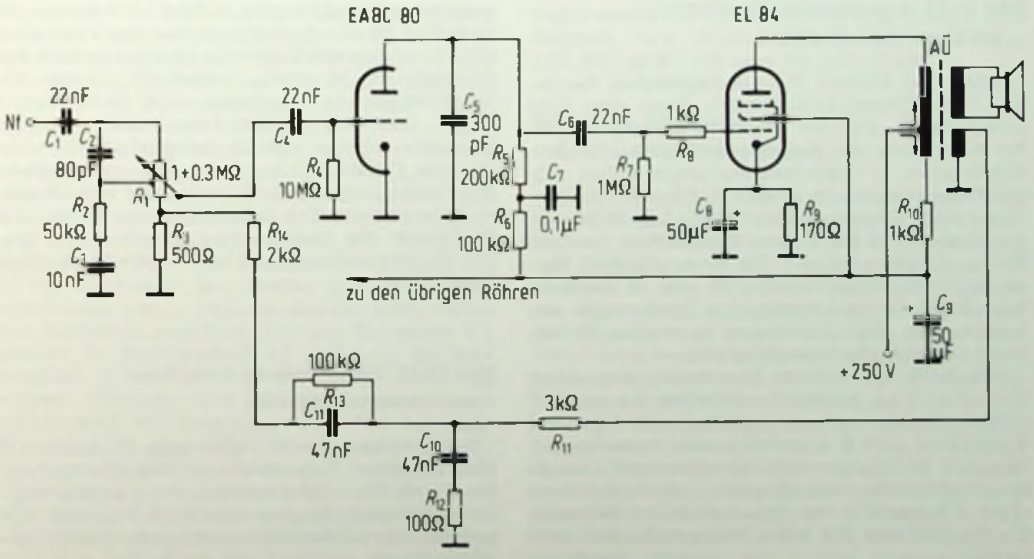


Bild 16.21 Röhrenbestückter Nf-Verstärker mit Eintakt-Endstufe

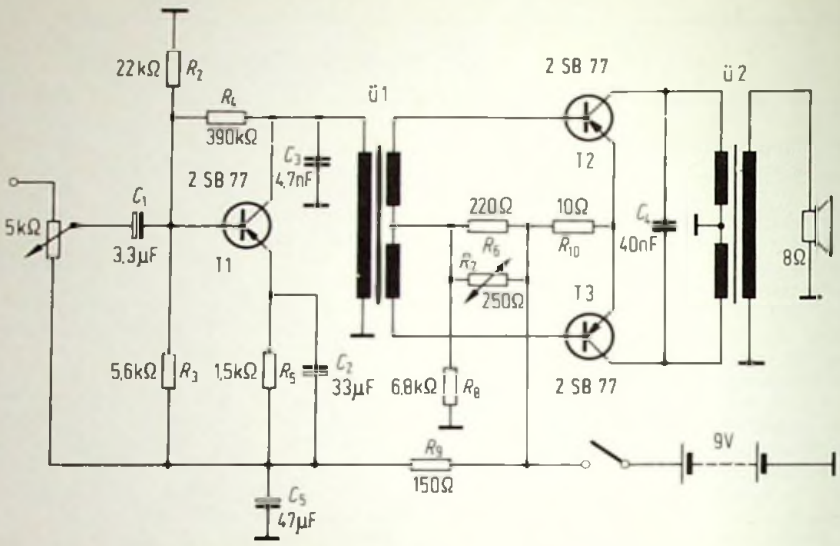


Bild 16.22 Transistor-Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe

wirkt eine Kompensation der Restbrummspannung aus dem Netzgleichrichter, indem ein winziger Teil davon gegenphasig auf das Schirmgitter der Endröhre gelangt (Pfeile an der Übertragerwicklung).

Bild 16.22 Transistor-Nf-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe

Selbst bei kleinen Taschenempfängern bevorzugt man Gegentakt-Endstufen, denn eine Eintakt-Endstufe gibt bei Vollaussteuerung wegen der Krümmung der Basiskennlinie eine schlechte Wiedergabe. In Gegentaktschaltungen heben sich die Verzerrungen zum großen Teil heraus. Außerdem sind Gegentakt-Endstufen im B-Betrieb sparsamer, weil bei kleinen Lautstärken weniger Strom verbraucht wird[1]). Die niederohmigen Eingänge der Endtransistoren muß man an den Kollektorkreis der vorhergehenden Treiberstufe anpassen, also einen Übertrager anwenden. Er bewirkt zugleich die Phasenumkehr.

Die Basis des ersten Transistors liegt über C 1 = 3,3 µF am Lautstärkeeinsteller. R 2 und R 3 bilden den Basisspannungsteiler und legen in Verbindung mit R 4 und R 5 den Arbeitspunkt fest. R 5 stellt eine stabilisierende und verzerrungsmindernde Gegenkopplung dar. Kondensator C 3 parallel zur Primärwicklung begrenzt die Verstärkung für hohe Frequenzen und verhindert Störschwingungen im Ultraschallgebiet; C 4 dient dem gleichen Zweck. R 6 und R 8 bilden den Basisspannungsteiler der Endstufe. Der Heißleiter R 7 bewirkt die Temperaturkompensation. Wie erwähnt, arbeiten Transistor-Gegentakt-Endstufen im AB-Betrieb mit niedrigem Ruhestrom. Der Kollektorstrom steigt erst bei größerer abgegebener Sprechleistung. R 9 und C 5 bilden ein Siebglied für die Kollektorströme der Vorstufen, weil sonst der sich ändernde Stromverbrauch der Endstufe die Vorstufen beeinflußt; Gefahr der Verstimmung in Oszillator- und Zf-Stufen! – Diese Schaltung stammt aus einem kleinen Taschenempfänger und ist beispielhaft für viele ähnliche Geräte. Sie wurde in den ersten Jahren der Transistorisierung oft verwendet und ist auch noch in neuerer Zeit bei Geräten zu finden, die in Fernost für deutsche Firmen gebaut werden. Die Übertrager lassen sich dort noch wirtschaftlich herstellen.

1 Siehe Bild 8.63.

Bild 16.23 Eisenloser Nf-Verstärker mit Einzeltransistoren

Bei größeren Geräten geht man allgemein auf übertragerlose Gegentakt-Komplementär-Endstufen über[1]). Die vorliegende Schaltung wird in mehreren Reiseempfängern von Schaub-Lorenz verwendet. Das Lautstärkepotentiometer besitzt eine

1 Grundlagen siehe Kapitel 8.

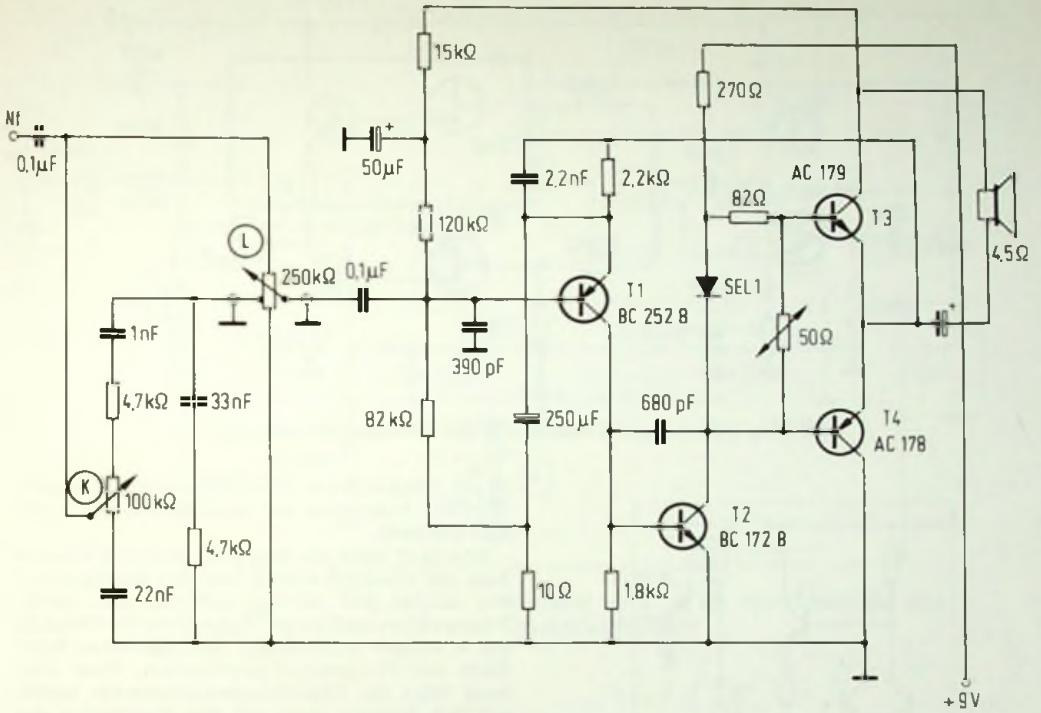


Bild 16.23 Übertragerlose Gegentakt-Komplementär-Endstufe

Anzapfung zur gehörrichtigen Lautstärkeeinstellung. An dieser Anzapfung liegen zwei verschiedene tiefenanhebende RC-Schaltungen. Dreht man den Schleifer des mit K = Klangeinstellung bezeichneten Potentiometers ganz nach unten, dann liegt der 22-nF-Kondensator direkt parallel zum Eingang und beschneidet in jeder Stellung des Lautstärkepotentiometers die Höhen, das bedeutet eine Tonblendenwirkung. Dreht man den Schleifer K nach oben, dann tritt der in Bild 16.13 und 16.21 beschriebene Effekt der Höhenanhebung ein. Der 1-nF-Kondensator in Serie mit 4,7 kΩ überbrückt den oberen Teil der Widerstandsbahn von L. Dadurch werden Höhen über den Zapfpunkt zugeführt. Der pnp-Transistor T 1 arbeitet in Emitterschaltung (Achtung, Emitteranschluß ist nach oben gedreht gezeichnet!). An seinem Kollektor- bzw. Arbeitswiderstand von 1,8 kΩ wird die Steuerspannung für den npn-Transistor T 2 abgegriffen. Dieser steuert die beiden Komplementär-Transistoren T 3 und T 4. Ihre Vorspannung wird durch eine in Durchlaßrichtung betriebene Diode stabilisiert. Der niederohmige Lautsprecher ist über einen Elektrolytkondensator von 1000 µF an die Endstufe angekoppelt. Das Prinzip dieser Schaltung ist weit verbreitet. Dabei werden in den Endstufen auch Komplementärpaare von Siliziumtransistoren verwendet, z. B. BC 140/BC 160 oder BD 135/BD 136.

Bild 16.24 Nf-Verstärker mit Feldeffekttransistoren

Feldeffekttransistoren benötigen wegen ihrer hohen Eingangswiderstände nur wenig Steuerleistung und vereinfachen die Schaltungstechnik von Nf-Verstärkern beim Aufbau aus Einzelelementen. In der Schaltung dient als Vorstufe ein Sperrschicht-Feldeffekttransistor mit einem Arbeitswiderstand von 100 kΩ und einem Gate-Ableitwiderstand von 3,3 MΩ. Mit dieser hohen Eingangsimpedanz ist der Verstärker auch für hochohmige Kristalltonabnehmer geeignet. In der Endstufe werden zwei bipolare npn-Leistungstransistoren verwendet. Um sie im Gegentakt zu steuern, ist für die Treiberstufe ein Komplementärpaar, also ein n-Kanal- und ein p-Kanal-Feldeffekttransistor, vorgesehen. Sie sind in Darlington-Schaltung direkt mit den Endtransistoren gekoppelt. Wegen der hohen Eingangswiderstände von Feldeffekttransistoren genügen Kapa-

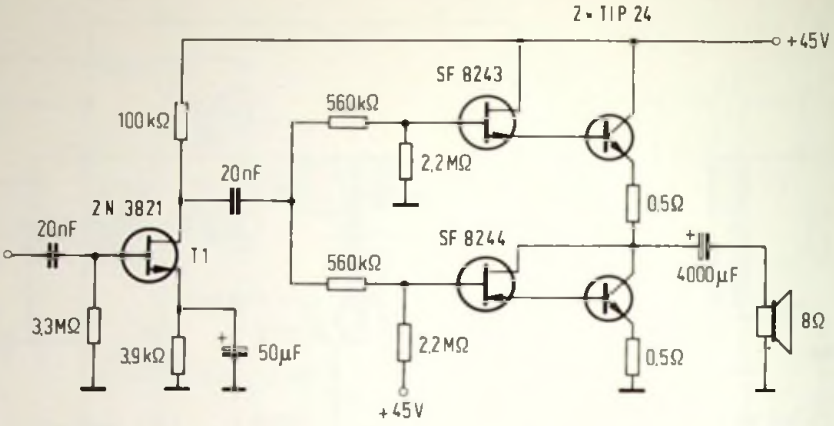


Bild 16.24 Nf-Vor- und Treiberstufe mit Feldeffekttransistoren

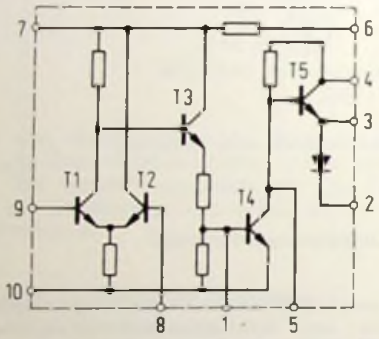


Bild 16.25 Integrierte Schaltung TAA 435 für Nf-Vor- und Treiberstufen

zitäten von 20 nF für die RC-Kopplungen zu den Gate-Anschlüssen. Der Nf-Verstärker liefert bis zu 5 W Ausgangsleistung, besitzt einen linearen Frequenzgang von 20 Hz bis 20 kHz und benötigt 120 mV Eingangsspannung für Vollaussteuerung [2].

Bild 16.25 und 16.26 Leistungsverstärker mit integrierten Vorstufen

Für die Nf-Technik wurden zahlreiche Typen von integrierten Schaltungen entwickelt. Bild 16.25 zeigt den Innenaufbau des Typs TAA 435 (Siemens, Valvo). Er dient als Vor- und Treiberstufe für Komplementär-Endstufen mittlerer Leistung. Die Vorstufe ist als Differenzverstärker ausgebildet. Darauf folgen System T 3 in Kollektorschaltung und die Systeme T 4 und T 5 in Darlington-Schaltung. Das Ausgangssystem liefert bis zu 70 mA Treiberstrom. Eine Diodenstrecke stabilisiert den Ruhestrom der angeschlossenen Gegentakt-Endstufe.

Bild 16.26 stellt die Schaltung eines Nf-Verstärkers mit diesem Baustein und den Endtransistoren AD 161 und AD 162 dar. Mit dem 300-Ω-Trimmwiderstand ist der Ruhestrom der Endstufe auf 5...10 mA einzustellen. Der Heißleiter K 151 dient zur Temperaturkompensation. Vom Ausgang führt ein Gegenkopplungsnetzwerk zurück auf den Eingang bzw. auf den Anschluß 8 der integrierten Differenzstufe (vgl. Bild 16.25). Das Potentiometer H bewirkt eine Höhenanhebung und -absenkung in Art eines Fächerentzerrers. Das Potentiometer T verringert nur den Anteil der tiefen Frequenzen. Infolge der starken Gegenkopplung ist der Klirrfaktor kleiner als 1 % bei Ausgangsleistungen bis 4 W. Damit eignet sich die Anordnung bereits für HiFi-Verstärker [8].

Bild 16.27 bis 16.30 Komplette Nf-Verstärker als integrierte Schaltungen

Wird die in Endstufen auftretende Verlustwärme gut abgeleitet, dann kann man sogar die Leistungstransistoren mit den Vorstufensystemen in einem Siliziumplättchen integrieren. Der Baustein TBA 641 von SGS ist ein Beispiel hierfür. Das System ist in einem Plastikgehäuse mit 2 × 7 Anschlußstiften untergebracht. Auf der Oberseite des Isoliergehäuses ist ein Metallplättchen angeordnet. Das Bauteil ist so zu montieren, daß dieses Plättchen satt und fest auf einer größeren Metallfläche aufliegt, damit sich ein niedriger „thermischer Widerstand" ergibt und die Verlustwärme gut abgeleitet wird. Diese integrierten Schaltungen mit Leistungsendstufen sind beim Ersatz stets wieder gut auf den dafür vorgese-

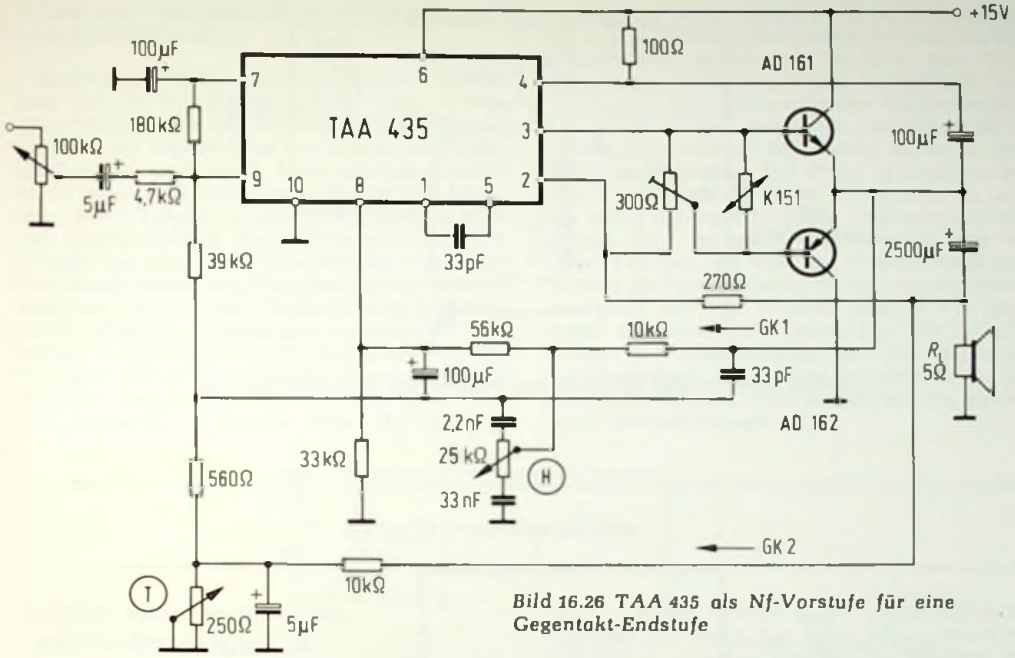


Bild 16.26 TAA 435 als Nf-Vorstufe für eine Gegentakt-Endstufe

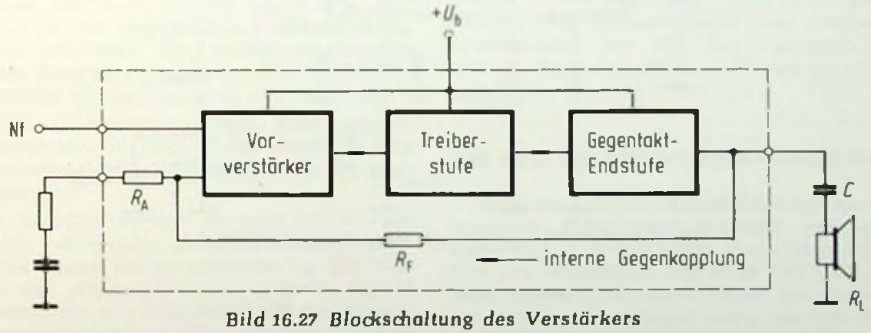


Bild 16.27 Blockschaltung des Verstärkers

henen Kühlflächen oder Kühlkörpern zu befestigen, ehe der Verstärker in Betrieb genommen wird, andernfalls besteht die große Gefahr, daß das Siliziumplättchen sich bei Belastung erhitzt und zerstört wird.

Bild 16.27 zeigt die Blockschaltung des Verstärkers. Er besteht aus Vorverstärker, Treiberstufe und der Ausgangsstufe in Gegentaktschaltung. Gleich innerhalb des Bausteines ist eine Gegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang vorgesehen. Damit wird der Gesamtarbeitspunkt stabilisiert und der Verstärkungsgrad auf ein definiertes Maß festgesetzt.

Aus dem umfangreichen Gesamtschaltbild wurde in Bild 16.28 die Treiber- und Endstufe herausgezeichnet. Die Leistungssysteme T 16 und T 17 sind vom npn-Typ. Dies ergibt bei integrierten Schaltungen eine bessere Symmetrie, weil beide Systeme in den gleichen Herstellungsschritten entstehen. Endtransistoren werden von den beiden Komplementärsystemen T 9 und T 15 im Gegentakt gesteuert. Transistor T 8 mit dem Arbeitswiderstand R 8 liefert die Signalspannung für die Treiberstufen. Die in Flußrichtung betriebenen Dioden D 1 bis D 4 und der Transistor T 10 stabilisieren die Arbeitspunkte der Treibertran-

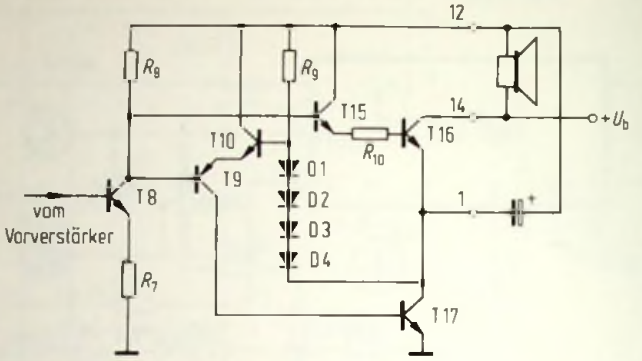


Bild 16.28 Treiber- und Endstufe der integrierten Schaltung TBA 641

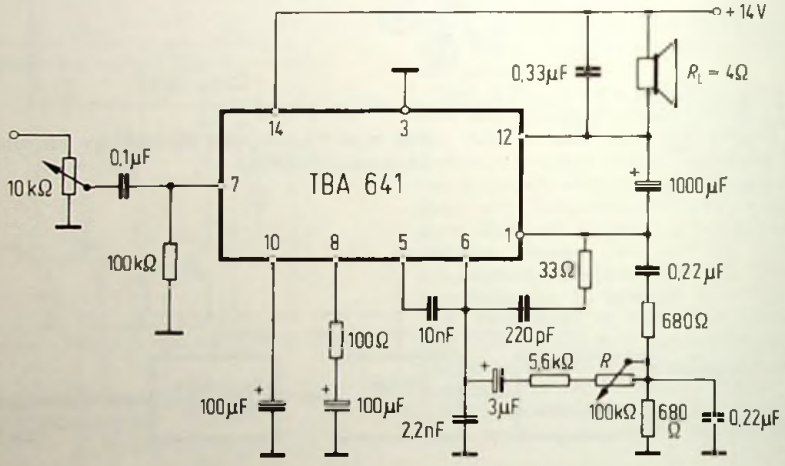


Bild 16.29 Nf-Verstärker mit dem Baustein TBA 641

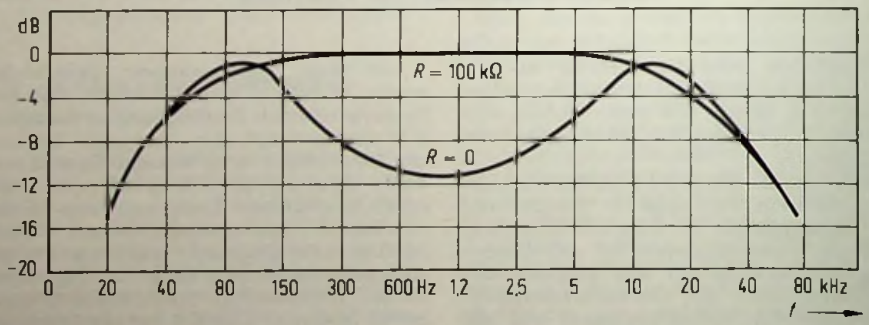


Bild 16.30 Übertragungsbereich in den beiden Endstellungen des Klangpotentiometers

sistoren und damit auch die der direkt gekoppelten Endtransistoren[1]).

Ein Nf-Verstärker mit diesem Baustein vereinfacht sich zu der Schaltung Bild 16.29. Außen anzuschließen sind das Lautstärke-Einstellpotentiometer, der Lautsprecher mit seinem Vorschaltkondensator und zwei Erdungskondensatoren mit je 100 µF. Das Netzwerk zwischen den Punkten 1, 6 und 5 dient zur Klangbeeinflussung über eine Gegenkopplung. Der Widerstand von 33 Ω in Reihe mit dem 220-pF-Kondensator sowie der 10-nF-Kondensator zwischen den Punkten 5 und 6 begrenzen generell das Frequenzband bei etwa 20 kHz. Ähnliche Kondensatoranordnungen sind bei fast allen integrierten Nf-Verstärkern zu finden, weil infolge der winzigen Streukapazitäten die obere Frequenzgrenze sehr hoch liegt. Man setzt sie deshalb künstlich herab, um Schwingneigung auf hohen Frequenzen zu unterbinden. Der zweite Gegenkopplungsweg mit dem 100-kΩ-Potentiometer besteht aus RC-Hoch- und -Tiefpässen mit Grenzfrequenzen um 10,7 Hz und 13 kHz. Bei voll eingeschaltetem Klangeinsteller $R = 100\ k\Omega$ ergibt sich dann ein Nf-Durchlaßbereich entsprechend der oberen Kurve in Bild 16.30. Man schneidet bei direkt gekoppelten Nf-Verstärkern auch die tiefen Frequenzen ab, weil sich sonst bei irgendwelchen Spannungsschwankungen sehr langsame Eigenschwingungen ergeben könnten, die von den Angelsachsen sehr treffend als *Motor-Boating*, als Motorbootgeräusch bezeichnet werden. – Macht man $R = 0$, dann sattelt sich die Durchlaßkurve ein, das bedeutet Höhen- und Baßanhebung, also eine gehörrichtige Einstellung bei kleinen Lautstärken. In den Zwischenstellungen ergeben sich mittlere Höhen- und Tiefenanhebungen [1].

Stereo-Verstärker

Bild 16.31 Stereo-Nf-Verstärker mit Einzeltransistoren

Bei einem Stereo-Nf-Verstärker verdoppelt sich der gesamte Aufwand, weil für den Rechts- und Linkskanal je ein vollständiger Verstärkerzug vorhanden sein muß. Die Bedienungselemente werden am Eingang zu Doppelpotentiometern zusammengefaßt. Im vorliegenden Fall sind dies:

1. Ein Klangeinsteller K in Form eines einstellbaren Tiefpasses. In Endstellung ergibt er eine starke Spannungsteilung für die Höhen, sie werden abgesenkt.

2. Der Balanceeinsteller B wird durch zwei gegenläufig arbeitende Lautstärkeeinsteller gebildet. Man kann damit wechselseitig die Verstärkung des einen oder des anderen Kanals heraufsetzen, um den Mitteneindruck bei Stereowiedergabe einzupegeln. Bei anderen Geräten wird als Balanceeinsteller ein Potentiometer verwendet, dessen Schleifer an der Bezugsleitung liegt.

3. Der Lautstärkeeinsteller L mit Anzapfungen für gehörrichtige Einstellung bei kleinen Lautstärken. Die Höhen werden über 330 pF zugesetzt und angehoben, die Tiefen durch den 10-nF-Kondensator betont. Serienwiderstände von 47 kΩ und 15 kΩ flachen schroffe Übergänge ab.

Die Verstärkerstufen sind ähnlich Bild 16.23 aufgebaut. In den Kundendienstschaltbildern werden die beiden Kanäle meist spiegelbildlich zueinander gezeichnet, mit einer gemeinsamen Bezugsleitung zwischen den beiden Kanälen. Bei HiFi-Verstärkern erhöht sich die Anzahl der Stufen und Transistoren. Man sieht getrennte Höhen- und Tiefeneinsteller und mitunter *Präsenz*einsteller vor, die das Klangbild für bestimmte Frequenzgebiete, z. B. bei Singstimmen, anheben.

Bild 16.32 Integrierte Stereo-Vorverstärker

Der Aufwand für Stereoverstärker wird durch integrierte Schaltungen erheblich verringert. So kann man z. B. für jeden Kanal einen Baustein TBA 641 verwenden, wie er in Bild 16.27 besprochen wurde. Das ergibt einen Stereoverstärker mit 2 × 5 W Ausgangsleistung, bei dem die Endstufen bereits mit integriert sind. Für höhere Ausgangsleistungen sind getrennte Leistungsendstufen mit Einzeltransistoren notwendig. Aber auch dann ergeben sich Vereinfachungsmöglichkeiten durch integrierte Schaltungen in den Vorstufen. Die Firma Motorola schuf dafür den integrierten Stereo-Vorverstärker Typ MC 1303 P mit zwei Kanalverstärkern in einem Gehäuse. Er ergibt einen Ausgangsspannungshub von 4,5 V_{eff} bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,1 %. Damit lassen sich Hochleistungsendstufen von HiFi-Verstärkern aussteuern, aber z. B. auch Tonköpfe in Stereo-Tonbandgeräten. Die RC-Glieder zum Begrenzen des Frequenzbandes bzw. für frequenzabhängige Gegenkopplungen sind

1 Grundlagen der Schaltung siehe Bild 8.68 bis 8.70.

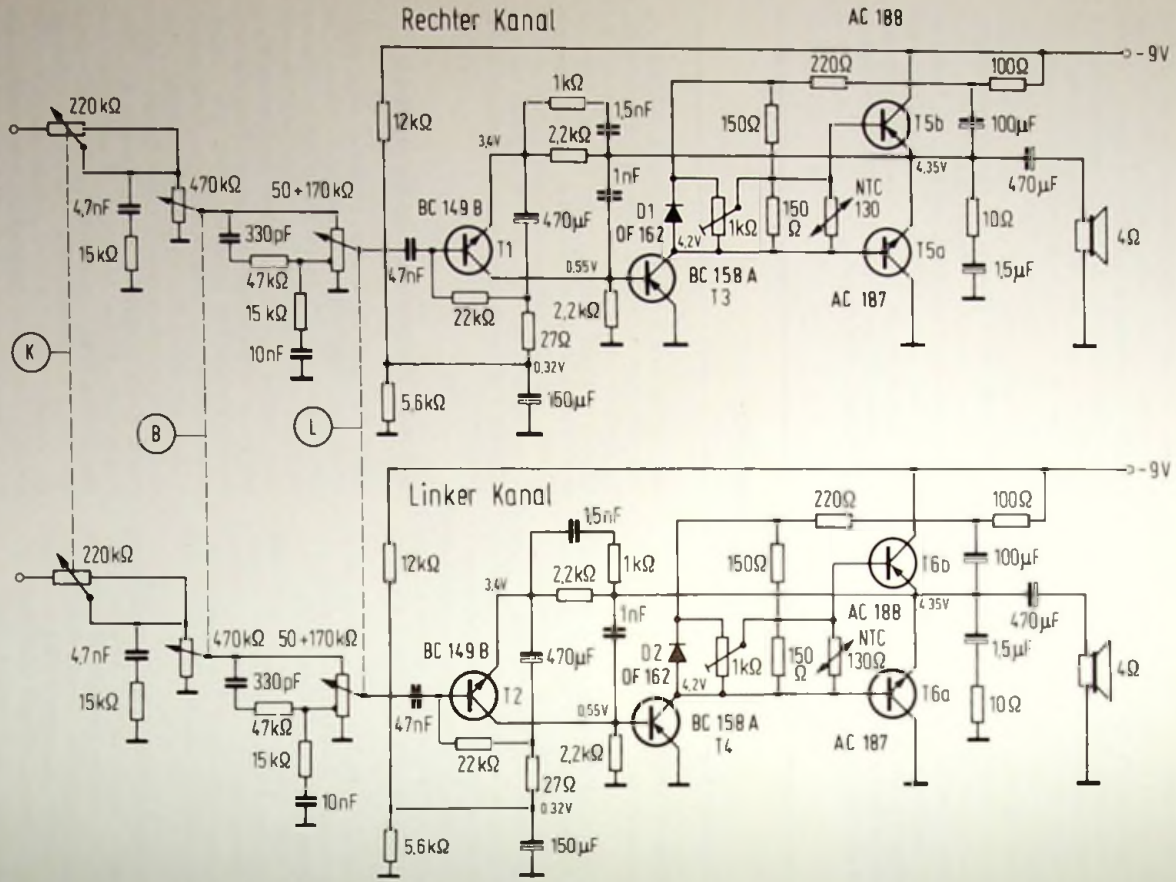


Bild 16.31 Stereo-Vorstärker mit Einzeltransistoren (Philips)

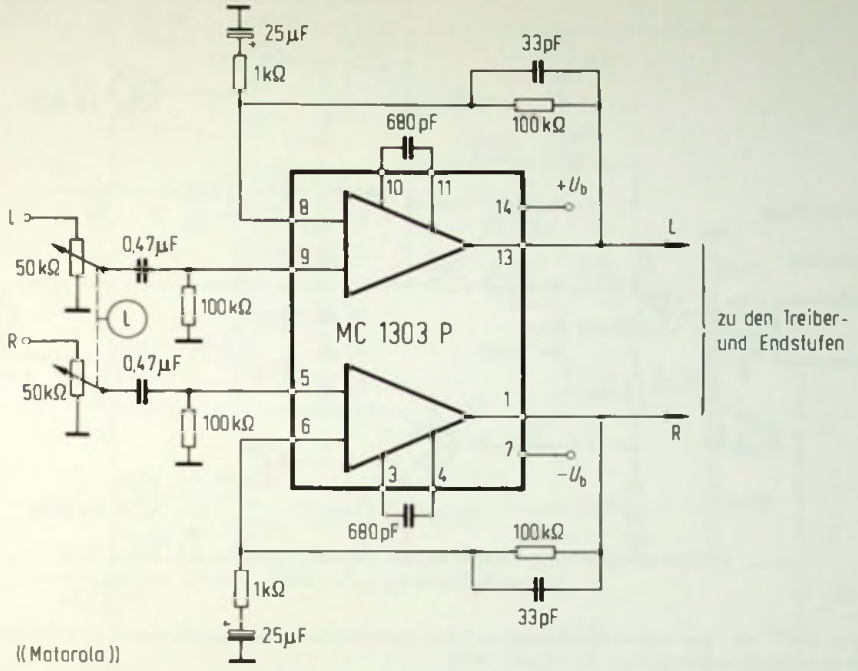


Bild 16.32 Integrierter Stereo-Vorverstärker

symmetrisch zu den beiden im Baustein integrierten Verstärkerzügen anzuordnen [3, 7].

Literatur

[1] *Antoniazzi* und *Sabbadini*: TBA 641 – Power audio amplifier. Druckschrift der Firma SGS, März 1971.

[2] *Farell*: Field-Effect Transistor in Power Amplifiers. Druckschrift der Firma Texas Instruments, 1968.

[3] *Oetke*: Integrierter Nf-Verstärker liefert 4 W Ausgangsleistung. Funkschau 1971, H. 14, S. 445.

[4] *Pieper*: Monolithisch integrierter NF-Leistungsverstärker TAA 900. Applikationsbericht AEG-Telefunken, Fachbereich Halbleiter.

[5] C. R.: 1 Volt, 12 Watt und 70 Watt NF aus Transistoren. Radio-Mentor 1969, H. 1, S. 019.

[6] *Scheunemann*: Hi-Fi-Steuergerät mit integrierten Schaltungen. Funkschau 1970, H. 17, Bild 13 auf S. 590.

[7] *Teeling*: Ein integrierter Stereo-Vorverstärker. Funk-Technik 1970, H. 5, S. 157.

[8] Halbleiter-Schaltbeispiele – Integrierte Schaltungen. Druckschrift der Siemens Aktiengesellschaft, Ausgabe April 1970, S. 40.

Schutzschaltungen bei Nf-Endstufen

Bild 16.33 25-W-Endstufen mit elektronischer Sicherung

Die Schaltung stellt die linke Endstufe eines Stereo-Steuergerätes von Saba dar [4]. Die Leistungstransistoren 2 N 3055 vertragen je 115 W Kollektorverlustleistung, und die Stufe liefert 25 W Sinusleistung. Trotz der hohen zulässigen Kollektorverlustleistung müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit die Transistoren nicht überlastet und dadurch überhitzt und zerstört werden. Eine ganz banale Überlastungsursache

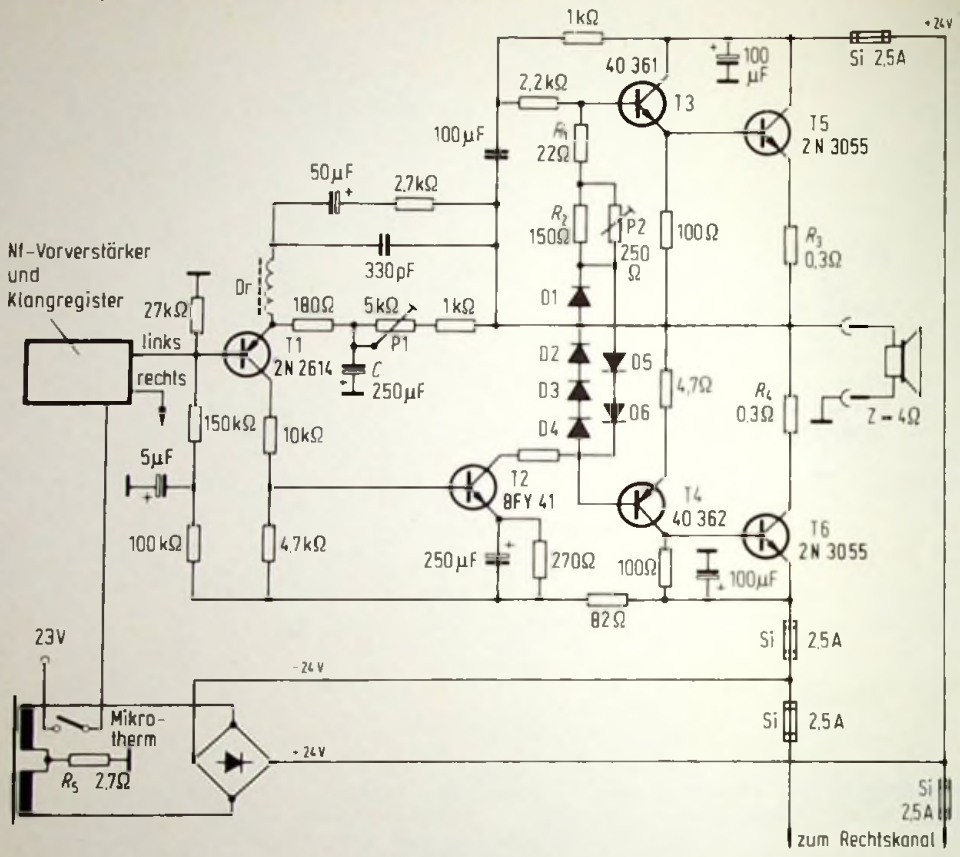


Bild 16.33 Hochleistungsendstufe mit elektronischer Sicherung (Saba)

wäre ein Kurzschluß in der Lautsprecherleitung. Die Sprechleistung von 25 W, die sonst vom Lautsprecher in Schalldruck umgewandelt werden, belastet dann zusätzlich die Innenschaltung, und jeder weiß, daß z. B. eine 25-W-Glühlampe eine recht beträchtliche Wärme erzeugt. Aber auch eine Überlastung durch Übersteuerung ist bei Transistor-Endstufen gefährlich. Zu hohe Kollektorströme und Kollektorspannungen erhitzen die hauchfeinen pn-Übergänge sehr, und sie werden zerstört. Deswegen müssen elektronische Sicherungen gegen Überlastung vorgesehen werden.

Die Endverstärker in der vorliegenden Schaltung arbeitet folgendermaßen: Treiber- und Endstufen sind galvanisch gekoppelt. Zur gegenphasigen Steuerung dienen die Treibertransistoren T 3 (npn) und T 4 (pnp). T 3 arbeitet in Kollektorschaltung (keine Phasendrehung), T 4 in Emitterschaltung (180° Phasendrehung). Die Basisvorspannung wird durch die Serienschaltung von R_1, R_2/P_2, D 5, D 6 bestimmt. So läßt sich mit P_2 der Ruhestrom des Treibers und damit auch der Endstufe einstellen. Da der Spannungsabfall an den Siliziumdioden D 5, D 6 nur wenig mit dem Strom ansteigt, wird die Basisspannung gegen Spannungsschwankungen stabilisiert. Die Dioden dienen aber auch zur Temperaturkompensation. Sie sind zu diesem Zweck auf dem Kühlblech für die Endtransistoren montiert, so daß sie die gleiche Temperatur annehmen. Erhöht sich die Temperatur, so benötigt der Transistor für einen bestimmten Kollektorstrom weniger Basisspannung. Bei konstanter Basisspannung würde daher der Strom ansteigen. Der Spannungsabfall an den Dioden und damit die Basisspannung sinken aber bei steigender Temperatur. Der Kollektorstrom der Transistoren bleibt daher nahezu konstant. Wegen der galvanischen Kopplung zwischen Treiber- und Endstufen sind damit auch die Ströme der Endtransistoren gegen Spannungs- und Temperaturschwankungen stabilisiert. Diese thermische Kopplung von Leistungsstufe und temperaturabhängigem Steuerelement stellt eine Rückführung oder Regelschaltung dar, bei der die

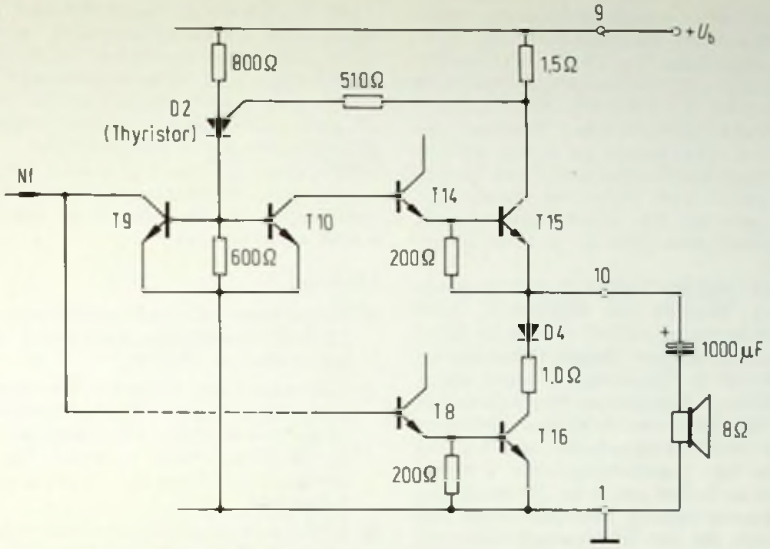


Bild 16.34 Kurzschlußsicherung durch einen Thyristor innerhalb einer integrierten Schaltung vom Typ LS 403 D (Plessey)

Signalumwandlung über einen Temperaturstrom erfolgt.

Die Basen der Treiberstufen werden wechselspannungsmäßig vom Transistor T 2 gesteuert. Die Höhe dieser Steuerspannung wird gegen den durchlaufenden hochliegenden Lautsprecheranschluß auf etwa 1,5 V begrenzt. Die positive Halbwelle wird durch die Dioden D 4, D 3, D 2 beschnitten und die negative Halbwelle durch D 6, D 5 und D 1. Solange der Ausgang mit $R_L = 4\ \Omega$ belastet wird, ist der Spannungsabfall der Tonfrequenz an den Emitterwiderständen R_3 und R_4 der Endtransistoren kleiner als die Begrenzerschwelle, und der Treiber arbeitet normal. Bei zunehmender Belastung des Ausgangs oder gar bei einem Kurzschluß steigt die Nf-Spannung an den Widerständen R_3, R_4 wegen der größer werdenden Emitterströme an. Größer als die begrenzte Steuerspannung abzüglich der Emitter-Basis-Schwellenspannungen der Transistoren T 3/T 5 bzw. T 4 kann die Spannung jedoch nicht werden. Auf diese Weise wird der Kollektorstrom der Endtransistoren begrenzt.

Setzt diese Begrenzung ein, dann werden die Ströme in der Endstufe stark unsymmetrisch, da Transistor T 5 in Kollektorschaltung und T 6 in Emitterschaltung arbeiten. Infolgedessen fließt ein Ausgleichsstrom über den Widerstand R_5 im Netzteil. Er erhitzt sich sehr stark, und da er in gutem Wärmekontakt mit dem Thermoschalter *Mikrotherm* steht, spricht dieser bei + 60 °C an und schaltet die Betriebsspannung der Vorstufen ab. Die Endstufen erhalten nun keine Steuerspannung mehr, und die Überlastung entfällt. Natürlich steigt beim Einsetzen der Begrenzung zunächst einmal der Klirrfaktor des Gerätes stark an, bevor der Thermoschalter auslöst. Diese Verzerrungen sollen ein Signal sein, mit der Aussteuerung herunterzugehen. Hat der Thermoschalter angesprochen, dann schweigt das Gerät so lange, bis die Endstufen sich abgekühlt haben, dann schaltet es sich von selbst wieder ein.

Um den Arbeitspunkt des gesamten Endverstärkers zu stabilisieren, wird der Lautsprecherausgang gleichspannungsmäßig über die Widerstandskette mit dem Potentiometer P_1 auf den Emitter des Transistors T 1 gegengekoppelt. Der 250-nF-Kondensator C schließt die überlagerte Tonfrequenzspannung in dieser Leitung kurz. Mit dem Trimmwiderstand P_1 wird auf Gleichspannungs-Null am Lautsprecherausgang abgeglichen. Die Drossel Dr verhindert das Eindringen von Hf-Energie in den Nf-Teil.

Bild 16.34 Kurzschlußfester integrierter Nf-Verstärker

Im integrierten Nf-Verstärker Typ SL 403 D von Plessey ist die Kurzschlußsicherung bereits mit enthalten. Der Baustein bildet einen vollständigen Nf-Verstärker mit 3 W Ausgangsleistung bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,3 %. Die Kurzschlußsicherung schützt gegen alle Gleich- und Wechselstrom-Dauerkurzschlüsse, die von

den Eingangs- oder Ausgangsklemmen gegen Erde auftreten können. Das Bild zeigt den diesbezüglichen Schaltungs-Ausschnitt. Darin ist außer den Dioden- und Verstärkersystemen auch ein Thyristorsystem D 2 integriert. Ein Thyristor ist ein steuerbarer elektronischer Schalter, der durch einen Spannungsimpuls an seiner Steuerelektrode durchgeschaltet wird und dann in diesem Zustand bleibt, auch wenn die Steuerspannung abgeklungen ist. Nur durch Unterbrechen des Arbeitsstromkreises fällt er in den Sperrzustand zurück.

T 15 und T 16 sind die beiden Ausgangs-Transistorsysteme [1]. Werden sie überlastet, dann erhöht sich der Spannungsabfall an den in ihren Kollektorkreisen liegenden Schutzwiderständen von 1,5 Ω oder 1,0 Ω. Übersteigt er einen durch die übrige Schaltung bestimmten Schwellenwert, dann „zündet" der Thyristor, d. h. seine Katoden-Anodenstrecke wird durchgeschaltet und legt die Basisanschlüsse der Transistorsysteme T 9 und T 10 über 800 Ω an hohes positives Potential. Die beiden Transistoren schalten ebenfalls durch und schließen dadurch die zur Überlastung führende zu hohe Signalspannung kurz bzw. ziehen die Vorspannungen der Treiberstufen T 14 und T 8 herunter, so daß auch der Ausgangsstrom der Endstufe gedrosselt wird.

Da der Thyristor durchgeschaltet bleibt, auch wenn der Ausgangskurzschluß weggenommen wird, muß der Verstärker durch kurzzeitiges Ausschalten und Wiedereinschalten der Spannungsversorgung in Betrieb gesetzt werden. Dies ist aber weit einfacher, als eine durchgebrannte Schmelzsicherung auszuwechseln. Außerdem würde eine nach einer gewissen Zeit erfolgende automatische Wiedereinschaltung weniger zwingend sein, die Übersteuerung oder den Kurzschluß zu beseitigen.

Literatur

[1] *Hauenstein:* Kurzschlußsicherung eisenloser Hi-Fi-Nf-Verstärker. Funkschau 1971, H. 1, S. 13, und H. 2, S. 51.

[2] *Hauenstein* und *Ullmann:* Elektronische Übertemperatur- und Kurzschlußsicherung für Hi-Fi-Nf-Verstärker mit eisenlosen Endstufen für 18 W und 60 W Leistung. Siemens, Technische Mitteilungen Halbleiter, Best.Nr. 2-6300-140.

[3] *Karbowski:* Elektronische Sicherung – doppelt wirksam. Radio-Mentor 1970, H. 5, S. 294.

[4] *Limann:* Schaltungseinzelheiten aus neuen Rundfunk- und Fernsehempfängern. Deutsches Elektrohandwerk 1969, H. 22, S. 687, Bild 18.

HiFi-Anlagen

Bild 16.41 und 16.42 Verstärker nach DIN 45 500

HiFi ist die Abkürzung der englischen Bezeichnung *high fidelity* = hohe Klangtreue. Entsprechend der englischen Aussprache beider Worte müßte man sagen „Hai-Fi". Des volleren Klanges wegen ist es aber im Ausland und auch zum großen Teil bei uns üblich zu sprechen „Hai-Fai". Die korrekte deutsche Aussprache „Hii-Fii" klingt etwas mager.

Um für Wiedergabeanlagen, die diese Bezeichnung führen, eine bestimmte Qualität zu garantieren, wurden Grenzwerte und Meßverfahren in den DIN-Blättern 45 500 festgelegt. Eine HiFi-Fachwerkstatt sollte diese Unterlagen sowie die notwendigen Meßgeräte besitzen, um derartige Verstärker sachgemäß überprüfen zu können. Die Blätter beziehen sich auf die Eigenschaften von UKW-Empfangsteilen, Plattenspielern, Tonbandgeräten, Mikrofonen, Lautsprechern und Verstärkern. Hier seien nur die wichtigsten Begriffe für Verstärkermessungen nach DIN 45 500 Blatt 6 kurz erläutert.

1. *Übertragungsbereich.* Der Übertragungsbereich, auch Frequenzgang genannt, soll von 40 Hz bis 16 kHz reichen. Innerhalb dieses Spektrums sind nach Bild 16.41 bei sogenannten linearen Eingängen Abweichungen von höchstens ± 1,5 dB bei der Durchlaßkurve zulässig. Bei „entzerrenden Eingängen", bei denen also im Verstärkungszug Höhen- und Tiefeneinsteller folgen, muß zunächst der mittlere annähernd geradlinige Frequenzgang eingestellt werden. Die Abweichungen davon dürfen höchstens ± 2 dB betragen. Die Ausgangsamplitude bei 1000 Hz gilt als Bezugspunkt für diese Kurven. Sie erhält die Pegelbezeichnung 0 dB. – Abweichungen von der linear verlaufenden Solldurchlaßkurve nennt man *lineare Verzerrungen.*

2. *Kanalunterschiede bei Stereogeräten.* Dieser Wert gibt an, um wieviel der Übertragungsbereich von zwei gleichwertigen Stereokanälen voneinander abweichen darf. Zur Messung werden beide Kanäle mit gleichem Signal gesteuert, und die sich ergebenden Ausgangsspannungen werden verglichen. Die Unterschiede im Frequenz-

1 Positionsbezeichnungen aus den Firmenunterlagen.

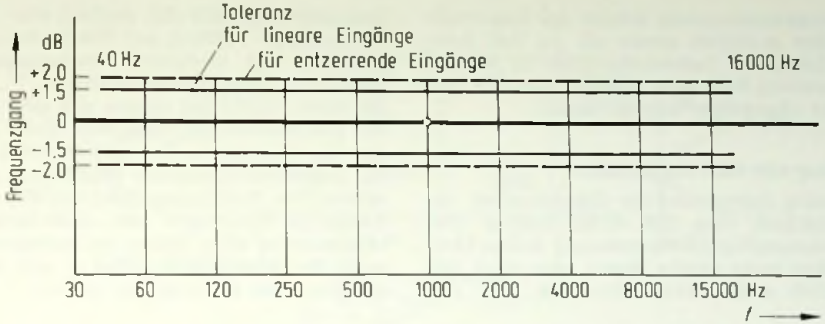


Bild 16.41 Toleranzgrenzen für den Frequenzgang von HiFi-Verstärkern

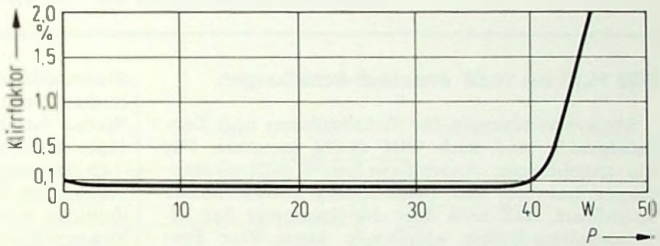


Bild 16.42 Klirrfaktorkurve für einen 40-W-Verstärker

bereich 250 Hz bis 6 kHz dürfen bis zu 3 dB betragen. Bei Geräten mit Balanceeinsteller sind bis zu 6 dB zulässig.

3. *Nichtlineare Verzerrungen, Klirrfaktor.* Wird eine sinusförmige Eingangsspannung im Verstärker durch gekrümmte Kennlinien oder durch Übersteuerung verzerrt, dann entstehen im Ausgangsstrom Harmonische zur Grundschwingung[1]). Der Klirrfaktor ist das Verhältnis des Effektivwertes aller neu entstandenen Harmonischen zum Effektivwert der Gesamtkurve. Er wird in Prozenten angegeben und mit Hilfe von Klirrfaktormeßbrücken oder Klirrfaktor-Analysatoren ermittelt. Man gibt dazu eine sauber sinusförmige Meßfrequenz auf den Verstärker, filtert diese Grundfrequenz am Ausgang heraus, mißt die Summe aller entstandenen Harmonischen und errechnet daraus den Klirrfaktor. Nach der HiFi-Norm DIN 45 500 darf er höchstens 1 % betragen. Bei guten Anlagen liegt er meist erheblich darunter. Er steigt naturgemäß bei Übersteuerung stark an. Die Klirrfaktorkurven verlaufen dann z. B. nach Bild 16.42.

Um den *Intermodulationsfaktor* zu ermitteln, werden zwei unterschiedliche Frequenzen auf den Eingang des Verstärkers gegeben. Die entstehenden Mischprodukte sind mit einem selektiven Voltmeter heraussieben, zu messen und zu bewerten. Der Intermodulationsfaktor darf höchstens 3 % betragen. Er wird bei Vollaussteuerung mit den Meßfrequenzen 250 Hz und 800 Hz bei einem Amplitudenverhältnis von 4 : 1 ermittelt.

4. *Übersprechen.* Die Kanäle eines Stereoverstärkers sollen so gut entkoppelt sein, daß beim Aussteuern nur eines Kanales der andere stumm bleibt. Ein störendes Übersprechen kann z. B. durch Streukapazitäten zwischen den beiden Verstärkerzügen auftreten. Bei 1000 Hz soll die Übersprechdämpfung mindestens 40 dB betragen.

5. *Fremdspannungsabstand.* Nebengeräusche wie Brummen und Rauschen müssen mindestens 50 dB unter dem Nutzpegel bei 1000 Hz liegen, dabei ist die Lautstärke auf einen im DIN-Blatt definierten Wert einzustellen.

6. *Ausgangsleistung.* HiFi-Verstärker sollen eine gewisse Mindestausgangsleistung bei höchstens 1 % Klirrfaktor abgeben, um auch mit Lautsprecherboxen geringen Wirkungsgrades ein genügendes Klangvolumen zu liefern. Die Werte betragen:

bei Mono-Verstärkern mindestens 10 W,
bei Stereo-Verstärkern mindestens 2 × 6 W.

Die Leistung muß bei einem Sinusdauerton von 1 kHz mindestens zehn Minuten lang abgegeben werden.

Mehr werbemäßigen Charakter hat die Angabe der Musikleistung. Sie gilt für kurze Dynamikspitzen und liegt je nach der Spannungskonstanz des Netzteiles 20...50 % über der Nennleistung bei Sinus-Dauerton. (Bei Dauerbelastung sinkt

1 Siehe Bild 2.29.

die Versorgungsspannung infolge der Gegentakt-B-Endstufen meistens etwas ab, so daß kurzzeitig, solange der Ladekondensator im Netzteil seine Spannung hält, eine größere Leistung vom Verstärker abgegeben werden kann.)

Beurteilung von HiFi-Verstärkern

Das exakte Ausmessen der Eigenschaften von HiFi-Verstärkern nach DIN 45 500 bedingt eine laboratoriumsmäßige Meßausrüstung. Solche Meßreihen geben zwar exakte Werte, aber doch keinen wirklich anschaulichen Eindruck. Für den Praktiker empfiehlt sich deshalb eine zusätzliche gehörmäßige Prüfung mit Testplatten, z. B. die Hörtest- und Meßplatte, herausgegeben vom Deutschen High-Fidelity-Institut e. V., Frankfurt am Main. Außerdem eignen sich gute Musikplatten zur Beurteilung. Man muß dabei allerdings auf den Geschmack des Interessenten eingehen. Ein Liebhaber klassischer Musik wird durch Vorspielen von Beatplatten nicht von der Güte einer Anlage zu überzeugen sein. Auch bedeutet Vollaussteuerung nicht immer ein zwingendes Argument für Wiedergabequalität – man kann Lautsprecher auch leise spielen lassen!

Steckverbindungen für Nf-Verstärker

Bild 16.51 bis 16.56 Anschluß-Schaltungen

Steckvorrichtungen für Tonabnehmer und Tonbandgeräte sind nach DIN 45 524 genormt. Für die zugehörigen Anschlüsse am Rundfunkempfänger hat sich die Bezeichnung *Diodenbuchse* eingeführt, weil man dort die Spannung der Zf-Demodulatordioden abnehmen kann. Der Frequenzgang dieser Diodenspannung entspricht der Sendermodulation und ist nicht durch Klangeinstellglieder des Nf-Verstärkers verändert, wie dies bei den Lautsprecherklemmen der Fall wäre. Bild 16.51 zeigt die Beschaltung dieser Diodenbuchse für Stereobetrieb. Bei Mono-Verstärkern werden die Pole 1 und 4 bzw. 3 und 5 durch Drahtbrücken verbunden. (Vor Einführung der Stereotechnik gab es nur dreipolige Anschlußbuchsen mit den Bezeichnungen 1 – 2 – 3. Für Stereo behielt man diese Reihenfolge bei und fügte die Pole 4 und 5 dazwischen.)

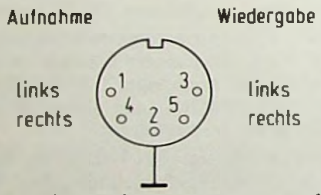


Bild 16.51 Steckvorrichtung für Stereoaufnahme und -wiedergabe

In Bild 16.52 sind schematisch die Anschlüsse bei einem Mono-Empfänger dargestellt. Ratiodetektor oder AM-Demodulator liefern die Nf-Spannung an die Buchsen 1 – 4 für Tonbandaufnahme über einen Widerstand R_1 = 300...500 kΩ, um das Bandgerät vom Empfangsteil zu entkoppeln. Außerdem setzt dieser Vorwiderstand die Diodenspannung auf einige zehntel Volt herab, damit das Tonbandgerät nicht übersteuert wird.

Die Wiedergabeanschlüsse sind ebenfalls über einen Vorwiderstand R_2 von der gleichen Größenordnung (300...500 kΩ) vom Eingang des Nf-Verstärkers entkoppelt. Der hohe Widerstandswert ist auch für Kristalltonabnehmer zweckmäßig, denn diese müssen hochohmig angepaßt werden.

Die Anordnung Bild 16.52 hat den Nachteil, daß man beim Übergang von Tonband auf Schallplatte die Zuleitungen umstecken muß, da nur ein Buchsenteil am Empfänger vorhanden ist. Bei größeren Geräten und bei Stereo-Empfängern sieht man deshalb nach Bild 16.53 getrennte Anschlüsse für Plattenspieler Ta und Tonbandgerät Tb vor. Die Vorwiderstände der Tonbandanschlüsse haben hier Werte von 390 kΩ und 220 kΩ. Die Ta-Anschlüsse sind nochmals mit 2 × 27 kΩ gegen die Tb-Wiedergabeanschlüsse entkoppelt, damit die Geräte sich nicht gegenseitig belasten.

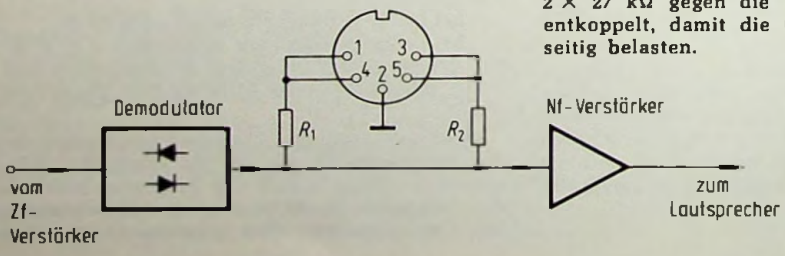


Bild 16.52 Anschluß der Diodenbuchse bei Mono-Empfängern

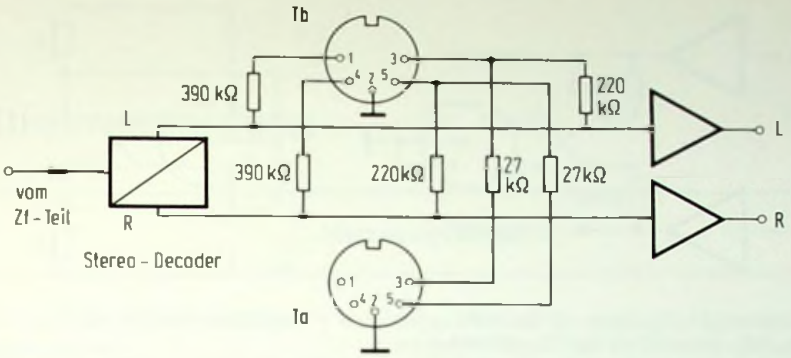


Bild 16.53 Anschlüsse für Tonbandgerät und Plattenspieler bei einem Stereo-Empfänger

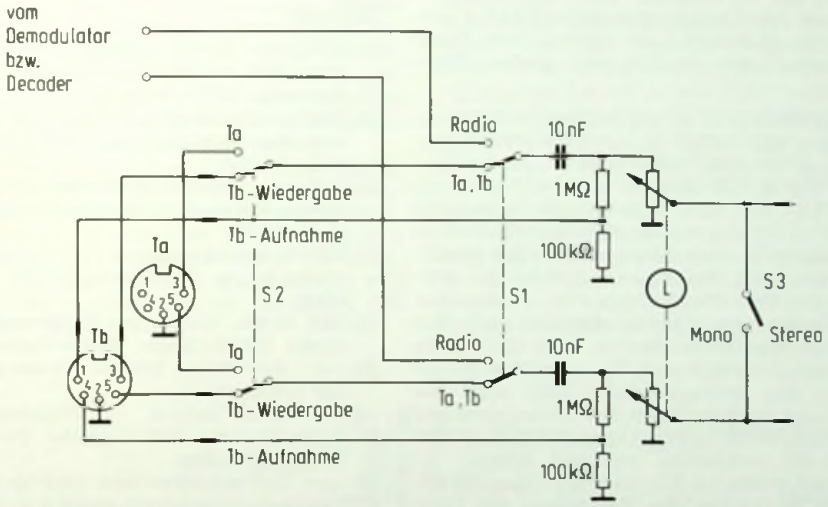


Bild 16.54 Schalterstellung für Stereowiedergabe vom Tonbandgerät

Für das Umschalten auf die verschiedenen Betriebsarten zeigt Bild 16.54 ein Beispiel. Gezeichnet ist die Schalterstellung Stereo-Wiedergabe vom Tonbandgerät. Schalter S 1 steht auf Ta, Tb, Schalter S 3 auf Stereo. Mit der Taste S 2 wird für Schallplattenwiedergabe auf den Tonabnehmer Ta umgeschaltet. Für Mono-Wiedergabe, z. B. mit einem Einkanal-Tonbandgerät, ist der Schalter S 3 zu schließen. Beim Empfang von AM-Sendern wird er meistens zwangsläufig beim Drücken der Bereichstaste geschlossen.

Besitzt ein Gerät eingebaute Lautsprecher, die wahlweise durch außen angeschlossene Lautsprecherboxen ersetzt werden sollen, dann ist die Schaltung Bild 16.55 üblich. Der Einbaulautsprecher ist über einen Schaltkontakt S mit dem Verstärkerausgang verbunden. Der Anschlußstecker des Außenlautsprechers besitzt einen flachen Mittelstift und einen seitlichen runden Stift. Führt man ihn, wie gezeichnet, in die Anschlußbuchsen ein, dann gibt der obere Rundstift Kontakt mit der oberen Schaltfeder F und hebt sie vom unteren Kontakt ab. Der Einbaulautsprecher ist abgetrennt, und nur der Außenlautsprecher spielt.

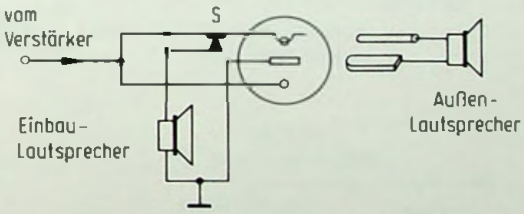


Bild 16.55 Steckvorrichtung für Außenlautsprecher

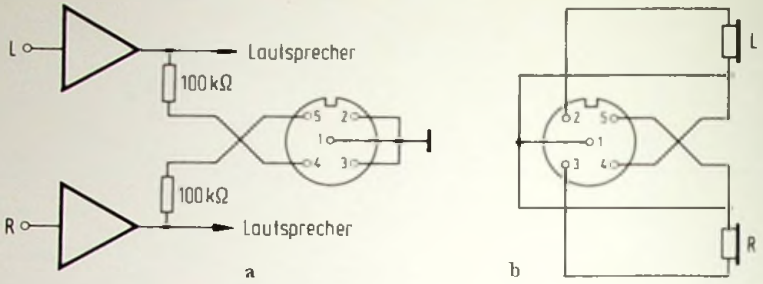


Bild 16.56 Anschlußschema für Stereo-Kopfhörer: a = Buchsenteil im Verstärker; b = Anschlußstecker an der Kopfhörerschnur

Führt man den Lautsprecheranschlußstecker umgekehrt ein (Rundstift nach unten), dann liegen beide Lautsprecher parallel und spielen gleichzeitig.

Sehr eindrucksvoll ist das Abhören von Stereo-Sendungen mit einem guten Stereo-Kopfhörer. Ältere Ausführungen besaßen zwei Lautsprecherstecker, die in die Buchsen nach Bild 16.55 für den Rechts- und den Linkseingang eingesteckt wurden. Inzwischen wurde eine spezielle Stereo-Kopfhörer-Steckverbindung genormt (DIN 45 327). Bild 16.56a zeigt den Buchsenanschluß im Verstärker. Die Pole 5 und 4 liegen über Vorwiderstände an den Ausgängen der Stereo-Kanäle. Der zugehörige Anschlußstecker ist nach Bild 16.56b zu beschalten. L und R sind die beiden Kopfhörermuscheln. Der Masseanschluß 1 führt außerdem an die Kabelabschirmungen der Leitungen 4 und 5, um kapazitives Übersprechen bei hohen Frequenzen zu verhindern. Mitunter werden am Buchsenteil zusätzlich Kontaktfedern angeordnet, die beim Einstecken des Kopfhörers die Lautsprecherverbindungen auftrennen.

Literatur

[1] *Elsässer:* Messungen an Hi-Fi-Verstärkern nach DIN 45 500. Grundig Technische Informationen 1/1970, Seite 467.

[2] *Pichler:* Die Kenndaten von HiFi-Verstärkern und ihre Messung. Radioschau (Wien), 1970, H. 2, S. 70.

[3] *Ratheiser:* Steckverbindungen und Kontaktbelegungen nach DIN. Radioschau (Wien), 1970, H. 4, S. 253.

[4] DIN 45 403. Messungen von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik. Beuth-Vertrieb.

[5] DIN 45 500, Blatt 1 bis 6. Normen für Heimstudio (HiFi)-Geräte. Beuth-Vertrieb.

[6] –,–: HiFi Stereo Brevier. Herausgegeben von der Braun AG.

[7] –,–: Hi-Fi-Technik – Heimstudio-Technik. Funktechnische Arbeitsblätter Ea 01. Franzis-Verlag, München.

[8] –,–: Nf-Verstärkerdaten und ihre Messung. Telefunken-Laborbuch, Band 2, S. 119. Franzis-Verlag, München.

17 Stromversorgung

Heimempfänger

Bild 17.01 bis 17.04 Röhrenempfänger für Wechselstrom

Die Betriebsspannungen werden über einen Transformator aus dem Wechselstrom-Lichtnetz entnommen. Damit lassen sich Spannungen beliebiger Größe erzeugen. Die Anodengleichspannung kann höher als die Lichtnetzspannung sein. Durch Umschalten der Primärwicklung ergeben Lichtnetze mit unterschiedlichen Nennspannungen stets die gleichen Sekundärspannungen.

Röhren und Skalenlampen haben gleiche Heizspannung. Die Heizfäden werden parallel an eine Heizwicklung des Netztransformators angeschlossen. Die Mitte oder eine Seite der Wicklung liegt am Minuspol der Anodenspannung, sonst tritt trotz der indirekten Heizung ein Brummen auf. Der benötigte Gesamtheizstrom ist gleich der Summe aller Einzelströme.

Bild 17.01 stellt die Stromversorgung eines älteren Röhrenempfängers dar, der noch mit einer Zweiweg-Vakuumgleichrichterröhre vom Typ RGN arbeitet. Der Netzschalter trennt im allgemeinen beide Netzpole ab. Bei Exportempfängern für skandinavische Länder ist dies Vorschrift, weil dann auch im ausgeschaltetem Zustand keine Gefahr von Durchschlägen zu angeschlossenen Antennen- und Erdleitungen besteht. Die Primärseite des Netztransformators besaß manchmal bis zu fünf Anzapfungen, nämlich für 240 V, 220 V, 150 V, 125 V und 110 V. Inzwischen sind die Netzspannungen der E-Werke auf 220 V vereinheitlicht worden, und für die wenigen Netze mit Spannungen von 110 bis 125 V sieht man nur eine Anzapfung vor, bisweilen für den Mittelwert 117 V bemessen. Der Kern des Netztransformators wird mit der Bezugsleitung verbunden. Vielfach befindet sich zwischen Primär-

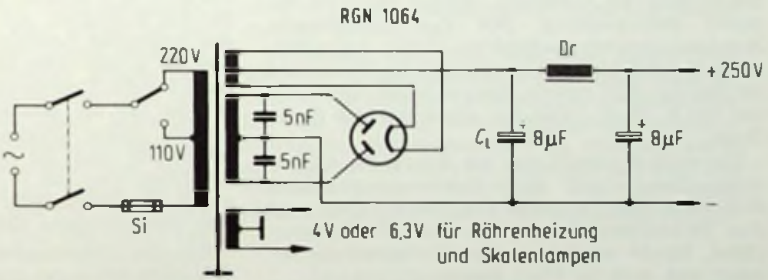


Bild 17.01 Netzteil mit Zweiweggleichrichterröhre

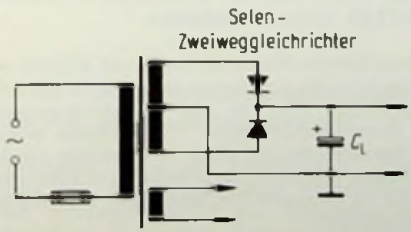


Bild 17.02 Netzteil mit Zweiweg-Selengleichrichter

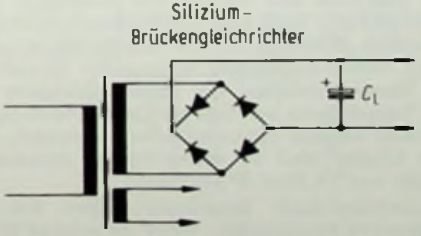


Bild 17.03 Netzteil mit Silizium-Brückengleichrichter

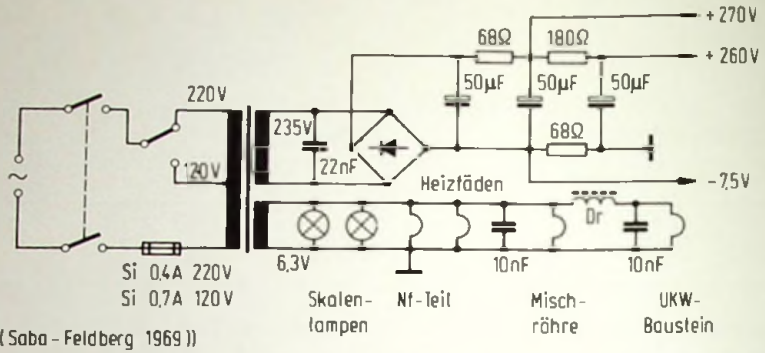


Bild 17.04 Anoden- und Heizspannungsversorgung für einen Röhrenempfänger

und Sekundärwicklung eine metallische Abschirmfolie; sie wird ebenfalls mit der Bezugsleitung verbunden und schirmt gegen Störspannungen aus dem Lichtnetz ab. Dem gleichen Zweck dienen Störschutzkondensatoren mit 2 × 5000 pF von jedem Netzpol gegen die Bezugsleitung.

Gleichrichterröhren erfordern eine getrennte Heizwicklung, die auf Pluspotential der Anodenspannung zu liegen kommt. Die Anodenspannungswicklungen sind für Hochfrequenz mit 2 × 5 nF überbrückt, um Brummodulationen und sonstige Hf-Störungen zu verhindern. Diese Kondensatoren werden mit hohen Scheitelwerten beansprucht, ebenso wie die vorher erwähnten Störschutzkondensatoren auf der Primärseite. Bei Durchschlag ist unbedingt wieder ein Typ mit hoher Prüfspannung (500 V_{eff}) einzubauen. Anodenspannungsgleichrichter dieser Art arbeiten meist mit einer Drossel in der Siebkette und für heutige Zeit relativ kleinen Siebkondensatoren von 8...16 µF — dies war seinerzeit eine Preisfrage.

Der nächste Schritt war der Ersatz der Gleichrichterröhre durch Selen-Zweiweggleichrichter, Bild 17.02. Dies ersparte die Heizwicklung und den Heizstromverbrauch für die Gleichrichterröhre, ferner wurde weniger Verlustwärme erzeugt und auch an Platz gespart.

Brückengleichrichter nach Bild 17.03 vereinfachten nochmals den Aufbau des Netzteiles. Man benötigte nur noch eine durchgehende (nicht angezapfte) Wicklung für die Anodenstromversorgung. Diese Anordnung ist zugleich typisch für die Stromversorgung von Heimempfängern, die mit Transistoren bestückt sind. Als Gleichrichterstrecken werden Siliziumdioden verwendet. Alle vier Dioden sind zu einem Bauteil zusammengefaßt und in Plastik gekapselt.

Röhrenbestückte Empfänger halten sich am längsten in Musiktruhen, denn ein solches Möbel wird vom Benutzer nicht so leicht außer Betrieb gesetzt wie ein einfacher Tischempfänger. Deswegen sei hier in Bild 17.04 die vollständige Schaltung eines solchen Netzteiles gebracht. Die Primärseite des Netztransformators ist von 220 V auf 120 V umschaltbar. Dafür ist dann auch die Netzsicherung auszutauschen. Der Brückengleichrichter für die Anodenspannung ist auf der Wechselspannungsseite für Hochfrequenz mit 22 nF überbrückt (vgl. Bild 17.01). Mit den heute üblichen Lade- und Siebkondensatoren von 50 µF und mehr erzielt man mit Serienwiderständen in der Siebkette eine gute Brummunterdrückung. Hier sind zwei Siebglieder vorgesehen. Hinter dem ersten mit R = 68 Ω und C = 50 µF wird die Anodenspannung von + 270 V für die Endröhren abgenommen. Ein zweites Siebglied mit 180 Ω + 68 Ω säubert die Spannung von + 260 V für die Vorstufen. An dem 68-Ω-Widerstand in der negativen Leitung liegt eine Teilspannung von 7,5 V. Sie dient als feste negative Vorspannung für die Endröhren. Der Heizkreis liefert die Ströme für die Skalenlampen und Empfängerröhren. Dabei werden die Heizfäden für die Mischstufe und für den UKW-Baustein durch Kondensatoren mit 10 nF Kapazität für Hochfrequenz überbrückt. Eine Drossel Dr riegelt außerdem hochfrequente Störspannungen ab.

Für die Fehlersuche im Netzteil wurden in Bild 10.04 Hinweise gegeben.

Bild 17.05 Allstrom-Netzteile

Der Allstrom-Netzempfänger mit Röhren ist ein ausgestorbener Gerätetyp, jedoch leitet das Schaltungsprinzip über zu der Heizstromversorgung von Fernsehempfängern. Auch könnte sein, daß der Servicetechniker doch noch solche Geräte in Gegenden mit privaten Gleichstrom-Versorgungsnetzen zu betreuen hat, deswegen hier ein Schaltungsbeispiel.

Die Röhren haben alle den gleichen Heizstrom. Ihre Heizfäden, die Skalenlampen und ein Vor-

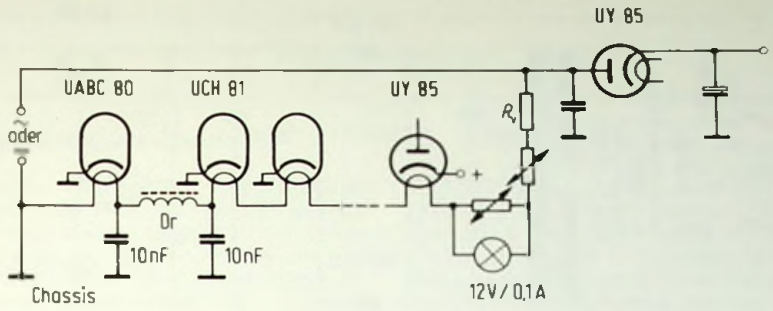


Bild 17.05 Netzteilschaltung eines sogenannten Allstromempfängers

widerstand R_V liegen in Reihe an der vollen Netzspannung. Zum Schutz der empfindlichen Skalenlampen gegen den hohen Einschaltstoß ist ein Heißleiter mit großem Kaltwiderstand[1]) eingeschaltet. Damit beim Durchbrennen eines Skalenlämpchens der Empfänger nicht aussetzt, liegt ein weiterer Heißleiter parallel zu den Skalenlampen. Er erhält normalerweise nur die niedrige Lampenspannung, führt daher geringen Strom und bleibt kalt. Brennt eine Skalenlampe durch, so fließt der gesamte Heizstrom durch diesen Nebenschluß. Er heizt sich auf, sein Widerstandswert sinkt, und der Heizstrom steigt so weit an, daß der Empfang nicht unterbrochen wird.

Bei Empfängern mit hohem Heizspannungsbedarf werden bei niedrigen Netzspannungen zwei parallele Heizkreise gebildet. Die Anodenspannung wird durch Einweggleichrichtung gewonnen. Die Gleichrichterröhre, hier eine UY 85, ist indirekt geheizt und liegt an der letzten Stelle im Heizkreis. Trotzdem tritt zwischen Katode und Faden ein großer Potentialunterschied auf, der bei verbrauchten Röhren zu einem störenden Rauschen führen kann. Hf-Ableitkondensatoren sowie Induktivitäten Dr verdrosseln den Heizkreis gegen Hf-Störungen an der Stelle, wo die empfindliche erste Nf-Röhre und die Mischröhre liegen. – Bei Allstromgeräten liegt fast immer das für die damaligen Empfänger typische Blechchassis an einer Netzleitung und kann hohe Spannung gegen Erde führen. Beim Service ist unbedingt ein Trenntransformator zum Lichtnetz hin zu verwenden!

Bild 17.06 bis 17.08 Elektronische Spannungsstabilisatoren für Transistorempfänger

Bei transistorbestückten Empfängern wird zweckmäßig die Betriebsspannung elektronisch stabilisiert, besonders wenn die Endstufen im Gegentakt-B-Betrieb arbeiten. Andernfalls würde bei starker Aussteuerung und damit ansteigendem Stromverbrauch die Betriebsspannung absinken und Verzerrungen bewirken. Das Prinzip der Spannungsstabilisierung wurde bereits im Kapitel 9 behandelt. Man fügt nach Bild 17.06 in die Versorgungsleitung einen steuerbaren Längswiderstand ein. Über die Ausgangsklemmen ist ein Spannungsteiler R_1/R_2 angeordnet. Die Teilspannung am Widerstand R_2 wird rückgeführt und direkt oder über einen Meßverstärker mit einer konstanten Bezugsspannung U_{Ref} verglichen. Sinkt z. B. die Ausgangsspannung infolge stärkerer Belastung ab, dann wird durch die auftretende Spannungsdifferenz eine solche Steuerspannung gebildet, daß sich der Wert des Vorwiderstandes R_V verringert. Infolgedessen fließt ein größerer Strom im Hauptkreis, und die Spannung an den Ausgangsklemmen spielt sich wieder auf den Sollwert ein.

Verwendet man nach Bild 17.07 einen Transistor als steuerbaren Längswiderstand, dann genügt es, die gesamte Lastspannung der durch eine Z-Diode erzeugten Referenzspannung entgegenzuschalten. Die Spannung U_{BE} zwischen Basis und Emitter hat dann die benötigte Richtung. Die Gleichspannung in Bild 17.07 wird über einen Netztransformator und einen Zweiweggleichrich-

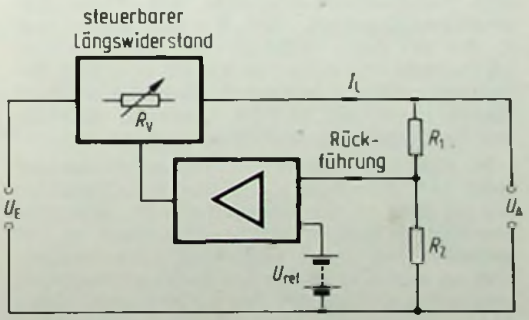


Bild 17.06 Prinzip der elektronischen Spannungsstabilisierung

1 Siehe Bild 3.08.

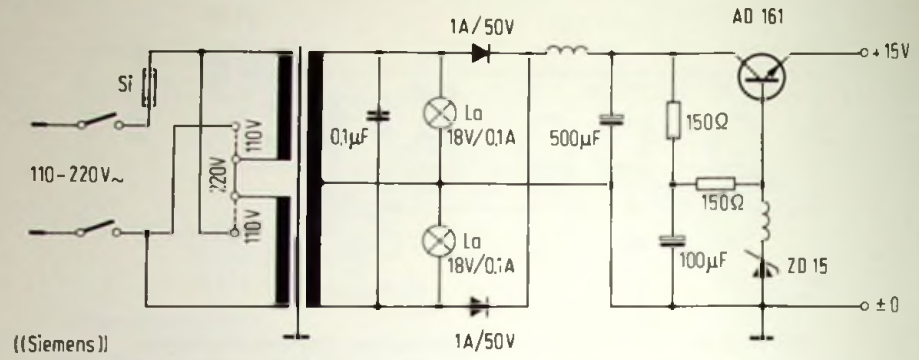


Bild 17.07 Spannungsstabilisierung mit einem Leistungstransistor (Siemens)

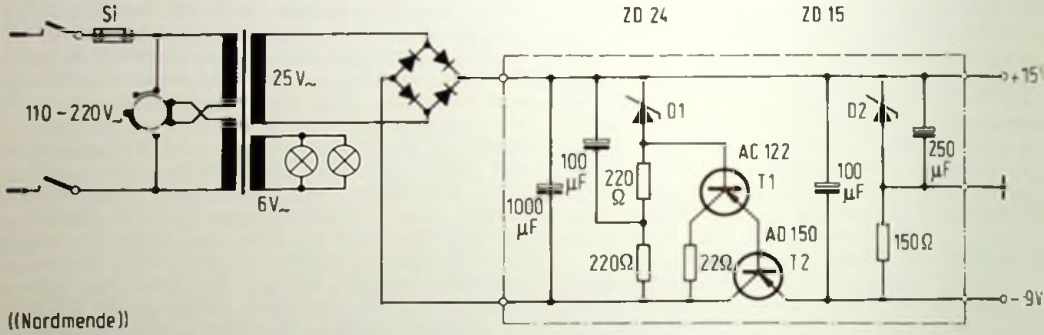


Bild 17.08 Spannungsstabilisierung mit Leistungstransistor und Regelverstärker (Nordmende)

ter erzeugt, mit einem Ladekondensator von 500 µF geglättet und dem Regeltransistor AD 161 zugeführt. Die Z-Diode liegt über 150 Ω + 150 Ω an der Oberspannung des Stabilisators und liefert die Referenzspannung im Basiskreis. Mit dieser Stabilisierung wird auch die Brummsiebung verbessert, denn der parallel zur Diode liegende 100-µF-Kondensator wirkt mit einer um den Stromverstärkungsfaktor des Transistors erhöhten Kapazität. Bei $B = 150$ ergibt sich $C \cdot B = 100 \cdot 150 = 15\,000$ µF als Siebkapazität. Hf-Drosseln und der 0,1-µF-Kondensator über der Sekundärwicklung verhindern Hf-Störungen. Zwei Skalenlampen mit 18 V/0,1 A werden ebenfalls aus der Transformatorwicklung gespeist.

In Bild 17.08 liefert ein Brückengleichrichter rund 34 V Gleichspannung. Der Regeltransistor AD 150 liegt in der Minusleitung. Er wird über einen Regelverstärker mit dem Transistor AC 122 gesteuert, um die Regelwirkung zu verbessern und um eine Z-Diode D 1 mit kleinem Nennstrom verwenden zu können[1]. Die auf 24 V stabilisierte Spannung wird über einen Spannungsteilerwiderstand von 150 Ω durch eine weitere Z-Diode D 2 auf + 15 V gegen Masse stabilisiert. Die am Spannungsteilerwiderstand abfallende Spannung von − 9 V dient ebenfalls zur Stromversorgung der umfangreichen, mit npn- und pnp-Transistoren arbeitenden Empfängerschaltung. Als Bezugsleitung wird bei Transistorempfängern nicht immer die Minusleitung genommen, sondern es kann auch wie hier eine mittlere Spannung an Masse liegen, oder aber die Plusleitung dient als Bezugsleitung. Dementsprechend werden die Spannungswerte im Kundendienstschaltbild angegeben, und danach sind die Meßinstrumente beim Überprüfen der Schaltung anzuschließen.

Zur Stabilisierung von Gleichspannungen nach dem Prinzip des steuerbaren Längswiderstandes hat die Halbleiter-Industrie integrierte Schaltungen entwickelt, die in einem kleinen Transistorgehäuse alle Elemente eines solchen Regelkreises enthalten. Man kann damit Ströme bis zu 20 mA stabilisieren. Für größere Ströme läßt sich die Anordnung durch Leistungstransistoren erweitern. Damit ist es dann möglich, stabilisierte Netzgeräte zu schaffen, die Ströme bis zu mehreren Ampere abgeben.

1 Siehe Bild 9.84.

Reiseempfänger

Bild 17.11 und 17.12 Batteriebetrieb

Im einfachsten Fall werden Reiseempfänger aus Trockenbatterien betrieben. Parallel zur Batterie wird ein Elektrolytkondensator mit großer Kapazität geschaltet. Er verhindert, daß bei starken Dynamikspitzen die Klemmenspannung der Batterie kurzzeitig zusammenbricht, besonders wenn die Zellen überaltert sind. Der Kondensator ist hinter dem Schalter anzuschließen, damit sein Leckstrom bei ausgeschaltetem Gerät nicht die Batterie belastet. Mit der vollen Batteriespannung wird die Endstufe des Gerätes versorgt. Die Spannung für die Vorstufen wird über ein Siebglied (Tiefpaß) entnommen, um sie gegen die beim Aussteuern der Endstufe auftretenden Stromänderungen zu entkoppeln. In Bild 17.11 liegt der Minuspol der Batterie an der Bezugsleitung.

Bild 17.12 zeigt eine ähnliche Anordnung, nur mit dem Unterschied, daß der Pluspol der Batterie mit der Bezugsleitung verbunden ist. Die volle Batteriespannung von −6 V führt zu den Endstufen. Hinter dem ersten Siebglied wird eine Spannung von −5,6 V für die Vorstufen abgegriffen. Von diesem Punkt gegen Masse liegt außerdem ein Spannungsteiler aus 4,7 kΩ und einem VDR-Widerstand. An ihm wird eine stabilisierte Spannung von −1,35 V erzeugt[1]. Nach Siebung über 100 Ω und 160 µF liefert sie die Basisvorspannungen für die Transistoren des Gerätes, die damit gegen Temperaturschwankungen und sonstige Einflüsse stabilisiert werden, wie dies in Kapitel 6 im Abschnitt „Betriebswerte des Transistors" behandelt worden ist.

1 Siehe Bild 3.12.

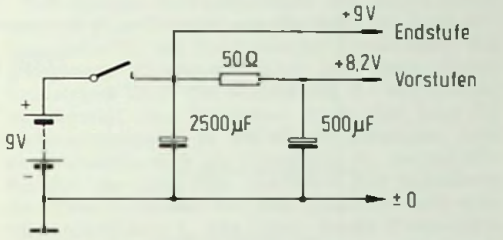


Bild 17.11 Siebung der Betriebsspannungen für die Vorstufen bei Batteriebetrieb

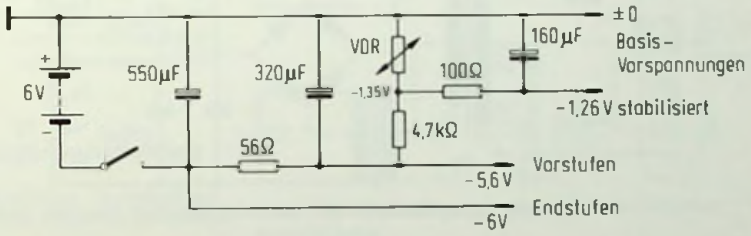


Bild 17.12 Zusätzliche Stabilisierung der Basisvorspannungen mit einem VDR-Widerstand

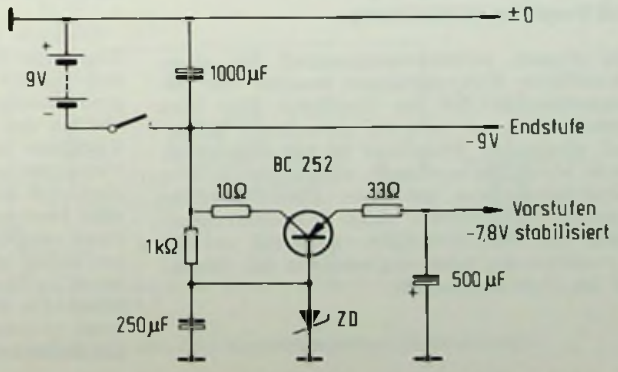


Bild 17.13 Stabilisierung der Vorstufenspannungen mit einem Serientransistor (Schaub-Lorenz)

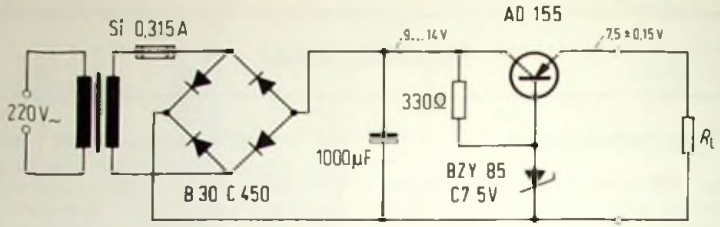


Bild 17.14 Netzteiladapter für einen Batterie-Reiseempfänger (Telefunken)

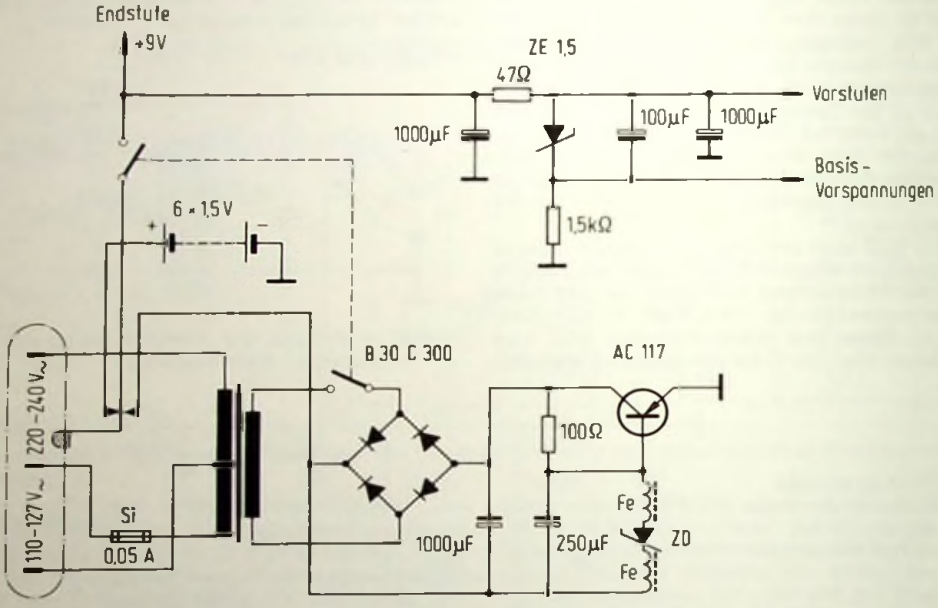


Bild 17.15 Batterieempfänger mit eingebautem Netzteil (Schaub-Lorenz)

Bild 17.13 Batterieempfänger mit Vorstufenstabilisierung

Bei diesem Stromversorgungsteil für einen hochwertigen Reiseempfänger werden die Betriesspannungen für die Vorstufen über eine Regelschaltung mit dem als steuerbaren Widerstand dienenden Transistor BC 252 stabilisiert. Dies ist besonders erwünscht, um die Oszillatoren in den Mischstufen mit einer gleichbleibenden Spannung zu betreiben, damit Frequenzverwerfungen und Verstimmungen vermieden werden. Die Funktion der Schaltung wurde in den Bildern 17.06 bis 17.08 besprochen.

Bild 17.14 Netzteiladapter

Obgleich ein Batteriesatz für einen tragbaren Empfänger oft viele hundert Betriebsstunden liefert und die Unabhängigkeit vom Lichtnetz eine große Bedienungserleichterung darstellt, besteht vielfach der Wunsch, das Gerät im Heim an der Steckdose zu betreiben. Hierfür werden kleine Netzgeräte angeboten, die zum Teil so gestaltet sind, daß sie in das Batteriefach eines Empfängers hineinpassen. Das Bild zeigt die Schaltung eines solchen Netzgerätes. Ein Brückengleichrichter liefert die Gleichspannung, sie wird durch einen Leistungstransistor AD 155 auf 7,5 V stabilisiert. Die Eingangsspannung der Regelschaltung kann zwischen 9 und 14 V schwanken, die Ausgangsspannung ändert sich nur um ± 0,15 V.

Bild 17.15 Batterieempfänger mit eingebautem Netzteil

Komfortable Reiseempfänger besitzen ein Batteriefach und außerdem ein eingebautes Netzgerät. In der vorliegenden Schaltung aus einem Reiseempfänger von Schaub-Lorenz wird durch Einstecken des Netzkabels von Batteriebetrieb auf Netzbetrieb umgeschaltet. Ein vom Steckerteil betätigter Umschaltkontakt legt anstelle der Batterieleitung die Plusleitung des Brückengleichrichters an die Stromversorgung von + 9 V. In der Minusleitung befindet sich ein Regeltransistor Typ AC 117. Er stabilisiert diese Spannung in der üblichen Anordnung. Bemerkenswert: Als Hf-Drosseln sind Ferritperlen Fe über die Zuleitungen zur Z-Diode geschoben. Z-Dioden neigen nämlich zu hochfrequenten Rauschstörungen, weil sie im Durchbruchsgebiet betrieben werden. Drosseln sperren diesen Rauschfrequenzen den Weg zu den Empfängerstufen. – Mit + 9 V wird die Endstufe versorgt. Die Betriebsspannungen für die Vorstufen werden nochmals gesiebt und ihre Basisspannungen durch eine weitere Z-Diode konstant gehalten. Zum Umschalten auf Netze mit 110 bis 127 V Wechselspannung ist nur das Netzkabel umzustecken, eine willkommene Bedienungserleichterung im Ausland, wo noch Netze mit diesen niedrigen Spannungen üblich sind.

Batterieempfänger mit eingebautem Netzteil ergeben die Möglichkeit, die Batterie während des Netzbetriebes durch einen kleinen Ladestrom aufzufrischen. Die Lebensdauer läßt sich dadurch beträchtlich verlängern. Mit einer solchen Schaltung, beschrieben in [2], arbeitet das Gerät Atlanta von Telefunken.

Bild 17.16 Einfache Netz-Batterieumschaltung

Eine sehr einfache selbsttätige Umschaltung läßt sich bereits mit nur einer Schaltdiode erzielen. Der Netzteil dieses Gerätes ist so bemessen, daß er über den Zweiweggleichrichter mit den Dioden BA 148 etwa – 10 V Gleichspannung für das Gerät liefert. Diese 10 V liegen über die Siliziumdiode BY 126 gegenpolig zur Batteriespannung. Selbst bei frischer Batterie erhält infolgedessen die Diode eine Sperrspannung $U_s = -10 + 9 = -1$ V, schaltet also die Batterie vom Empfangsteil ab. Wird der Netzstecker gezogen, dann entfällt die Gegenspannung, die Schaltdiode ist mit der vollen Batteriespannung in Flußrichtung vorgespannt, schaltet durch und legt die Batterie an die Empfängerstufen.

Bild 17.17 Transistorumschalter

Bei diesem Reiseempfänger mit eingebautem Netzteil (Typ Transit von Nordmende) dient der Transistor T 1 als elektronischer Umschalter. Bei gezogenem Netzstecker liegt die Basis dieses Transistors über den Widerstand R 1 auf Kollektorpotential, der Transistor leitet und legt die Batteriespannung an die Empfängerstufen, hier zur Vereinfachung als Belastung R_L dargestellt. Parallel zur Last liegt außerdem der Basiskreis des Transistors T 2 mit der Diode D 1 und dem Skalenlämpchen L. Die Basis dieses Transistors ist über die Diode positiv vorgespannt, der Transistor sperrt. Drückt man den Tastschalter S, dann wird kurzzeitig Spannung an das Skalenlämpchen gelegt, um die Stationseinstellung zu beleuchten.

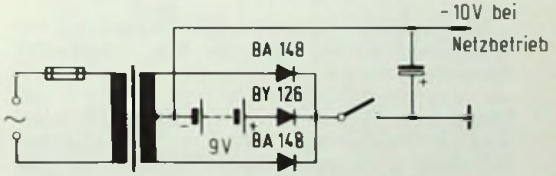


Bild 17.16 Einfache automatische Netz-Batterieumschaltung

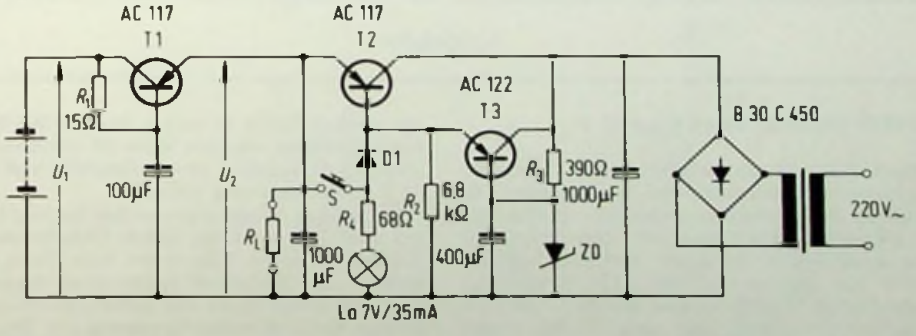


Bild 17.17 Netz-Batterieumschaltung mit Transistorumschalter (Nordmende)

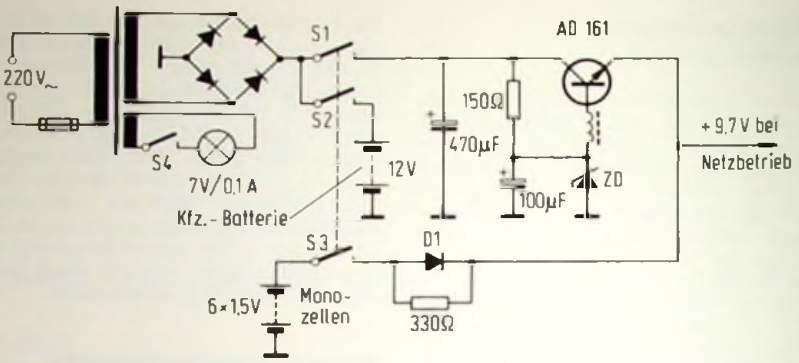


Bild 17.18 Netzteil eines Reiseempfängers für Batterie-, Netz- und Autobetrieb (Blaupunkt)

Bei Netzbetrieb arbeiten die Transistoren T 2 und T 3 als stabilisierender Spannungsregler. Die Betriebsspannung U_2 ist dann größer als die höchste Batteriespannung U_1. Infolgedessen wird die Basisvorspannung U_{BE} des Transistors T 1 positiv und sperrt den Transistor, die Batterie ist abgetrennt. Der zur Regelspannungsverstärkung dienende Steuertransistor T 3 schaltet außerdem die Diode D 1 durch, so daß bei Netzbetrieb die Skalenlampe L ständig brennt [4].

Bild 17.18 Umschaltmöglichkeit für Batterie-, Netz- und Autobetrieb

Manche Reiseempfänger sind nicht nur aus eingebauten Batterien oder aus dem eingebauten Netzteil zu betreiben, sondern können außerdem in einer speziellen Halterung im Auto aus der Wagenbatterie gespeist werden. In der vorliegenden Schaltung werden alle drei Spannungsquellen durch einen gemeinsamen Einschalter S 1 bis S 3 betätigt. Außerhalb des Autos entfällt die 12-V-Batterie. Ist außerdem der Netzstecker gezogen, dann liefert die aus sechs Monozellen bestehende Trockenbatterie max. 9 V über die dann in Flußrichtung vorgespannte Diode an den Empfangsteil. Beim Anschließen an das Lichtnetz wird die gleichgerichtete Spannung über den Regeltransistor auf + 9,7 V stabilisiert. Die Diode D 1 sperrt nun und verhindert Stromentnahme aus der Batterie. Über den 330-Ω-Widerstand wird sogar der Batterie ein kleiner Regenerierungsstrom zugeführt, um ihre Lebensdauer zu verlängern. Der Schalter S 4 ist hier vereinfacht dargestellt. Im betreffenden Gerät (Blaupunkt Derby) ist er so ausgebildet, daß bei Netzbetrieb das Skalenlämpchen dauernd brennt, aber bei Batteriebetrieb nur kurzzeitig über einen Tippschalter zum Aufleuchten gebracht werden kann.

Beim Betrieb aus der Kfz-Batterie liegen die gleichen Verhältnisse wie bei Netzbetrieb vor. Der Regeltransistor AD 161 stabilisiert die 12-V-Spannung der Wagenbatterie auf 9,7 V für den Empfangsteil. Die eingebauten Monozellen werden entlastet und regeneriert.

Autoradio

Bild 17.21 bis 17.23 Von 6 V auf 12 V

Lange Zeit gab es nebeneinander Kraftfahrzeuge mit 6-V-Batterie und mit 12-V-Batterie. Die zu dieser Zeit gebauten Autosuper ließen sich auf beide Spannungen umschalten. Das erforderte einen zusätzlichen Aufwand, und die Leistung bei 6 V war geringer als bei 12 V. Neuerdings werden ausschließlich Wagen mit 12-V-Bordnetzen geliefert. Deshalb sind auch die Autosuper nur für diese Betriebsspannung ausgelegt. Soll ein solches Gerät in einem Wagen mit 6-V-Batterie betrieben werden, dann ist ein Spannungswandler dazwischen zu schalten, der von 6 V auf 12 V Gleichspannung umformt.

Ein solcher Spannungswandler besteht im Prinzip nach Bild 17.21 aus einem Unterbrecher oder Zerhacker, einem Übertrager und einem Gleichrichter. Der Zerhacker formt durch taktmäßiges Ein- und Ausschalten die Batteriegleichspannung in eine Rechteckwechselspannung um. Diese wird aufwärtstransformiert und ergibt hinter dem

Gleichrichter die gewünschte höhere Spannung. Anstelle der früher üblichen elektromechanischen Zerhackerpatronen mit Schwingkontakten verwendet man Transistorschalter und vereinigt die Schwingungserzeugung mit der Aufwärtstransformation in einem Übertrager. Der Wandler besteht nach Bild 17.22 aus einer über die Wicklungen w_1 und w_3 sehr fest rückgekoppelten Schwingschaltung. Der Transistor wird dadurch stark übersteuert und schwingt nicht sinusförmig, sondern liefert eine rechteckförmige Spannung. Sie ergibt einen besseren Wirkungsgrad, und Verzerrungen spielen hierbei keine Rolle. Sekundärwicklung w_2 und Gleichrichter sind so gepolt, daß der Gleichrichter leitet, wenn der Transistor sperrt. Die beim Abschalten des Transistors in den Wicklungen auftretenden hohen Induktionsspannungen[1]) werden gleichgerichtet und liefern die Ausgangsleistung. Da während der Sperrzeit des Transistors die im Übertrager gespeicherte Energie auf der Sekundärseite entnommen wird, bezeichnet man die Schaltung als *Sperrwandler*. Sie hat den Vorteil, daß der Transistor bei Kurzschlüssen auf der Sekundärseite nicht überlastet werden kann. Man wählt eine relativ hohe Zerhackerfrequenz, dann benötigt man nur einen kleinen Eisenkern für den Übertrager.

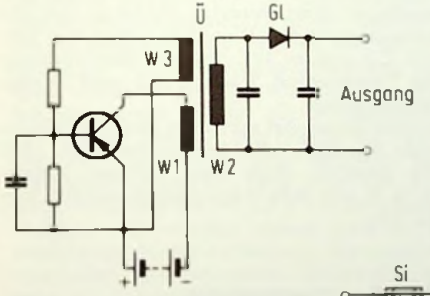


Bild 17.22 Spannungswandler in Sperrschwingerschaltung

Nach diesem Sperrwandlerprinzip arbeitet der DC-Wandler Bild 17.23 von Blaupunkt [9]. Der Umformer ist ständig an die Spannung U_1 der 6-V-Wagenbatterie angeschlossen, jedoch fließt im Ruhezustand noch kein Strom. Erst wenn man den Autoempfänger mit dem Schalter S einschaltet, wird ein Stromkreis über die Drossel Dr, die Sekundärwicklung des Übertragers Ü und die beiden in Flußrichtung durchgeschalteten Dioden D 1 und D 2 gebildet. Dem Empfänger wird also im Einschaltaugenblick direkt die Spannung U_1 der Batterie zugeführt.

Parallel zur Diode D 1 liegt der Spannungsteiler R 1/R 2. Die Flußspannung an der Diode bewirkt einen Teilstrom I_1 durch diese Widerstände. Die Teilspannung an R 2 schaltet den Transistor 1 durch, so daß ein Kollektorstrom I_2 zu fließen beginnt. Er induziert auf der Sekundärseite des

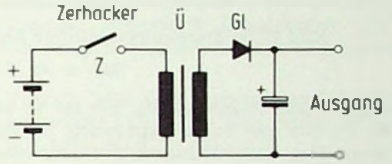
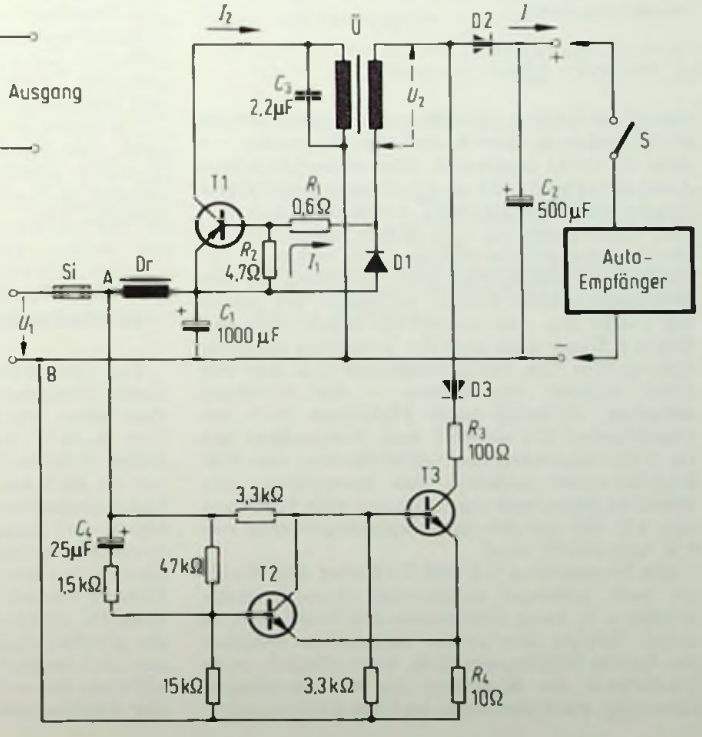


Bild 17.21 Prinzipschaltung eines Spannungswandlers



Rechts: Bild 17.23 Spannungswandler von 6 V auf 12 V für Autosuper

1 Siehe Bild 2.52.

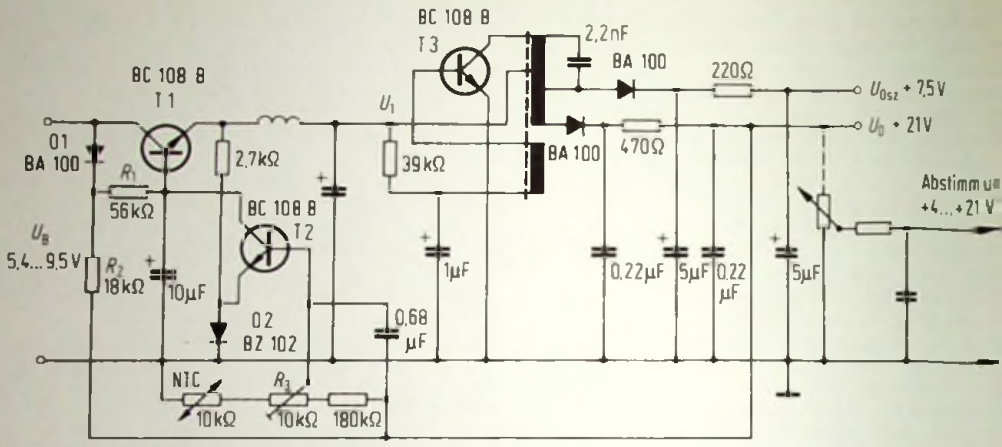


Bild 17.24 Spannungswandler für die Abstimmspannung von Kapazitätsdioden

Übertragers eine Spannung U_2. Sie ist so gerichtet, daß sie sich zur Batteriespannung U_1 addiert und hinter dem Gleichrichter D 2 die gewünschte höhere Spannung von 12 V auftritt.

Die Spannung U_2 wird aber nur während des Stromanstieges von I_2 induziert, denn es gilt das Induktionsgesetz

$$-e = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Sobald der Strom I_2 nicht weiter steigt, ist die Stromänderung $dI = 0$ und die Spannung $-e$ bzw. U_2 bricht zusammen. Dies entspricht einem Abschaltvorgang. Die im Übertrager gespeicherte magnetische Energie wird freigesetzt und lädt den Kondensator C_3 auf. Dieser Ladestrom hat die entgegengesetzte Richtung wie vorher I_2. Dadurch wird gleichzeitig eine Spannung U_2 mit entgegengesetzter Polung induziert. Sie sperrt die Diode D 2 und unterbricht somit auch den Strom I. Damit wird auch der Transistor gesperrt. Nun entlädt sich der Kondensator C 3, und das Spiel beginnt von neuem – die Schaltung schwingt. Während jeder Flußphase wird der Kondensator C 2 parallel zum Verbraucher mit $U_1 + U_2$ aufgeladen und unterhält dann den Verbraucherstrom während der Sperrphase. Der Wandler liefert also eigentlich nur eine Spannung von 6 V, die auf die Batteriegleichspannung von 6 V aufgestockt wird.

Die Transistoren T 2 und T 3 halten den Wandler auch während kurzzeitiger Spannungseinbrüche, z. B. beim Einschalten des Fernlichtes, in Gang. Infolge des hohen Einschaltstromstoßes der kalten Glühlampenfäden kann nämlich unter Umständen die Spannung am Wandlereingang kurzzeitig stark absinken, und die Schwingungen würden abreißen. Bricht die Eingangsspannung zusammen, dann entlädt sich der Kondensator C 4 und schaltet über Transistor T 2 den Transistor T 3 durch. Dadurch fließt ein Zusatzstrom vom Punkt B über Transistor 3 und Diode D 3. Er bewirkt, daß der Wandler weiterschwingt und der Empfänger nicht aussetzt. Nachdem sich die Eingangsspannung des Wandlers erholt hat, lädt sich auch C 4 wieder auf, und die Hilfsschaltung mit den Transistoren T 2 und T 3 geht wieder auf Wartestellung.

Umformer dieser Art erreichen einen Wirkungsgrad von 70...80 %, die Schwingfrequenz wird 2...4 kHz gewählt. Nach dem gleichen Prinzip arbeitet z. B. ein 6/12-V-Spannungswandler von Grundig [7].

Bild 17.24 Spannungswandler für Diodenabstimmung

Zur Diodenabstimmung wird eine sehr konstante Gleichspannung benötigt. Sie muß außerdem höher sein als die übliche Betriebsspannung von 6...12 V. In Heimempfängern bereitet es keine Schwierigkeiten, diese höhere Spannung von 20...30 V aus einer gesonderten Wicklung am Netztransformator zu erzeugen und zu stabilisieren. Bei Reise- und Autoempfängern muß die Spannung jedoch über einen Wandler aus der niedrigeren Betriebsspannung gewonnen und stabilisiert werden. Das Bild zeigt die Wandlerschaltung für einen Reiseempfänger [5], doch gelten die gleichen Überlegungen auch für Autoempfänger. Bei tragbaren Koffergeräten sind die Verhältnisse besonders schwierig, weil die Spannung der Trockenbatterie im Laufe der Zeit stark ab-

sinken kann. Man muß also gut stabilisieren. Würde man die Spannungsregelstufe hinter dem Gleichspannungswandler anordnen, dann muß der Wandler zusätzlich Leistung für die Stabilisierung aufbringen. Deshalb ordnet man ihn vor dem Wandler an.

Diese Regelstufe besteht aus dem Längstransistor T 1 und dem Regelspannungsverstärker T 2 in der bekannten Schaltungsart. Der NTC-Widerstand dient zur Temperaturkompensation der Z-Diode D 2. Mit dem Trimmwiderstand R 3 wird die Ausgangsspannung der Regelstufe auf 5 V abgeglichen. Die Diode D 1 liefert beim Einschalten über den Widerstand R 1 die positive Basisspannung für den Transistor 1, damit der Strom zu fließen beginnt. Bei stark abgesunkener Batteriespannung U_B wäre jedoch keine Stabilisierung möglich. Deswegen führt eine Leitung von der Ausgangsklemme für die Diodenabstimmspannung U_D über R 2 zurück zum Eingang. Ist der Wandler eingeschwungen, dann liefert diese Leitung die notwendige positive Basisvorspannung. Gleichzeitig wird dadurch die Diode D 1 gesperrt, denn an ihrer Katode liegen jetzt rund + 15 V gegenüber 5,4...9,5 V an der Anode.

Auf die Stabilisierstufe folgt der Spannungswandler mit dem Transistor T 3. Er arbeitet nicht als Sperrwandler, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, sondern als Durchflußwandler. Wicklungen und Dioden sind so gepolt, daß die Dioden zur gleichen Zeit durchschalten wie der Schwingtransistor T 3. Die Ausgangsleistung wird dadurch direkt aus der Batterie bezogen. Bei dieser Schaltungsweise steigt die Ausgangsspannung im Leerlauf nicht an (im Gegensatz zum Sperrwandler). Dies ist günstig für sehr konstante Ausgangsspannungen. Dem Wandler wird eine feste Spannung von + 7,5 V für den Empfängeroszillator entnommen, damit auch er bei abgesunkener Batteriespannung einwandfrei weiterarbeitet. Die maximale Diodenabstimmspannung U_D beträgt + 21 V. Der Wandler schwingt mit 22 kHz. Diese Frequenz liegt außerhalb des Hörbereiches und erfordert wenig Aufwand an Siebmitteln.

Literatur

[1] *Bock*: Universalradio für Batterie-, Netz- und Autobetrieb. Funk-Technik 1971, H. 7, S. 230.

[2] *Crantz*: Netzversorgung für Batterie-Reiseempfänger. Funkschau 1969, H. 21, S. 749.

[3] *F. F.*: Netzgerät 5000 für den Einsatz im Koffersuper. Telefunkensprecher Heft 52/1970, S. 7.

[4] *Jung*: Stromversorgung — kontaktlos umgeschaltet. Radio-Mentor 1969, H. 2, S. 76.

[5] *Klein*: Spannungsstabilisierung für Kapazitätsdiodenabstimmung von Kofferempfängern. Funk-Technik 1970, H. 7, S. 228.

[6] *Limann*: Integrierte Schaltkreise als Spannungsregler. Deutsches Elektrohandwerk 1967, H. 24, S. 748.

[7] *Nusser*: 6/12-V-Spannungswandler für 12-V-Autosuper. Grundig Technische Informationen 1969, H. 3, S. 443.

[8] *Rosehorn*: Getrennte Empfangsteile für FM und AM im Autosuper. Funkschau 1970, H. 17, S. 593.

Ohne Verfasserangabe

[9] Aus 6 mach 12. Der blaue Punkt, Hauszeitschrift der Blaupunkt-Werke, 1968, H. 10, S. T 13.

[10] Schaltungstechnische Besonderheiten in Kofferempfängern. Funk-Technik 1970, H. 7, S. 231.

[11] Elektronisch stabilisierte Netzgeräte mit Transistoren. Funktechnische Arbeitsblätter Re 03. Franzis-Verlag, München.

[11] Bemessung von Netzgleichrichterschaltungen. Funktechnische Arbeitsblätter Stv 12. Franzis-Verlag, München.

18 Die Rundfunkempfänger der ersten und zweiten Generation

Empfängerklassen

Mit den integrierten Schaltungen führte sich ein neuer Begriff in die elektronische Technik ein. Man spricht von „Geräten der dritten Generation". Röhrenempfänger gehören dann zur ersten und mit Einzeltransistoren bestückte Empfänger zur zweiten Generation. Weiterhin kann man eine Unterteilung nach folgenden Empfängerklassen vorsehen:

1. *Taschenempfänger.* Diese nur etwa handgroßen Empfänger wurden erst durch die Transistortechnik möglich. Die früher üblichen Batterieröhren waren für einen solchen Empfängertyp nicht geeignet. Taschenempfänger werden vorwiegend nur mit Mittelwellenbereich und Ferritantenne gebaut. Geräte mit UKW-Bereich benötigen eine ausziehbare Stabantenne.

2. *Reiseempfänger.* Der ursprünglich sehr berechtigte und noch immer angewandte Ausdruck „Kofferempfänger" trifft eigentlich nicht mehr zu, denn die Abmessungen dieser Geräte sind viel geringer als bei einem Reisekoffer. Empfänger dieser Art in Transistortechnik besitzen bereits alle Eigenschaften eines Mono-Heimempfängers, d. h. sie haben mehrere Wellenbereiche einschließlich UKW sowie Ausgangsleistungen bis zu mehreren Watt. Größere Ausführungen enthalten außer der Batterie ein eingebautes Netzteil für Betrieb an der Steckdose. Wieder andere sind so konstruiert, daß sie auch als Autosuper verwendet werden können. Spezialempfänger dieser Art besitzen einen gut ausgebauten Kurzwellenteil für Übersee-Empfang und auch für den Empfang von KW-Amateurstationen. Antennenausrüstung: Ferritantenne und Teleskopstabantenne. Die Möglichkeit, auch eine Langdrahtantenne anzuschließen, um die Empfangsleistung zu verbessern, ist wenig bekannt und wird kaum noch ausgenutzt.

3. *Autoempfänger.* Diese Klasse sei noch vor den Heimempfängern aufgeführt, da Geräte dieser Art mehr mit den Reiseempfängern verwandt sind. Im allgemeinen ergeben Autoempfänger eine größere Schalleistung als Reiseempfänger, weil die Autobatterie stärkere Endstufen ermöglicht und weil die größere Lautstärke notwendig ist, um die Fahrgeräusche des Wagens zu übertönen. Autoempfänger sind vielfach mit Abstimmhilfen ausgestattet, damit der Fahrer nicht durch die Bedienung des Gerätes zu sehr abgelenkt wird. Deshalb sind die Betriebstasten meist als Stationstasten ausgebildet, oder es ist eine Suchlaufautomatik vorhanden, die beim Antippen einer Taste von selbst bis zum nächsten empfangswürdigen Sender weiterläuft. Als Antenne dient die bekannte Teleskopstabantenne. Die Eingangsschaltungen der Geräte sind so ausgebildet, daß sich damit ein guter Wirkungsgrad in allen Bereichen ergibt. Sogenannte elektronische Antennen mit eingebautem Antennenverstärker wurden ursprünglich in Größe eines Autospiegels angeboten, aber später auch mit einem kurzen Antennenstab ausgerüstet. Autoempfänger für Stereo-Empfang sind nur in wenigen Typen auf dem Markt, meist in Verbindung mit Kassetten-Abspielgeräten.

Reise- und Autoempfänger der ersten Generation, also mit Röhrenbestückung, sind wegen der aufwendigen Anodenspannungsversorgung als veraltet anzusehen. Man sollte bei Reparaturaufträgen dem Besitzer die Neuanschaffung eines Transistorempfängers empfehlen.

4. *Heimgeräte für Mono-Empfang.* Röhrenbestückte Modelle erforderten wegen der ziemlich großen Röhrenkolben und der auftretenden Wärmeentwicklung recht große Gehäuse, die zudem noch äußerlich in einem heute altmodisch wirkenden Stil („Gelsenkirchener Barock") gestaltet waren. Transistorempfänger lassen sich flach und klein bauen und neuzeitlich gestalten. Sie fügen sich gut in moderne Regalwände ein. Trotz der kleinen Abmessungen sind mit Transistoren größere Ausgangsleistungen als bei Röhren möglich. Daher kann das Lautsprechersystem ebenfalls kleiner sein und gibt doch noch genügend Schalleistung für Wohnräume. Sonderausführungen sind mit Zeituhren oder Schaltuhren ausgerüstet. Für leidlichen Fernempfang

sollten diese Empfänger trotz der meist eingebauten Ferritantennen und Gehäusedipole mit einer Außenantenne betrieben werden.

5. *Stereo-Heimempfänger.* Äußerlich sind sie ebenfalls flach und zum Aufstellen in Regalwände gebaut. Der Stereo-Effekt kann natürlich nur mit getrennten Lautsprechern erzielt werden.

6. *Empfänger mit eingebautem Kassetten-Tonbandgerät.* Sie sind als Nachfolger der mit einem Plattenspieler kombinierten Empfänger zu werten und haben den Vorteil, nicht nur Musikprogramme aus eigenen Beständen abzuspielen, sondern man kann damit auch Rundfunkprogramme auf Band mitschneiden oder eigene Mikrofonaufnahmen machen.

7. *HiFi-Anlagen.* Hier herrscht bedauerlicherweise ein ziemlicher Bezeichnungswirrwarr. Sachlich bestehen zwei Geräteklassen:

A) Ein Rundfunkempfangsteil mit Nf-Vorstufenausgang, an den ein HiFi-Stereoverstärker mit den Endstufen anzuschließen ist. Diese Geräteklasse wird *Tuner* genannt, eine irreführende Bezeichnung, weil es lange vorher bereits üblich war, den Abstimmteil von Fernsehempfängern Tuner zu nennen. Ein sinnfälliger Ausdruck wäre *HiFi-Empfangsteil.* Ein solches Gerät ist also stets durch einen HiFi-Nf-Verstärker zu ergänzen, der dann auch Eingänge für Tonabnehmer, Tonbandgeräte und für Mikrofone enthält und größere Sprechleistungen, etwa 2 × 25...60 W, zu liefern vermag.

B) HiFi-Rundfunkempfänger mit Nf-Verstärker und Endstufen. Wenn ein solches Gerät sehr teuer ist und vornehm wirken soll, bezeichnet es die Herstellerfirma bisweilen als *Receiver,* was übersetzt eigentlich nur schlicht „Empfänger" bedeutet. Andere Firmen nennen diese Geräteklasse *Tuner-Verstärker.* Ein deutscher Ausdruck dafür ist *Steuergerät.*

Bei beiden Geräteklassen, also beim HiFi-Empfangsteil und beim Steuergerät, liegt der Schwerpunkt beim UKW- bzw. Stereo-Empfang. Die Mindestwerte der HiFi-Norm DIN 45 500 werden ohne Schwierigkeiten eingehalten, meist sind die Eigenschaften sogar beträchtlich besser, als es die Norm verlangt.

8. *Musiktruhen.* Sie enthalten im Gegensatz zu den üblichen HiFi-Anlagen sämtliche Komponenten wie Empfangsteil, Nf-Verstärker, Plattenspieler und Tonbandgerät in einer Möbeltruhe. Für gute Stereowiedergabe sollte man sie allerdings doch durch zwei abgesetzte Stereo-Lautsprecher ergänzen.

Bild 18.01 und 18.02 Blockschaltungen

Blockschaltungen sollen den Grundaufbau von Empfängerschaltungen darstellen. Die Symbole dafür sind nicht ganz einheitlich. Manche Firmen verwenden ausschließlich Rechtecke und deuten die Funktion durch eingetragene Schaltsymbole, also z. B. durch einen LC-Schwingkreis an. Andere Firmen verwenden Rechtecke mit eingetragenen Kurzzeichen für die Stufen und Kreise für die Röhren oder Transistoren. Wieder andere benutzen dagegen den Kreis als Symbol für einen LC-Schwingkreis. Da dieses Zeichen recht sinnfällig ist und sich zudem Mehrkreisfilter durch aneinandergereihte Kreise gut darstellen lassen, wird auch hier dieses Symbol verwendet. Um Verstärker und Signalwandler deutlich voneinander abzuheben, sind in den folgenden Abschnitten für die Verstärkerstufen die bekannten Dreiecke und für Wandlerstufen Vierecke mit entsprechenden Symbolen benutzt worden. Integrierte Schaltungen enthalten meistens Verstärkerstufen und Signalwandler. Wegen der notwendigen vielen Anschlußleitungen empfiehlt sich hierfür ein Rechtecksymbol anstelle des im Ausland oft benutzten Dreieckzeichens. — Für sonstige Schaltelemente dienen die üblichen Schaltzeichen. Damit ergeben sich die Symbole von Bild 18.01. Bei Blockschaltungen läßt man im allgemeinen alle Masseverbindungen weg und skizziert nur den Signalweg.

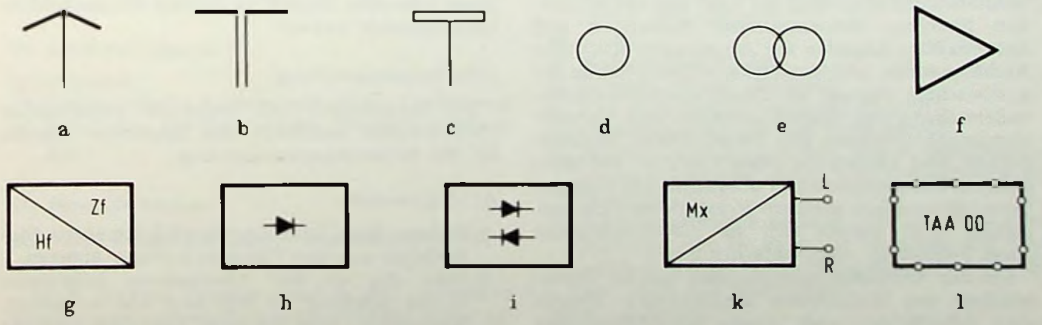


Bild 18.01 **Symbole für Blockschaltungen**

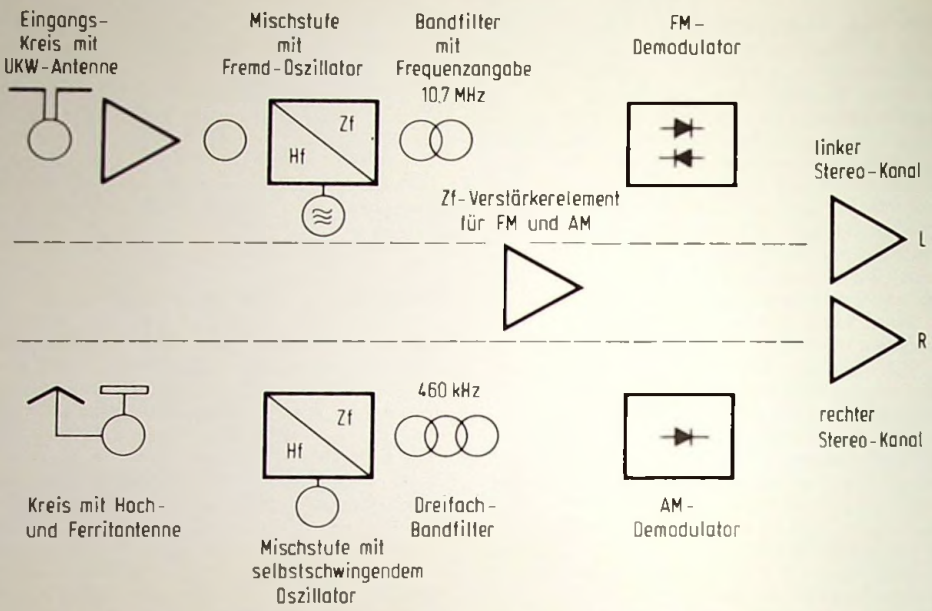


Bild 18.02 Zweckmäßige Anordnung für Blockschaltungen von AM-FM-Empfängern

Zweckmäßig ordnet man nach Bild 18.02 im oberen Teil einer Blockschaltung die Elemente an, die nur für den FM-Empfang dienen, in der unteren die Schaltelemente, die ausschließlich für den AM-Empfang vorgesehen sind. Dazwischen werden die für beide Kanäle gemeinsamen Teile gezeichnet. Bei Stereo-Empfängern sind die Schaltelemente für den rechten und linken Kanal übereinander dargestellt. Der Schaltungsaufbau kann grob aus der Zahl der Abstimmkreise erkannt werden. Man zählt AM- und FM-Kreise getrennt und setzt die AM-Kreise voran. Ein 6/9-Kreissuper ist also ein Empfänger mit 6 AM- und 9 FM-Kreisen. Maßgebend für die Leistungsfähigkeit des Gerätes sind die Anzahl der Empfangsschwingkreise und die Zahl der verstärkenden Systeme. Schwingkreise, Bandfilter und Keramikfilter dämpfen die Amplituden störender Nachbarsender, und Verstärkervierpole heben die gewünschten Signale an. Durch sinnvolle Aneinanderreihung von Resonanzkreisen und Verstärkervierpolen ergeben sich Trennschärfe, Empfindlichkeit und Lautstärke eines Gerätes. Bei integrierten Schaltungen kann allerdings ein einziges Verstärkersymbol mehrere Verstärkerstufen enthalten, doch lassen sich in Blockschaltungen diese Feinheiten nicht unterbringen.

Um das Schaltungslesen zu üben und die Eigenschaften von Empfängern abzuschätzen, arbeite man Schaltbilder nach einem gleichbleibenden Schema durch und verfolge genau die einzelnen Stromkreise. Wirkliche Beherrschung der Schaltungstechnik ergibt sich durch selbständiges Entwerfen von Schaltungen und indem jede Gelegenheit benutzt wird, um die Wirkungsweise und die gegenseitige Abhängigkeit der Bauteile und Baugruppen eines Empfängers praktisch zu untersuchen. Schaltungsneuheiten werden in Firmendruckschriften und in Fachzeitschriften durch Aufsätze beschrieben. Es empfiehlt sich sehr, hiervon eine Stichwortkartei anzulegen, um bei Bedarf die betreffenden Abhandlungen schnell wieder auffinden zu können. Eine Reihe schön gebundener Zeitschriften-Jahrgänge allein genügt dazu nicht. Man muß, um einen Begriff aus der elektronischen Datenverarbeitung zu gebrauchen, einen schnellen Zugriff zu diesem umfangreichen Datenspeicher haben!

Schaltungsauswertung

Bei Empfängern mit organisch eingebautem UKW-Bereich empfiehlt sich folgendes Schema für die Schaltungsuntersuchung:

A) Allgemeines

1. Röhren- bzw. Transistorbestückung sowie Stufenfolge aus der Gesamtschaltung ablesen.
2. Zahl der an der Abstimmung beteiligten Kreise getrennt für FM und AM aufführen. Kreisspulen sind daran zu erkennen, daß ein Ferritkern (gestrichelte Linie) mit Abgleich-

möglichkeit (Schrägstrich) angedeutet ist. Für Keramikfilter wird das übliche Schaltsymbol benutzt.
3. Hilfskreise (Sperr- und Saugkreise) gesondert feststellen.

B) Hochfrequenzteil

4. Zahl und Art der Empfangsbereiche.
5. Antennenkopplung.
6. Bereichsumschaltung.
7. AM-Oszillatorschaltung.
8. FM-Eingangs- und Oszillatorschaltung.

C) Zwischenfrequenzteil

9. Zahl der Zf-Kreise und Bandfilter für AM.
10. Zahl der Zf-Kreise und Bandfilter für FM.
11. Zahl der Zf-Verstärkersysteme für beide Empfangsarten.
12. Neutralisationswege verfolgen.

D) Demodulation

13. Art des AM-Detektors.
14. Art des FM-Demodulators, Begrenzung, Stereo-Decoder.

E) Automatische Lautstärkeregelung

15. Regelspannungserzeugung bei AM.
16. Schwellenwertregelung.
17. Zahl und Art der geregelten Stufen.
18. Regelspannungserzeugung bei FM.
19. Zahl und Art der geregelten Stufen bzw. Begrenzerstufen.
20. Abstimmanzeige.

F) Niederfrequenzteil

21. Einkanal-Nf-Teil – Stereo-Nf-Teil.
22. Zahl der Nf-Stufen je Kanal, Kopplung.
23. Vorstufe, Treiberstufe, Endstufe.
24. Lautstärkeeinsteller.
25. Lautsprecher.
26. Gegenkopplung, Klangeinsteller.

G) Stromversorgung

27. Stromart.
28. Gleichrichter – Spannungsregler – Umformer.
29. Erzeugung der Gitter- bzw. Basisvorspannungen.

H) Besonderheiten

30. Scharfstimmschaltungen, Sendersuchlauf usw.

Nach diesem Schema wurden die folgenden Schaltungen untersucht und Blockbilder dafür gezeichnet. Die Schaltungstechnik größerer Geräte ist so umfangreich geworden (bis zu 65 Transistoren), daß eine Analyse mit allen Einzelheiten nach dem Schaltbild allein nicht mehr möglich ist. Erfreulicherweise gehen deshalb die Firmen immer mehr dazu über, in den Kundendienstschriften auch Funktionsbeschreibungen der einzelnen Empfängerstufen aufzunehmen.

Bild 18.03 und 18.04 AM-Taschenempfänger

Diese Schaltung des Gerätes Mikrobox von Nordmende, Bild 18.03, ist gut zu überblicken. Beim systematischen Durcharbeiten der Zifferliste läßt sich dann leicht die Blockschaltung Bild 18.04 entwerfen. Behandelt werden nur die Punkte, die für diesen kleinen Mittelwellen-Transistorempfänger zutreffen.

1. Mischtransistor, 2 Zf-Transistoren, Nf-Vor- und Treiberstufe, Komplementär-Endstufe.
2. 4 Empfangskreise, Oszillatorkreis. (In der Blockschaltung empfiehlt es sich, zur besseren Übersicht die abstimmbaren Kreise durch die üblichen miteinander verbundenen Pfeilsymbole besonders zu kennzeichnen.)
3. –
4. Mittelwelle.
5. Ferritstab, induktive Kopplung zur Eingangsstufe.
6. –
7. Selbstschwingende additive Mischstufe, induktive Rückkopplung; Oszillatorspannung wird über 3,9 kΩ in den Emitterkreis eingekoppelt.
8. –
9. 3 Zwischenfrequenzkreise.
10. –
11. 2 Zf-Transistoren.
12. –
13. AM-Diode D 1.
14. –
15. Signaldiode = Regelspannungsdiode.
16. –
17. Regelspannung wirkt auf den Basiskreis des ersten Zf-Transistors.
18. bis 20. –
21. Einkanaliger Zf-Teil.
22. 2 Stufen, direkt gekoppelt.
23. Komplementäre Gegentakt-Endstufe.
24. 5-kΩ-Potentiometer am Diodenkreis.
25. Eingebauter Lautsprecher, durch Schaltklinke abzutrennen und durch einen Kopfhörer zu ersetzen.
26. Spannungsgegenkopplung über 1,5 kΩ vom Ausgang zum Eingang der Endstufe und eine weitere Spannungsgegenkopplung über 330 kΩ zur Basis der Treiberstufe.
27. 9-V-Batterie.
28. bis 30. –

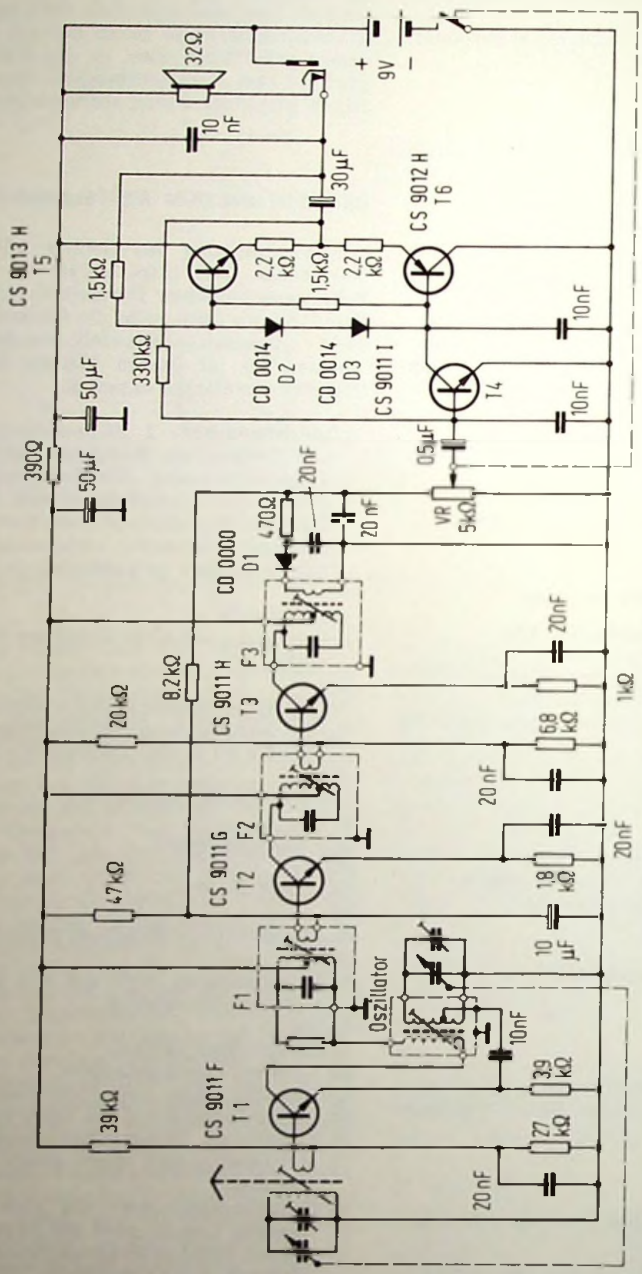


Bild 18.03 Schaltung des AM-Taschenempfängers Mikrobox von Nordmende

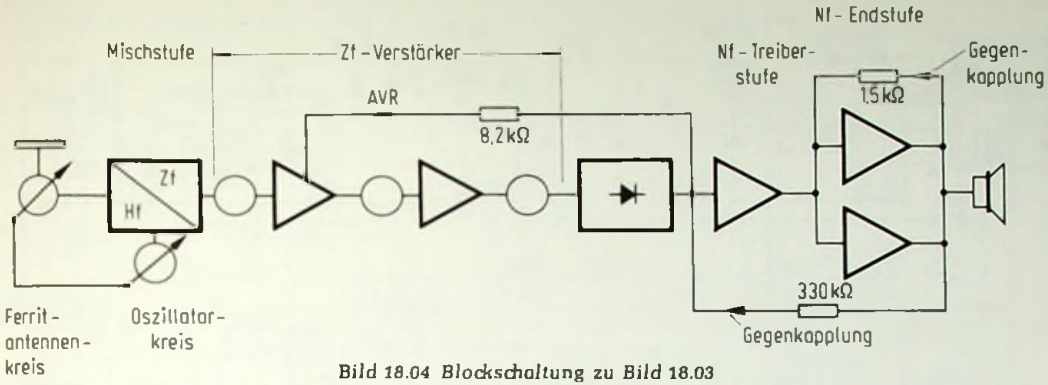


Bild 18.04 Blockschaltung zu Bild 18.03

Bild 18.05 und 18.06 Mittelklassen-Heimempfänger mit Transistoren

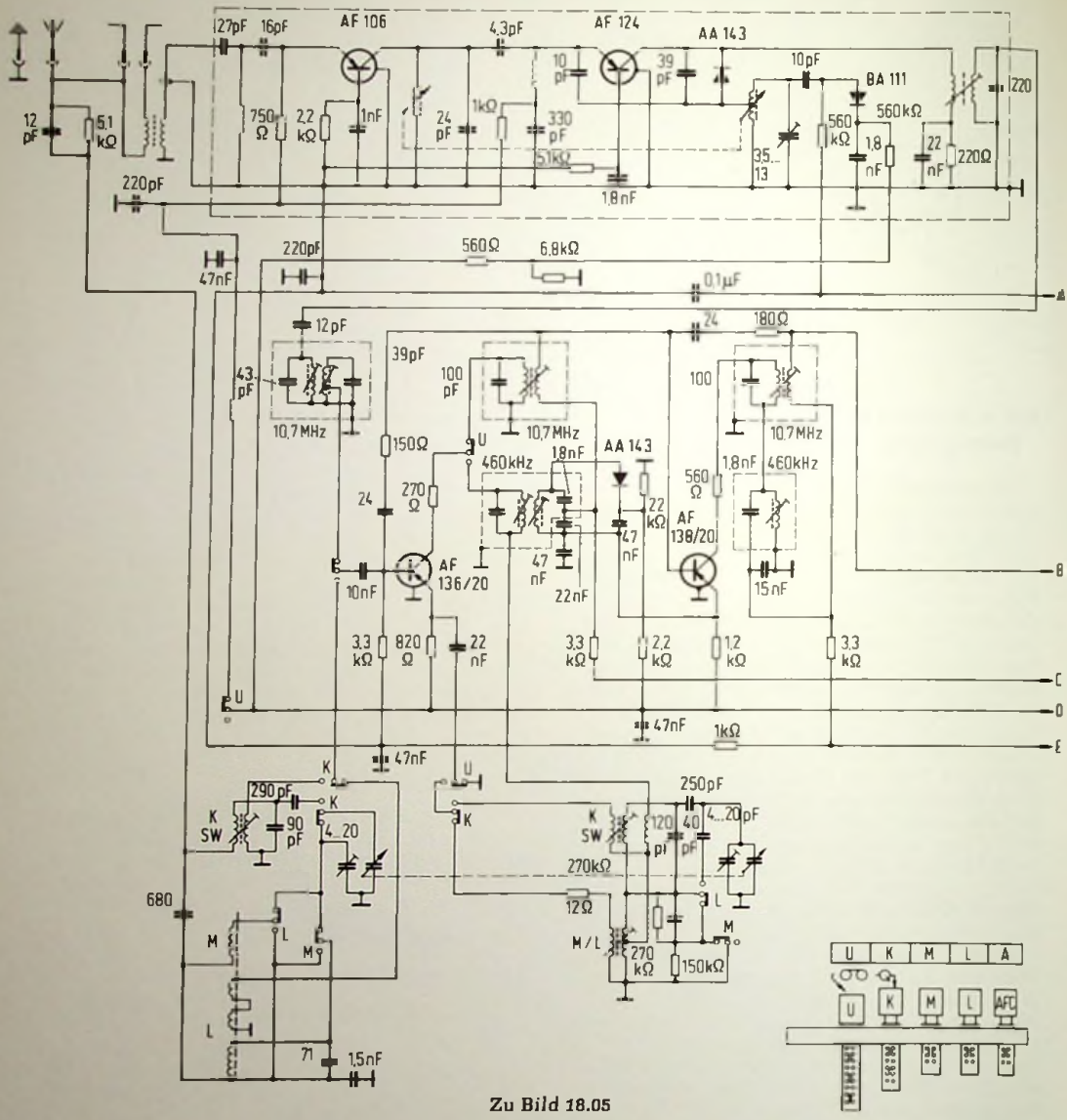
Die Gesamtschaltung Bild 18.05 dieses mit Transistoren bestückten Gerätes (Canzonetta 301 von Graetz) zeigt oben links den UKW-Baustein mit zwei Transistoren in Basisschaltung, darunter den Zf-Verstärker für AM und FM. Der erste Transistor dieses Schaltungszuges dient zugleich als Mischtransistor für den AM-Empfang. Eingangs- und Oszillatorkreis dafür sind unten links dargestellt. Zur FM-Demodulation dient ein Ratiodetektor. Die AM-Demodulatordiode liefert außer der Nf-Spannung eine Regelgleichspannung über 10 kΩ und 3,3 kΩ nach vorn über die Koppelwicklung eines 10,7-MHz-Kreises an die Basis des Transistors T 302. Die Funktion dieser automatischen Verstärkungsregelung zu übersehen, erfordert ein wenig Nachdenken. Die AM-Diode liefert an ihrer Katode eine positive Richtspannung gegen Masse. Sie gelangt an die Basis eines pnp-Transistors AF 138. Sein Emitter- bzw. Kollektorstrom wird dadurch verringert, und die Verstärkung wird herabgesetzt. Beim Ändern des Emitterstromes ändern sich auch die inneren Kapazitäten des Transistors. Die dadurch mögliche Verstimmung des Kreises wird durch den 560-Ω-Widerstand in der Kollektorleitung verhindert.

Der sich ändernde Emitterstrom bewirkt außerdem eine Zusatzregelung. Am 1,2-kΩ-Emitterwiderstand liegt im ungeregelten Zustand eine Teilspannung von 1,2 V. Das Minuspotential dieser Spannung gelangt über den Sekundärkreis des ersten AM-Filters an die Anode der dort befindlichen Diode. Ihre Katode liegt über 2,2 kΩ am positiven Ende des Emitterwiderstandes. Mit 1,2 V Sperrspannung ist die Diode hochohmig und hat keinen Einfluß. Wird der Emitterstrom herabgeregelt, dann verringert sich die Spannung am Emitterwiderstand. Die Diode erhält weniger Sperrspannung, ihr Widerstandswert wird dadurch herabgesetzt, bedämpft den Zf-Kreis stärker und verringert infolgedessen ebenfalls den Verstärkungsgrad.

Der Nf-Teil der Schaltung ist klar zu übersehen. Er besteht aus der Vorstufe, der Treiberstufe und einer Gegentakt-Komplementär-Endstufe. Der eingebaute Lautsprecher kann über eine Schaltbuchse abgetrennt und durch einen Außenlautsprecher ersetzt werden. Der Netzteil arbeitet mit elektronischer Stabilisierung über den Transistor AC 117. – Für den Entwurf der Blockschaltung sei der Nf-Teil übergangen. Die Untersuchung erstreckt sich also nur auf die Ziffern 1 bis 20 der Liste. Daraus und aus den bisherigen Überlegungen ergibt sich Bild 18.06.

Schaltungsuntersuchung

1. UKW-Baustein: AF 106 und AF 124. AM-Mischstufe: AF 136. Dieser Transistor bildet zugleich die erste FM-Zf-Verstärkerstufe. Der weitere gemeinsame Zf-Verstärkerteil ist mit den Transistoren AF 138 und AF 137 bestückt.
2. 9 FM-Kreise, 6 AM-Kreise.
3. Breitband-Eingangskreis für den UKW-Bereich.
4. UKW, KW, MW, LW.
5. Für UKW breitbandiger Eingangskreis, für KW induktive Kopplung, für MW und LW kapazitive Kopplung auf den Fußpunkt des Ferritantennenkreises.
6. Umschaltbare Einzelkreise im Antennenkreis, der Langwellenoszillatorkreis wird einfach durch Parallelschalten eines Kondensators von 245 pF zur MW-Spule gebildet.
7. Selbstschwingender Oszillator mit induktiver Rückkopplung (AF 136).
8. UKW-Vorstufe (AF 106), selbstschwingende Misch- und Oszillatorstufe (AF 124).



Zu Bild 18.05

9. 2 Bandfilter und 1 Einzelkreis für 460 kHz.
10. 1 Dreifachbandfilter, 2 Einzelkreise und 1 Zweifachbandfilter für 10,7 MHz.
11. 3 FM-Zf-Verstärkersysteme, 2 AM-Zf-Verstärkersysteme.
12. Neutralisation über 180 Ω und 24 pF von der Basis des Transistors AF 137 zur Basis des Transistors AF 138 und eine weitere Neutralisation über eine Koppelwicklung vom Kollektorkreis des Transistors AF 137 über 18 pF und 82 Ω zur Basis des gleichen Transistors.
13. AM-Diode, Typ AA 112.
14. Ratiodetektor mit zwei Dioden AA 112.
15. bis 17. Im Einleitungsabschnitt besprochen.
18. Die Mittenspannung des Ratiodetektors wird zur automatischen Scharfabstimmung auf die

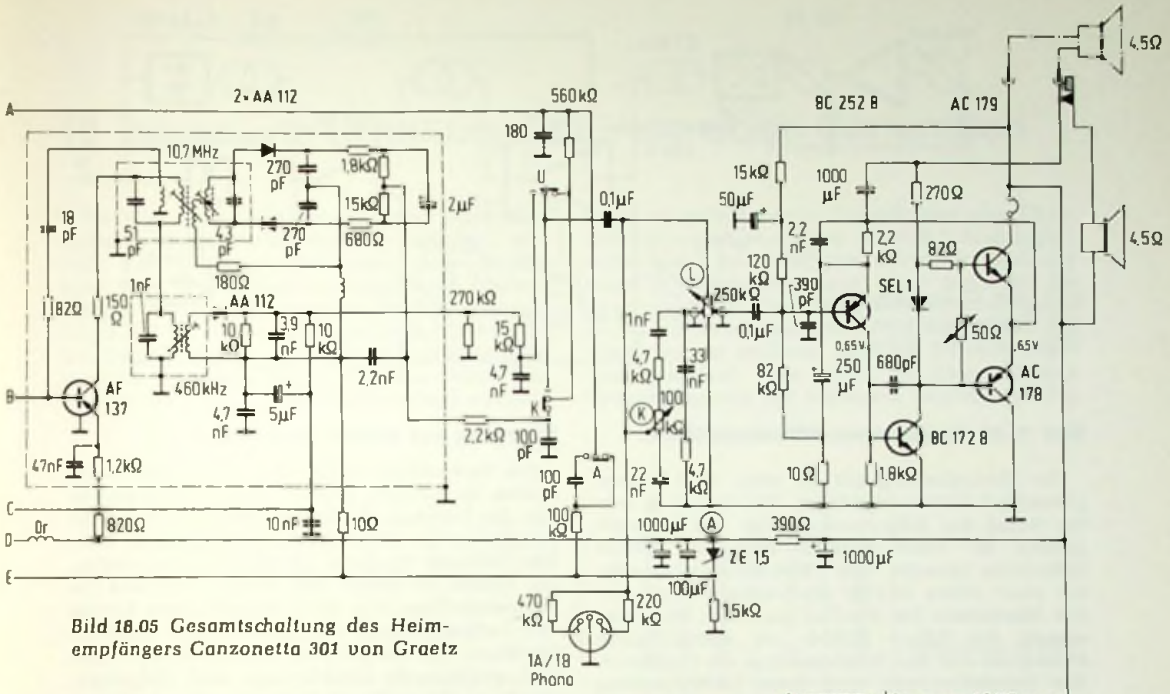


Bild 18.05 Gesamtschaltung des Heimempfängers Canzonetta 301 von Graetz

Kapazitätsdiode BA 111 des UKW-Oszillatorkreises geführt.

19. Begrenzung im Ratiodetektor und in den Zf-Stufen.
20. –
21. bis 29. Nicht besprochen.
30. Siehe Ziffer 18.

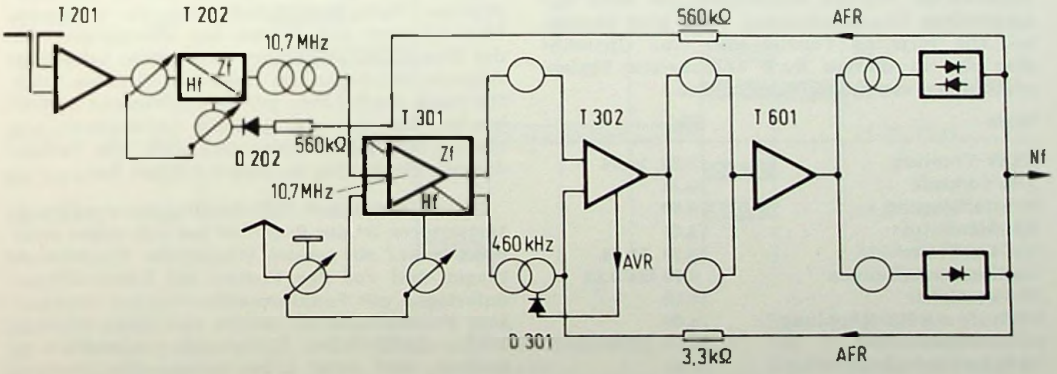


Bild 18.06 Aus Bild 18.05 herausgezeichnete Blockschaltung

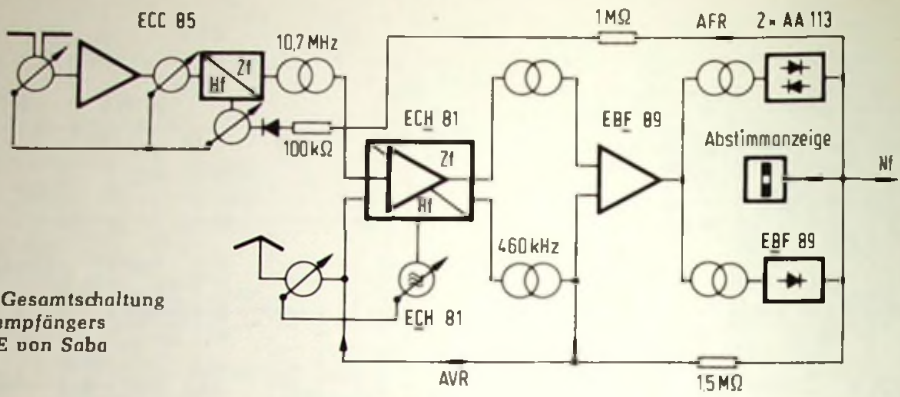


Bild 18.07 Gesamtschaltung des Heimempfängers Villingen E von Saba

Bild 18.07 Mittelklassen-Röhrenempfänger

Die Blockschaltung gilt für einen 1969 herausgebrachten Röhrenempfänger. Sie stellt den letzten Stand der Röhrentechnik dar und ist maßgebend für viele ähnliche noch im Betrieb befindliche Modelle. Der UKW-Baustein arbeitet mit einer Röhre ECC 85 für Vorstufe und additive Mischstufe. Im AM-Teil dient das Hexodensystem der Röhre ECH 81 als multiplikative Mischstufe und das Triodensystem als Oszillator. Das Hexodensystem wird beim UKW-Empfang als erste Zf-Verstärkerröhre umgeschaltet. Die Pentode der EBF 89 dient in beiden Empfangsarten zur Zf-Verstärkung vor der Demodulatorstufe. Zwei Dioden AA 113 sitzen im Ratiodetektor. Das Diodensystem der EBF 89 wirkt als AM-Demodulator.

Das Gerät enthält 9 FM-Kreise, davon 3 durchstimmbar, und 6 AM-Kreise, davon 2 durchstimmbar. Der UKW-Oszillator wird durch eine automatische Scharfabstimmung (AFR) gesteuert. Hexoden- und Pentodensystem erhalten beim AM-Empfang eine Regelspannung aus dem Diodenkreis. Auf die Wiedergabe der recht umfangreichen Gesamtschaltung wird hier verzichtet. Die folgende Tabelle gibt eine Übersicht über die in diesem Buch enthaltenen Stufenschaltbilder von Röhrenempfängern.

Stufe	Bild
UKW-Vorstufe	13.21, 13.34
AM-Vorstufe	13.21
Neutralisierung	9.50
AM-Mischstufe	14.21
AM-Oszillator	14.34, 14.44
Oszillatorschaltungen	9.18 bis 9.22
Zf-Verstärker	15.18
Nf-Stufe mit RC-Kopplung	16.05
Nf-Endstufe	16.08, 16.09
Nf-Verstärker, komplett	16.21
Netzteil	17.01, 17.04, 17.05

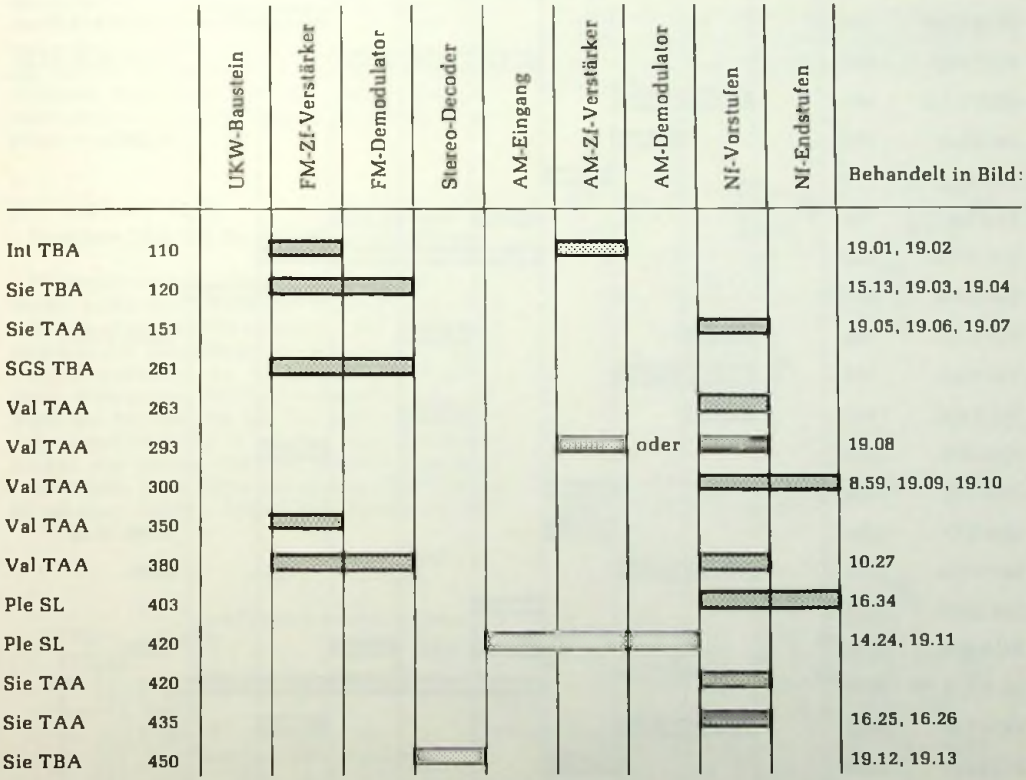
Übergang zur dritten Generation

Die Verbundröhren ECH 81, EBF 89 und ECL 86 stellen im Grunde bereits eine Art Integration dar. Sie beruhen auf den gleichen Überlegungen wie bei integrierten Halbleiterschaltungen, nämlich: Mehrere Systeme gleichzeitig herzustellen, um Kosten zu sparen. Bei Röhren war dies die Systemmontage über einer gemeinsamen Katode und Luftleerpumpen des Kolbens mit mehreren Systemen. Bei integrierten Halbleiterschaltungen sind gemeinsame Maskierungs- und Diffusionsvorgänge für mehrere Systeme wirtschaftlicher als die Herstellung von Einzeltransistoren. Bei Hochleistungs-HiFi-Geräten mit Einzeltransistoren wurde die Bestückung so umfangreich, daß das Format eines Fachbuches nicht ausreicht, um eine solche Schaltung abzubilden und zu analysieren. Bestückungen mit 50...60 Transistoren und 20...30 Dioden sind üblich, und die Schaltbildzeichnungen füllen fünf bis sechs DIN A 4-Blätter. Wie oft in der Technik setzte hier mit den integrierten Schaltungen eine Wende ein, um den Arbeits- und Materialaufwand zu verringern bzw. auf ein anderes Gebiet mit günstigeren Fertigungsmöglichkeiten zu verlagern. Man erinnere sich hierzu des Überganges von der Einzelverdrahtung zur gedruckten Schaltung. Anstelle Hunderte von Ösen und Drähten Stück für Stück durch Löten mit dem Lötkolben zu verbinden, ätzt man das gesamte Leitungsnetz aus einer Kupferfolie heraus und stellt alle Verbindungen gleichzeitig in einem Lötbad her.

Bei umfangreichen HiFi-Schaltungen aus Einzeltransistoren ist der Praktiker bei sich selbst mehr denn je auf ein solides Wissen der Grundschaltungen und von den Firmen auf Kundendienstunterlagen mit Funktionserläuterungen angewiesen. Fachwerkstätten sollten sich nicht scheuen, solche ausführlichen Unterlagen ausdrücklich zu fordern, weil sonst keine sachgemäße Wartung der Geräte möglich ist.

19 Integrierte Schaltungen für die dritte Generation

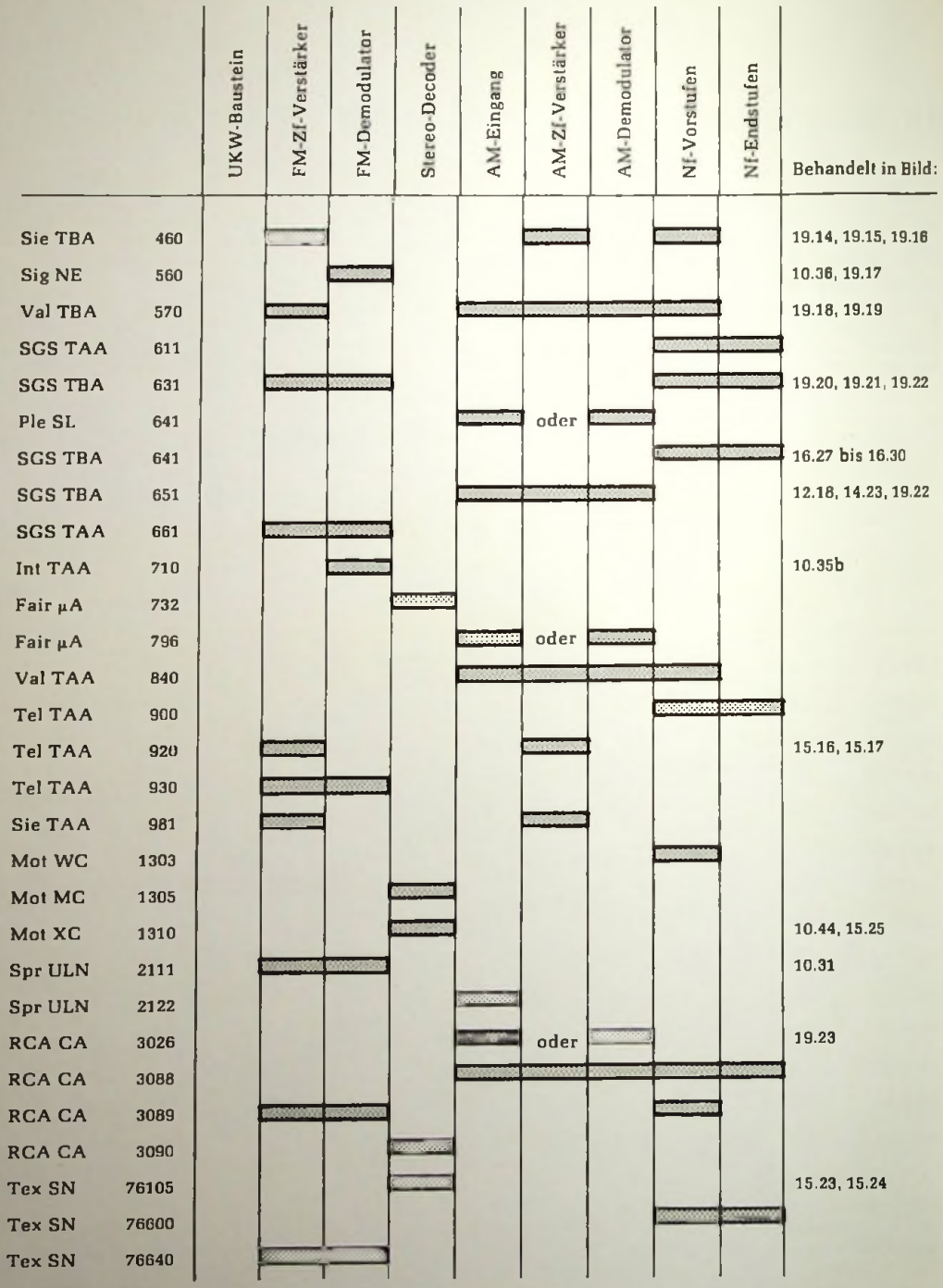
Für die Zusammenfassung von Transistorsystemen und Empfängerstufen bestehen sehr viele Kombinationsmöglichkeiten. Eine Gliederung nach der Stufenanordnung wird unübersichtlich, weil je nach Ermessen des Entwicklungslabors FM- oder AM-Eingangsstufen, Zf-Verstärker, Demodulatoren und Nf-Stufen untereinander kombiniert werden können. Um den Interessenten und vor allem dem Servicetechniker Richtlinien zu geben, wurde deshalb hier eine Übersicht mit zwei Koordinaten, nämlich 1. Empfängerstufen und 2. Bausteintypen, entworfen. Nach Art eines „Kreuzschienenfeldes" sind darin die für den jeweiligen Typ vorgesehenen Empfangsstufen durch ein schattiertes Feld angedeutet. Die Bausteintypen sind nur nach der Ziffernbezeichnung geordnet. Dies ergibt ein übersichtliches Ordnungssystem mit schnellem Zugriff und eine



Fair = Fairchild
Int = Intermetall
Mot = Motorola
Ple = Plessey

RCA = RCA
SGS = SGS Deutschland
Sie = Siemens
Sig = Signetic

Spr = Sprague
Tel = Telefunken
Tex = Texas Instruments
Val = Valvo


UKW-Baustein
FM-Zf-Verstärker
FM-Demodulator
Stereo-Decoder
AM-Eingang
AM-Zf-Verstärker
AM-Demodulator
Nf-Vorstufen
Nf-Endstufen
Behandelt in Bild:
Sie TBA 460
Sig NE 560
Val TBA 570
SGS TAA 611
SGS TBA 631
Ple SL 641
SGS TBA 641
SGS TBA 651
SGS TAA 661
Int TAA 710
Fair µA 732
Fair µA 796
Val TAA 840
Tel TAA 900
Tel TAA 920
Tel TAA 930
Sie TAA 981
Mot WC 1303
Mot MC 1305
Mot XC 1310
Spr ULN 2111
Spr ULN 2122
RCA CA 3026
RCA CA 3088
RCA CA 3089
RCA CA 3090
Tex SN 76105
Tex SN 76600
Tex SN 76640
oder
oder
oder
19.14, 19.15, 19.16
10.36, 19.17
19.18, 19.19
19.20, 19.21, 19.22
16.27 bis 16.30
12.18, 14.23, 19.22
10.35b
15.16, 15.17
10.44, 15.25
10.31
19.23
15.23, 15.24

genügend eindeutige Kennzeichnung. Davor gesetzt sind Kurzzeichen für die Herstellerfirmen sowie die von den Firmen angewendeten Buchstabenkombinationen vor den Zahlenangaben. Die Tabelle bringt nur eine Auswahl aus solchen Typen, für die Anwendungsbeispiele von den Halbleiterherstellern oder von den Rundfunkfirmen vorlagen. Die auf die Tabelle folgenden Abschnitte sind gleichfalls nach den Ziffernbezeichnungen der integrierten Schaltungen geordnet, um eine schnelle Information über die Eigenschaften der einzelnen Typen zu geben. Dies erscheint zweckmäßiger, als komplette Empfängerschaltungen mit integrierten Bausteinen zu besprechen, denn dabei können nur die Bestükkungen des jeweiligen Gerätetyps behandelt werden.

In diesen Abschnitten des Kapitels 19 sind aus Platzgründen nicht alle in der Tabelle aufgeführten Bausteintypen erläutert, doch wurden manche davon bereits in früheren Kapiteln besprochen. Die letzte senkrechte Tabellenspalte gibt Hinweise dazu. Die Beispiele wurden so ausgewählt, daß für die wichtigsten und hauptsächlichst verwendeten Kombinationen von Stufen innerhalb einer integrierten Schaltung Anwendungen gegeben werden.

Bild 19.01 und 19.02
Baustein TBA 110 für AM/FM-Zf-Verstärker

Die Innenschaltung dieses von der Firma Intermetall gefertigten Bausteins besteht nach Bild 19.01 aus drei Verstärkerstufen 1 bis 3. Sie sind zwischen den Anschlüssen 1 – 2 sowie 4 – 5 durch Koppelkapazitäten zu verbinden und ergeben einen dreistufigen Breitbandverstärker mit RC-Kopplung für 460 kHz bis 10,7 MHz. Ein Regelspannungsverstärker 4 steuert die Basisspannungen der ersten und der zweiten Signalverstärkerstufe. Eine Kette aus drei in Flußrichtung betriebenen Dioden bildet den Spannungskonstanthalter 5. Die daran liegende Teilspannung von etwa 1,8 V stabilisiert die Basisspannungen der Verstärkertransistoren und steht für ähnliche Zwecke außerhalb der integrierten Schaltung zur Verfügung. Bei FM-Betrieb arbeitet der Verstärker mit Begrenzerwirkung.

Bild 19.02 stellt ein Anwendungsbeispiel dar. Die Zf-Signale sind über zwei in Reihe liegende Kreise für 10,7 MHz und 460 kHz zuzuführen. Die erforderliche Gesamtselektion muß durch davorliegende Bandfilter oder Keramikfilter erfolgen. An die Ausgänge sind Ratiodetektor und AM-Demodulatordiode anzuschließen. Der AM-Demodulator liefert über die Klemme 7 der integrierten Schaltung die Regelspannung für den internen Regelspannungsverstärker. Die Signalverstärkerstufen sind über Kondensatoren mit 4,7 nF gekoppelt. Die anderen Kapazitäten dienen als Erdungs- und Siebkondensatoren.

Literatur

Lövel: TBA 110, eine integrierte Schaltung für AM/FM-Zf-Verstärker. Funk-Technik 1970, H. 9, S. 316; oder Intermetall-Sonderdruck, Best.-Nr. 6200-71-1 D.

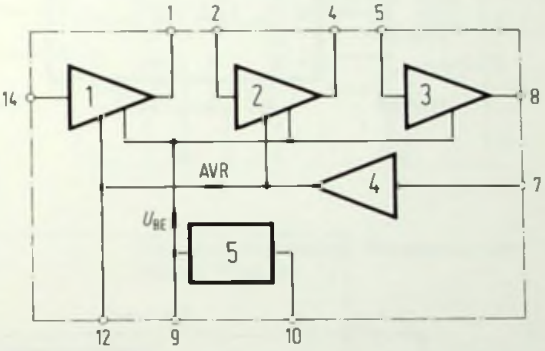


Bild 19.01 Blockschaltung des Zf-Verstärkerbausteins TBA 110 (Intermetall)

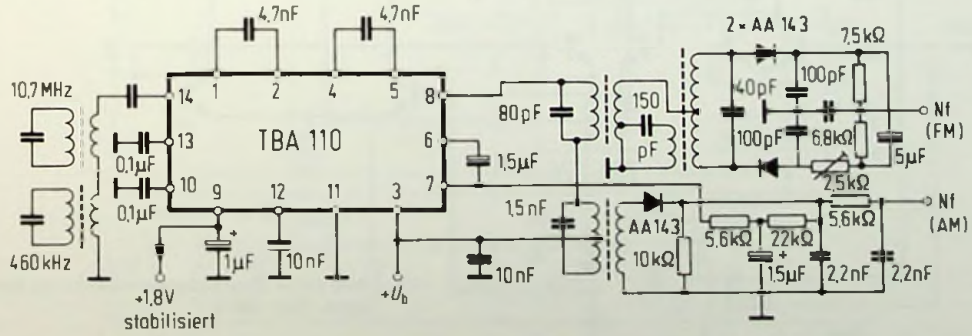


Bild 19.02 Anwendungsbeispiel für die integrierte Schaltung TBA 110

Bild 19.03 und 19.04 Baustein TBA 120 für FM-Zf-Verstärker mit Demodulator

FM-Zf-Verstärker mit Demodulatoren wurden als integrierte Schaltungen vorwiegend für den 5,5-MHz-Differenztonverstärker in Fernsehempfängern geschaffen, doch lassen sie sich auch für 10,7 MHz in Rundfunkempfängern verwenden. Der Baustein TBA 120 von Siemens enthält einen achtstufigen direkt gekoppelten Verstärker mit starker Begrenzerwirkung zur AM-Unterdrückung und einen Koinzidenzdemodulator. Die Anwendung dieses Bausteines für einen Zf-Verstärker mit Keramikfiltern wurde bereits in Bild 15.13 behandelt. Bei einer weiteren Ausführung Typ TBA 120 S sind die Koppelkondensatoren für den Phasenschieberkreis mit integriert. Bild 19.03 zeigt außerdem ein 5-kΩ-Potentiometer zur „kalten" Lautstärkeeinstellung, vgl. Bild 16.12. Der FM-Demodulator wird durch Abgleichen des Phasenschieberkreises auf die Resonanzfrequenz eingestellt. Die Zf-Selektionskreise sind am Eingang des Bausteines zu konzentrieren.

Bei dieser integrierten Schaltung sind zwei Verstärkerstufen als Doppelbrücke geschaltet. Sie lassen sich daher als Multiplizierstufe verwenden. Die Firma Loewe Opta nutzt dies bei einem HiFi-Steuergerät aus, um damit einen sehr klirrarmen AM-Demodulator mit Produkt-Detektor zu schaffen[1]). Bei dem Steuergerät 2001 wird der

1 Das Prinzip dieses Verfahrens wurde in Bild 10.19 besprochen.

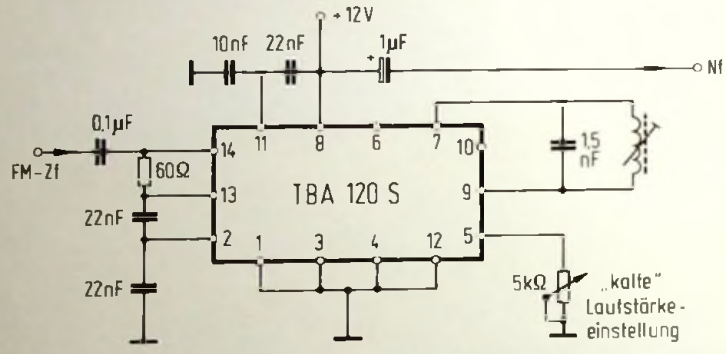


Bild 19.03 Baustein TBA 120 S für einen FM-Zf-Verstärker mit Koinzidenzdemodulator

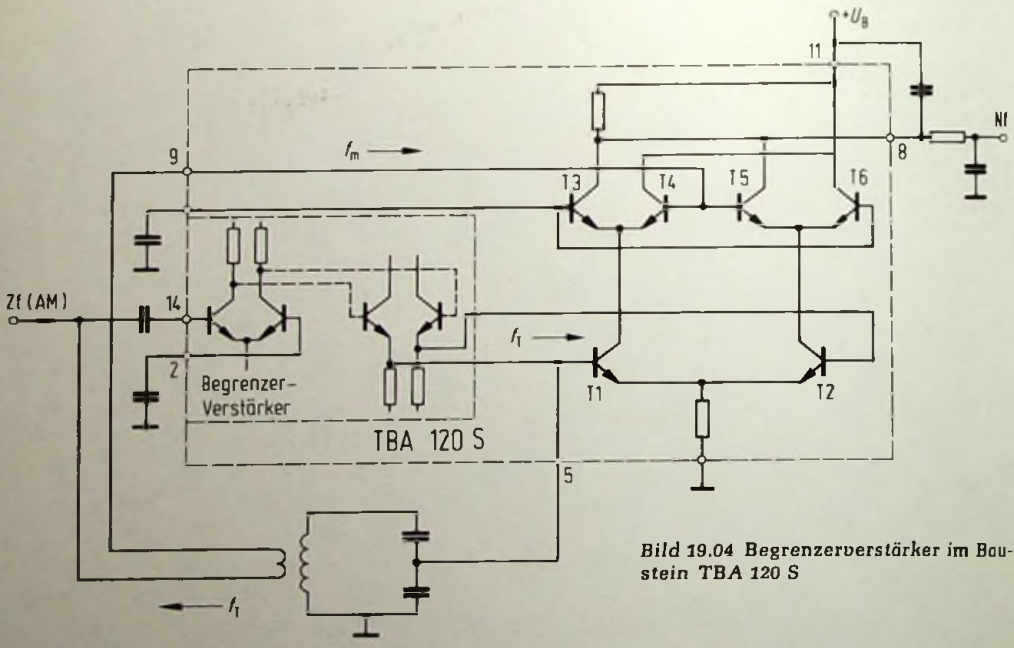


Bild 19.04 Begrenzerverstärker im Baustein TBA 120 S

Träger nicht durch eine Phasenregelschleife, sondern durch sehr starke Begrenzung des FM-Zf-Signals gewonnen. Dazu dienen nach Bild 19.04 die Vorstufen im Baustein TBA 120 S. Durch den sechsstufigen Begrenzerverstärker werden sämtliche Amplitudenschwankungen des AM-Signals weggeschnitten, das bedeutet, daß die Seitenbänder vollkommen unterdrückt sind und nur die Trägerfrequenz f_T den Brückentransistoren T 1 und T 2 zugeführt wird. Die modulierte Frequenz f_m gelangt an die Transistoren T 4 und T 5 der Brücke. Am Ausgang steht dann die praktisch unverzerrte Niederfrequenzspannung zur Verfügung. Ein Teil der gewonnenen Trägerfrequenz f_T wird über einen darauf abgestimmten Schwingkreis dem modulierten Signal f_m zugesetzt. Dessen Träger wird dadurch um 10 dB angehoben. Das ist von Vorteil bei Fernsendern, bei denen sogenannter Trägerschwund auftritt, der ebenfalls zu Verzerrungen Anlaß gibt.

Literatur

Dennewitz: Eine interessante Receiver-Schaltung – klirrarmer AM-Demodulator. Funkschau 1971, H. 16, S. 495.

Bild 19.05 bis 19.07
Dreistufiger Nf-Verstärker TAA 151

Die relativ einfache Innenschaltung Bild 19.05 besteht aus einem Einzelsystem T 1 und einem zweistufigen direkt gekoppelten Verstärker T 2 – T 3. Infolge der hohen Gesamtverstärkung lassen sich damit stark gegengekoppelte Schaltungen zur Klangbeeinflussung bauen. Bild 19.06 zeigt einen Vor- und Entzerrerverstärker für magnetodynamische Tonabnehmer. Bei ihnen steigt die Ausgangsspannung bei höheren Frequenzen stark an, denn nach dem Induktionsgesetz ergibt sich bei schnellen Änderungen des Magnetfeldes eine höhere Spannung. Diese ansteigende Spannung muß bei der Wiedergabe abgesenkt werden. Dazu dient die tiefenanhebende Gegenkopplung vom Ausgang zurück auf die beiden ersten Stufen.

Siemens gibt noch eine weitere, in Bild 19.07 dargestellte Möglichkeit für diesen Baustein an. Das getrennt herausgeführte System T 1 kann als Zf-Verstärkerstufe dienen, und die Systeme 2 und 3 werden dann als Nf-Vorverstärker benutzt.

Literatur:

Dennewitz: Integrierte Schaltungen in der Unterhaltungs-Elektronik, 1. Aufl. 1970, S. 58. Franzis-Verlag, München.

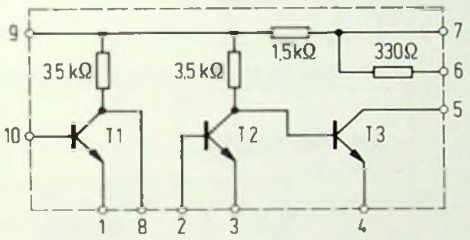


Bild 19.05 Dreistufiger integrierter Verstärker TAA 151

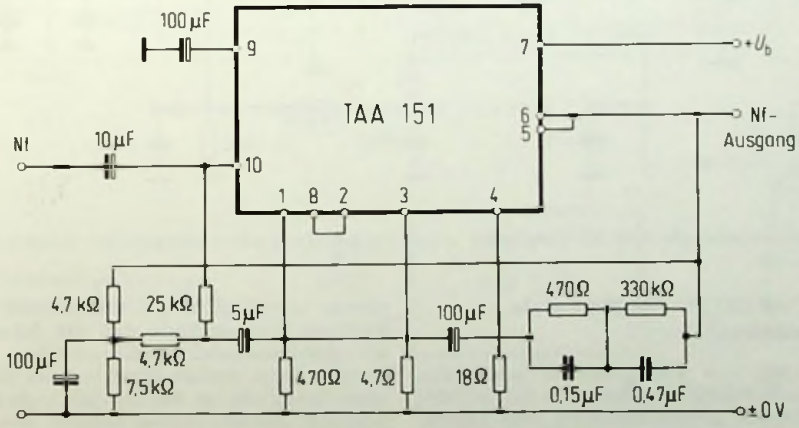


Bild 19.06 Anwendung des TAA 151 für einen Nf-Vorverstärker

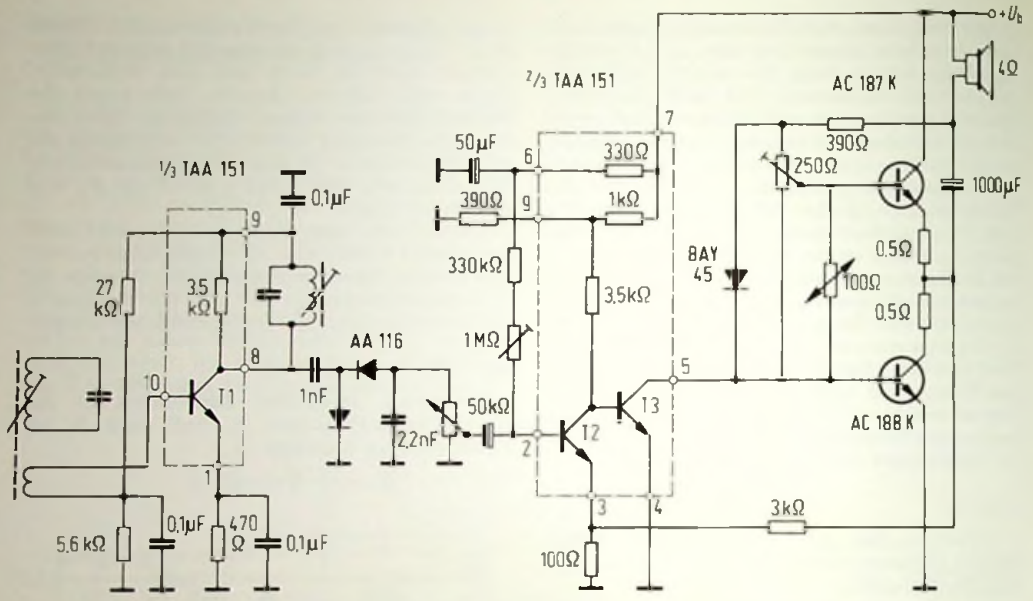


Bild 19.07 Aufteilung des TAA 151 in eine Zf-Stufe und zwei Nf-Stufen

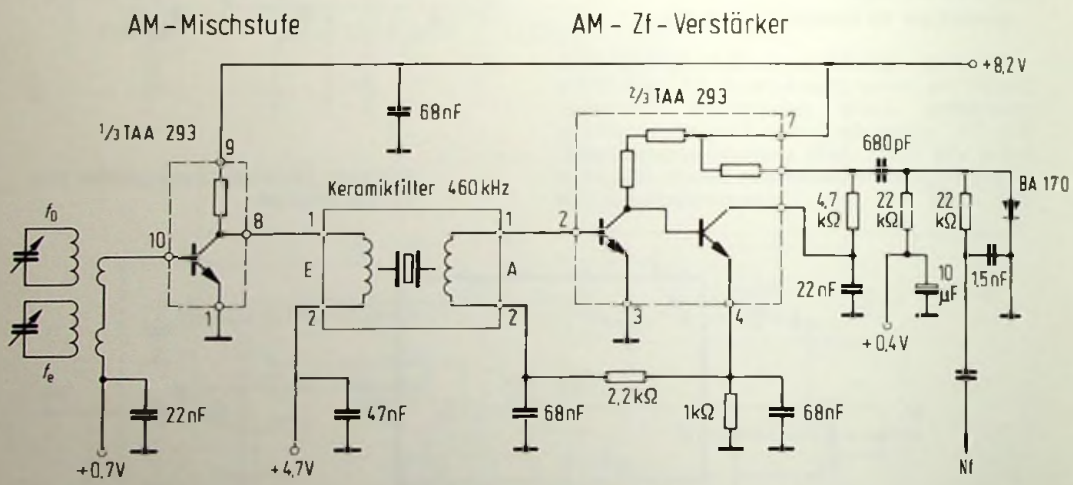


Bild 19.08 AM-Mischstufe und Zf-Verstärker unter Verwendung einer integrierten Schaltung TAA 293

Bild 19.08 TAA 293 als AM-Mischstufe und Zf-Verstärker

Der TAA 293 von Valvo besitzt genau die gleiche Innenschaltung wie der TAA 151 in Bild 19.05, lediglich ein Widerstandswert wird anders angegeben (1 kΩ statt 1,5 kΩ). Die Grenzfrequenz dieses ursprünglich als Nf-Baustein gedachten Systems liegt so hoch, daß die Schaltung auch als AM-Zwischenfrequenzverstärker verwendet werden kann. Loewe Opta wendet ihn sogar in einer Schaltung an, bei der das erste System als additive AM-Mischstufe benutzt wird. Die Zf-Selektion ist in Form eines Keramikfilters zwi-

schen den Anschlußpolen 8 und 2 konzentriert. Dazu wird ein Kompaktfilter von Valvo verwendet[1]).

Diese Schaltung wird in den Geräten T 46, T 56 und im Modell 22 806 von Loewe Opta benutzt.

Literatur

Dennewitz: Integrierte Schaltungen in der Unterhaltungs-Elektronik, 1. Aufl. 1970, S. 72. Franzis-Verlag, München.

Bild 19.09 und 19.10
Integrierter 1-W-Nf-Verstärker Typ TAA 300

In diesem Baustein sind Vorstufe, Komplementär-Treiberstufe und Gegentakt-B-Endstufe sowie eine Stabilisierungsschaltung für den Ruhestrom der Endstufe integriert. Die Innenschaltung Bild 19.09 läßt erkennen, wieviel komplizierter dadurch die Anordnung z. B. gegenüber Bild 19.05 wird.

Transistoren vom pnp-Typ lassen sich in integrierter Technik nur schwer mit hoher Stromverstärkung herstellen. Deshalb arbeitet die Gegentakt-B-Endstufe mit npn-Transistoren in Quasi-Komplementärschaltung. Die Endsysteme T 9 und T 10 werden durch die Stromverstärkertransistoren T 7 und T 8 zu Darlington-Paaren ergänzt. Ihre hohe Stromverstärkung macht es möglich, den Kollektorstrom der Treiberstufe T 4, T 5 niedrig zu halten. Der zur Phasenumkehr dienende pnp-Transistor T 6 hat eine Stromverstärkung von $\beta \approx 1$. Damit ist eine gute Symmetrie der Endstufe gewährleistet. Eine Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor T 11 hält den Ruhestrom der Endstufe bei Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur annähernd konstant. Bei diesem Baustein ist eine Kapazität von 10 pF als höhenbegrenzende Gegenkopplung in der Treiberstufe mit einintegriert,

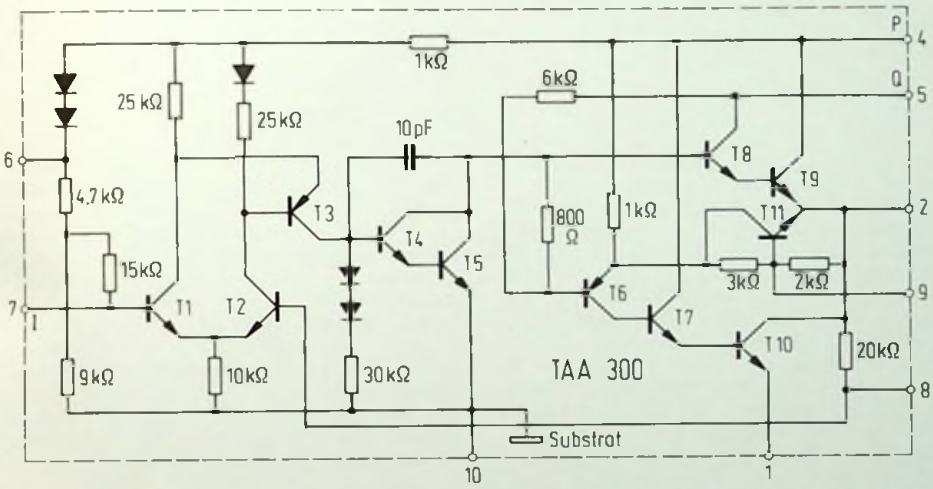


Bild 19.09 Innenschaltung des Bausteins TAA 300

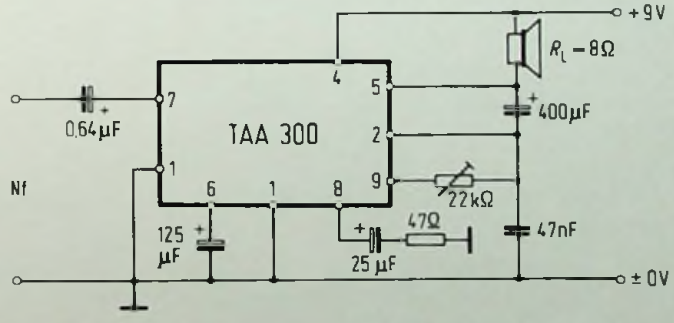


Bild 19.10 Vollständige Nf-Verstärker mit dem Baustein TAA 300

1 Siehe Bild 4.47 bis 4.50.

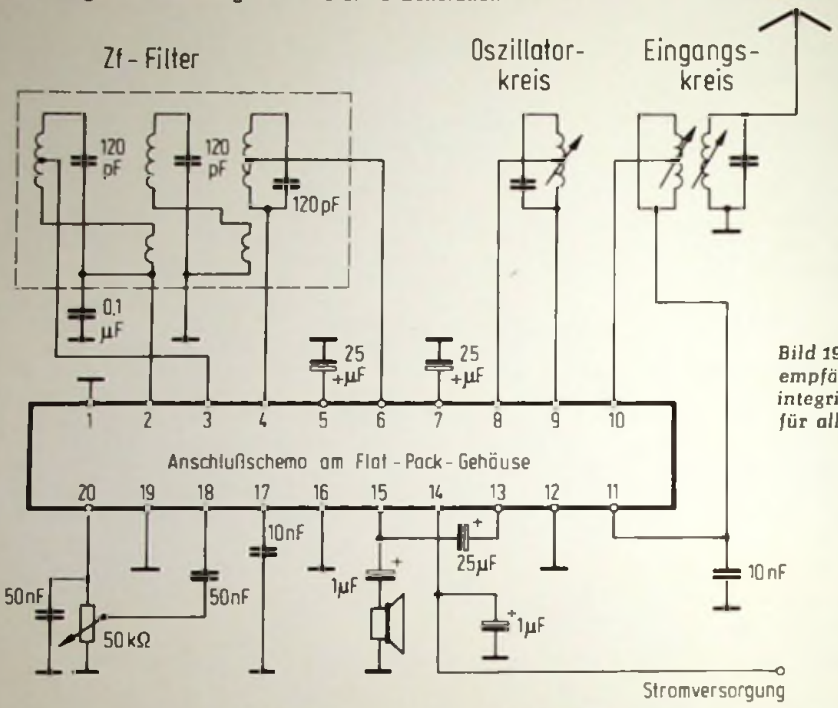


Bild 19.11 AM-Taschenempfänger mit einer integrierten Schaltung für alle Stufen

um Störungen durch hochfrequente fremde Signale zu unterdrücken. Die Eingangsstufe T 1, T 2 ist als Differenzverstärker ausgeführt.

Die Gesamtschaltung Bild 19.09 würde, aus Einzelelementen aufgebaut, einen erheblichen Aufwand erfordern. Bei Verwendung des TAA 300 kommt man jedoch mit einem Minimum an Bauelementen aus, wie das Anwendungsbeispiel Bild 19.10 zeigt. Die Wechselstromgegenkopplung des Verstärkers wird mit dem Widerstand zwischen dem Anschluß 8 und Masse auf das gewünschte Maß eingestellt. Mit dem Trimmwiderstand am Anschluß 9 ist der Gesamtruhestrom bei einer Speisespannung von 9 V auf 8 mA einzustellen. Die Schaltung eignet sich für leichte Reiseempfänger mit max. 1 W Ausgangsleistung. Ein integrierter Nf-Baustein mit Endstufe für 3 W Leistung wurde in Bild 16.27 bis 16.30 besprochen.

Literatur

Transistor-Kompendium Teil III, Niederfrequenz-Verstärker, S. 277. Herausgeber Valvo GmbH.

Bild 19.11 Integrierter AM-Empfänger mit SL 420

Die Eingangsschaltung dieses Bausteines, eine multiplikative Mischstufe, wurde in Bild 14.24 behandelt. Die gesamte Anordnung besteht aus 20 Transistorsystemen und enthält sämtliche aktiven und passiven Elemente für einen AM-Empfänger auf einem einzigen Chip in einem Gehäuse mit 20 Anschlüssen. Außen anzuschalten sind nur die Schwingkreise, Sieb- und Erdungskondensatoren mit größeren Kapazitätswerten sowie das Lautstärkepotentiometer und der Lautsprecher. Wenn es sich hierbei auch nur um ein einfaches Gerät, etwa einen Taschenempfänger, handelt, so ist die Vereinfachung doch frappierend und läßt ermessen, wie weiterhin die Schaltungstechnik größerer Empfänger durch integrierte Bausteine vereinfacht werden kann.

Literatur

[1] Dennewitz: Auf dem Weg zum vollintegrierten Rundfunkempfänger? Funkschau 1969, H. 8, S. 217.

[2] Dennewitz: Integrierte Schaltungen in der Unterhaltungselektronik, S. 74. Franzis-Verlag, München.

Bild 19.12 und 19.13 TBA 450, integrierter Stereodecoder nach dem Matrixverfahren

Die Ziffernfolge 450 ist doppelt belegt. Die integrierte Schaltung TAA 450 ist ein Zf-Verstärkerbaustein. Die Ausführung TBA 450 stellt einen

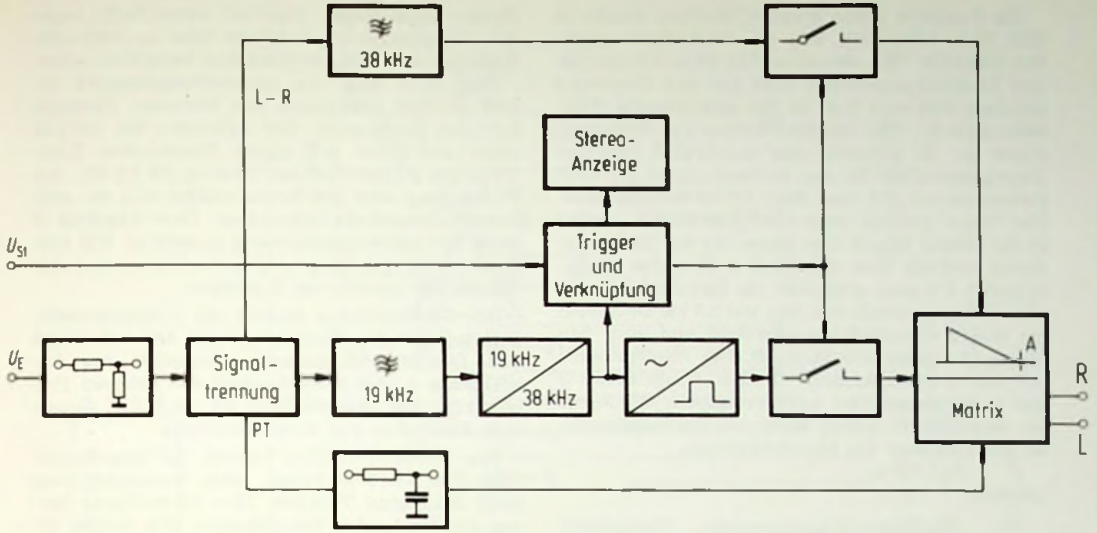


Bild 19.12 Blockschaltung des integrierten Stereodecoders TBA 450

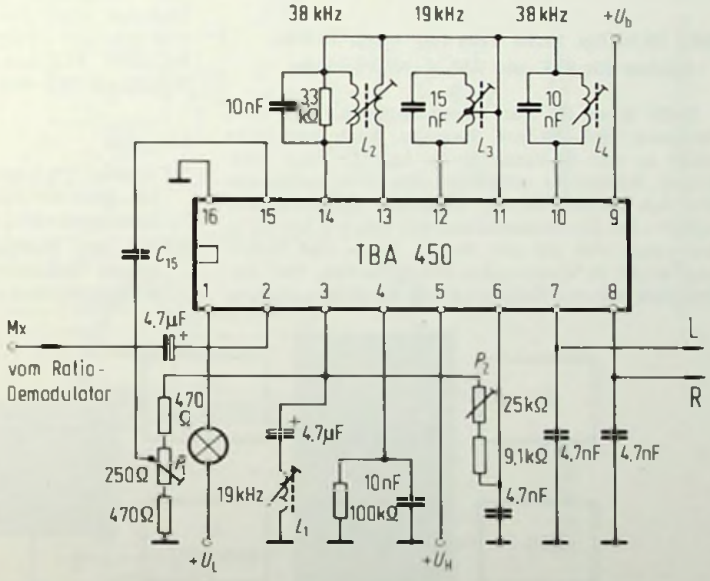


Bild 19.13 Anwendungsbeispiel für den TBA 450 mit den Schwingkreisen für die Matrixschaltung

integrierten Stereodecoder nach dem Matrixverfahren dar. Bild 19.12 zeigt ein Blockschema davon. Der Baustein decodiert das Mx-Signal und schaltet automatisch von Mono auf Stereo um. Dieses Umschalten kann entweder allein durch Empfang des Pilottons ab einer einstellbaren Schwelle erfolgen oder auch zusätzlich von der Höhe des Antennensignals abhängig gemacht werden. Das bedeutet, daß erst bei weitgehend störungsfreiem Empfang auf Stereo umgeschaltet wird. Der Baustein enthält außerdem eine Treiberstufe für die Stereoanzeige. Die Schaltung arbeitet bei Versorgungsspannungen von 4,5 V bis 18 V und läßt sich daher für batteriebetriebene und für netzgespeiste Geräte verwenden.

Die Funktion eines Matrix-Decoders wurde in Bild 15.21 behandelt. Die Anschlußschaltung für den Baustein TBA 450 ist in Bild 19.13 dargestellt. Das Multiplexsignal Mx wird auf den Eingang 2 gegeben und von dort in die drei Kanäle Summensignal (L + R), 19-kHz-Pilotton und Differenzsignal (L − R) getrennt. Am Anschluß 3 liegt das Deemphasisglied für das Summensignal mit dem Potentiometer P 2 und dem 4,7-nF-Kondensator. Das Signal gelangt dann über Anschluß 6 wieder in die Matrix hinein. Der Kanal für das Differenzsignal verläuft vom Anschluß 3 über das Potentiometer P 1 zum Anschluß 15. Dann wird es in einer internen Stufe mit dem mit 3,3 kΩ bedämpften 38-kHz-Schwingkreis verstärkt und über Anschluß 13 wieder eingekoppelt. Der Pilotton wird mit den Schwingkreisen an den Anschlüssen 3 und 12 herausgefiltert und verdoppelt. Der Kreis am Anschluß 10 liefert dann die Trägerfrequenz für die Funktion der Matrixschaltung.

Literatur

—,—: Halbleiter-Schaltbeispiele, Integrierte Schaltungen 1971/72, S. 94. Siemens Aktiengesellschaft.

Bild 19.14 bis 19.16 TBA 460 — ein Zf-Verstärker für FM und AM + Nf-Vorstufe

Recht hoch ist der Integrationsgrad bei dem Baustein TBA 460 von Siemens. Nach Bild 19.14 dient er zur Zf-Verstärkung im FM- und AM-Kanal. Außerdem enthält er die Nf-Vorstufe sowie den Treiber für die Endstufe. Die Schaltung arbeitet bei Betriebsspannungen von 4 V bis 18 V. Sie eignet sich für alle Reise-, Auto- und Heimempfänger in Mono- oder Stereobetrieb. Der Nf-Verstärker kann Endstufen bis zu 10 W Leistung direkt aussteuern. Das ist vorteilhaft, wenn Reiseempfänger am Lichtnetz oder im Auto eine Endstufe mit höherer Leistung betreiben sollen.

Bild 19.15 zeigt ein Anwendungsbeispiel. Zf- und Nf-Teil sind darin zur besseren Übersicht getrennt dargestellt. Zur Selektion bei 460 kHz dient ein Filter mit einem keramischen Resonator als Koppelelement (Stemag FP 2 S 05). Am Zf-Ausgang sind der Ratiodetektor und die AM-Demodulatordiode angeordnet. Über Anschluß 16 wird die AM-Regelspannung zugeführt. Für FM-Betrieb ist die Regelung unwirksam, und der Verstärker arbeitet als Begrenzer.

Der Nf-Verstärker steuert die Komplementär-Endstufe mit den Transistoren AC 187 und AC 188 aus. Der 55-pF-Kondensator zwischen den Anschlüssen 6 und 8 beschneidet die höheren Frequenzen. Die Widerstände RK und RK' dienen zum Einstellen der Gegenkopplung.

Für Stereoverstärker kommt die Grundschaltung Bild 19.16 in Frage. Man verwendet dazu zwei Bausteine TBA 460. Ihre Nf-Sektoren dienen für die beiden Stereokanäle. Die beiden Zf-Sektoren ergeben getrennte Verstärkerzüge für 10,7 MHz und 460 kHz. Dies hat den Vorteil, daß nur Umschalter im Nf-Teil erforderlich sind. Dadurch wird die Leitungsführung vereinfacht, und Hf- und Zf-Verstärker stören sich gegenseitig nicht. Für den Decoder wird die integrierte Schaltung TBA 450 verwendet.

Literatur

[1] *Rymus:* TBA 460, ein monolithischer AM-FM-ZF- und NF-Verstärker. Siemens-Bauteile-Information 1971, H. 1, S. 26.

[2] *Rymus:* Halbleiter-Schaltbeispiele – Integrierte Schaltungen 1971/72, S. 90. Siemens Aktiengesellschaft.

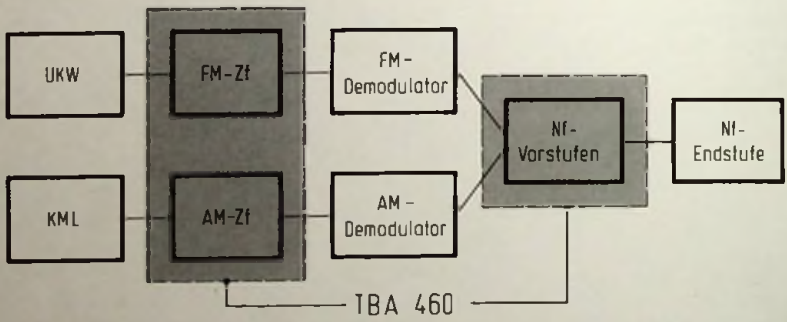


Bild 19.14 Im Baustein TBA 460 integrierte Stufen

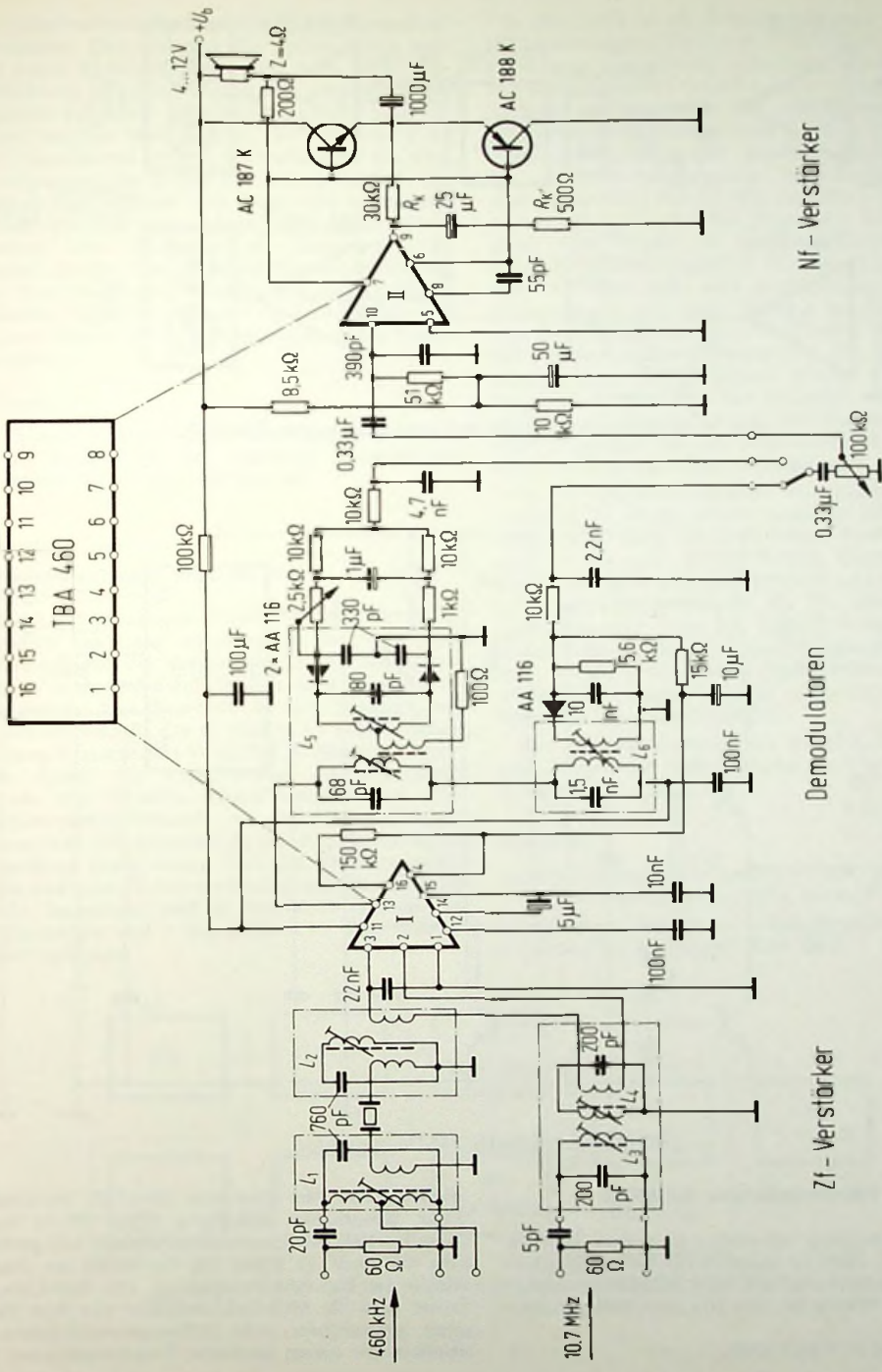


Bild 19.15 Anwendungsschaltung für den TBA 460

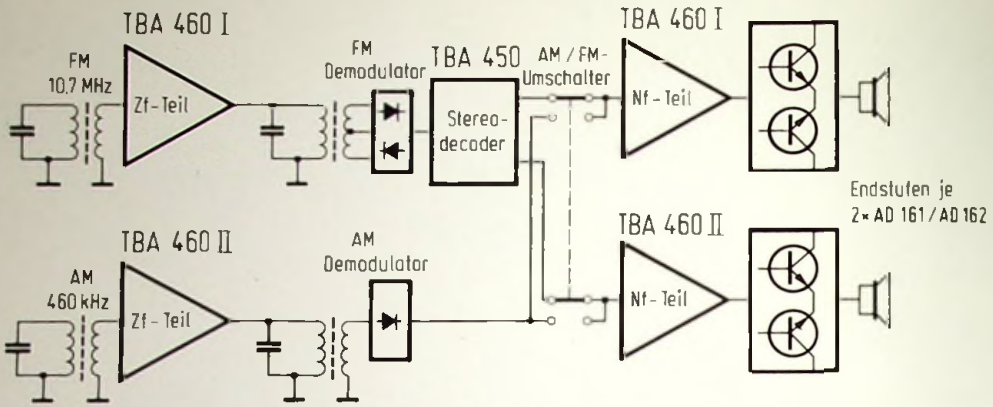


Bild 19.16 Stereo-Empfänger mit zwei Bausteinen TBA 460

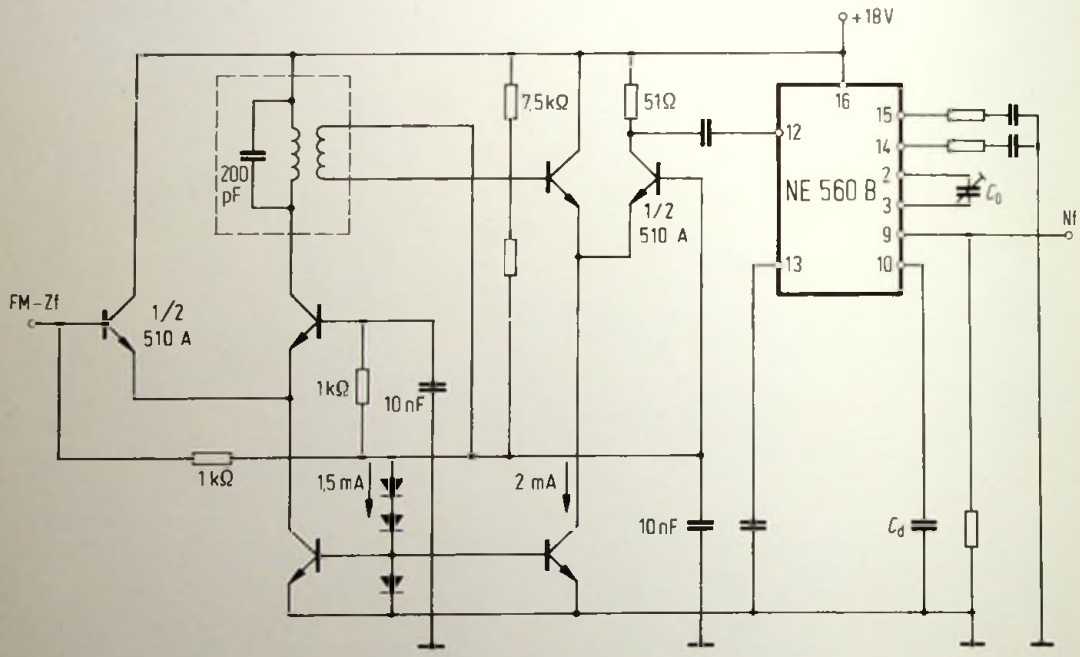


Bild 19.17 Integrierter FM-Demodulator

Bild 19.17 FM-Demodulator NE 560 B

Diese Schaltung arbeitet mit einem Phasenregelkreis [1]). Hier sei lediglich die äußere Beschaltung in Verbindung mit dem FM-Zf-Verstärker dargestellt. Dieser besteht aus zwei Differenzverstärkerstufen, die man sich ebenfalls innerhalb einer integrierten Schaltung (Typ 510 A) vorzustellen hat. Der Eingangssignalpegel soll größer sein als 2 mV. Je höher die Spannung ist, desto besser ist die AM-Begrenzung. Die Selektionsmittel sind als Mehrfachbandfilter vor dem Eingang anzuordnen. Jede Differenzverstärkerstufe arbeitet mit einem weiteren Transistorsystem in

1 Siehe Bild 9.25 und 10.36.

der gemeinsamen Emitterleitung als Stromkonstanthalter. Der Ausgang der ersten Stufe enthält einen Zf-Schwingkreis, der über eine Koppelwicklung an den Eingang der zweiten Stufe angepaßt ist. Über Anschluß 12 gelangt das Zf-Signal auf den Demodulator. Die RC-Glieder an den Anschlüssen 14 und 15 bestimmen die Frequenzgrenzen des in der Phasenregelschleife liegenden Tiefpaßfilters und damit den Mitnahmebereich und die Ansprechschwelle. Diese Werte werden vom Herstellerwerk festgelegt. Das gleiche gilt für den Deemphasiskondensator C_d. Der Servicetechniker braucht also nur noch den Trimmer C_0 nachzustellen – eine wesentlich einfachere Arbeit als das Abgleichen eines Ratiodetektors.

Literatur

Grebene: A Monolithic Phase-Locked-Demodulator. Druckschrift der Signetic Corporation; Deutsches Büro: 7000 Stuttgart 80.

Bild 19.18 und 19.19
Reiseempfänger mit TBA 570

Eine AM-Mischstufe und eine AM-Demodulatordiode benötigen eigentlich so wenige aktive Elemente, daß der Gedanke nahe lag, sie zusätzlich in einen Baustein ähnlich dem TBA 460 zu integrieren. Das Ergebnis ist der TBA 570 von Valvo. Er umfaßt die in Bild 19.18 angedeuteten aktiven Systeme. Ein Vergleich zu Bild 19.14 zeigt, wie damit die Integrierung weitergetrieben wurde. Der Baustein TBA 570 enthält die AM-Hochfrequenzmischstufe mit Oszillator, den Zf-Verstärker, die Signaldiode mit Regelspannungserzeugung sowie einen Teil des FM-Zf-Verstärkers und den Nf-Vorverstärker mit der Treiberstufe. Insgesamt sind 31 Transistorsysteme, 30 Widerstände und 2 Kapazitäten in dem Bauelement vereinigt.

In Bild 19.19 ist ein Schaltungsauszug aus dem Philips-Reisesuper Orkan de Luxe dargestellt, der mit dieser integrierten Schaltung arbeitet. Die AM-Eingangskreise werden im Punkt 2 an die Hf-Stufe angekoppelt. Die Oszillatorabstimmkreise liegen an den Punkten 3 und 4. Über eine Verstärkerstufe und den Anschluß Punkt 1 wird die AM-Zwischenfrequenz ausgekoppelt und einem Bandfilter für 460 kHz zugeführt. Es arbeitet mit einem keramischen Resonator als Koppelglied. Über Punkt 15 wird das Signal dem Baustein wieder zugeführt, durchläuft eine weitere Verstärkerstufe, wird gleichgerichtet, und die Nf-Spannung geht über Punkt 5 zu den Klang- und Lautstärkeeinstellern. Außerdem liefert die AM-Diode die Regelspannungen für zwei Verstärkerstufen. Das Nf-Signal gelangt dann über Punkt 12 nochmals in den Baustein, wird zweistufig verstärkt und dann der Gegentakt-Endstufe zugeführt. An den Punkten 10 und 13 sind Gegenkopplungszweige angeschlossen.

Die FM-Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wird zunächst in einem Einzeltransistor BF 194 verstärkt und dann ebenfalls dem Punkt 15 zugeführt. Sie wird in der dritten Breitbandstufe weiter verstärkt und gelangt dann an einen separaten Begrenzerverstärker für FM, dessen Ausgangsspannung über die Punkte 6 und 7 zum Ratiodetektor führt. Seine Ausgangsspannung liegt ebenfalls am Lautstärkeeinsteller. Die Niederfrequenzsignale nehmen also den gleichen Weg wie beim AM-Empfang.

Die Betriebsspannung ist an den Punkten 6 und 8 und die Masseleitung an 9 und 16 angeschlossen.

Literatur

[1] Knobloch: Reiseempfänger mit integrierter Schaltung. Funkschau 1971, H. 12, S. 387.

[2] Knobloch: Integrierte Schaltkreise. Philips-Kontakte, H. 20, Juni 1971, S. 7.

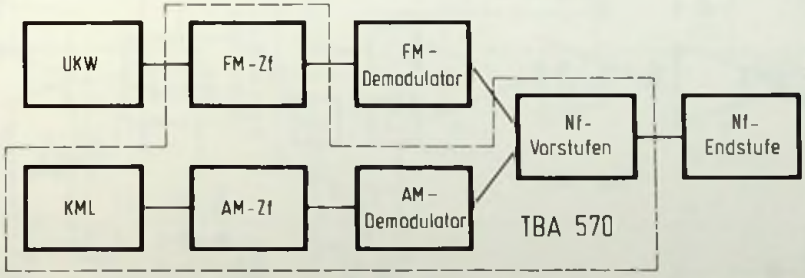


Bild 19.18 Integrierte Schaltungsstufen im Baustein TBA 570

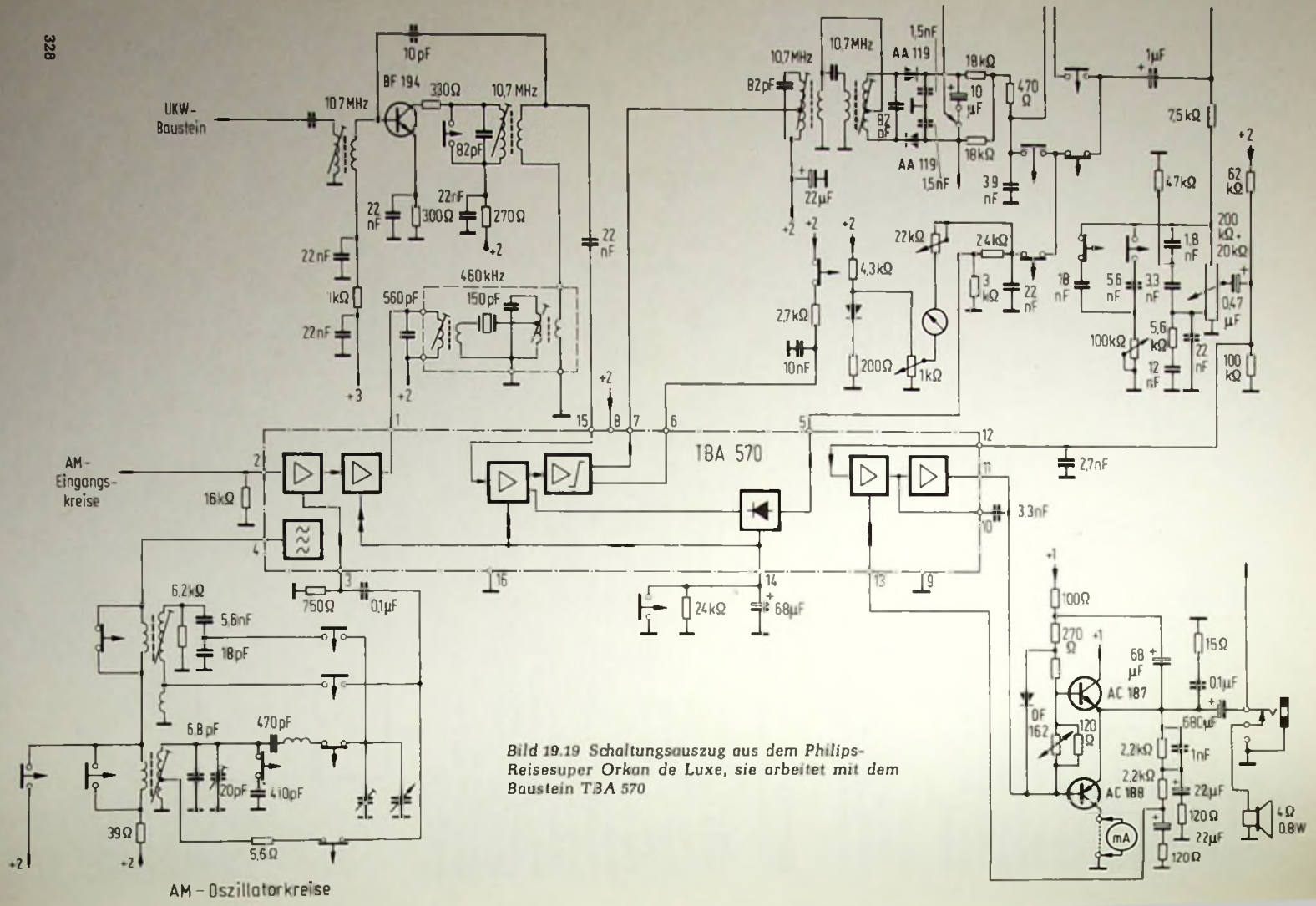


Bild 19.19 Schaltungsauszug aus dem Philips-Reisesuper Orkan de Luxe, sie arbeitet mit dem Baustein TBA 570

Bild 19.20 und 19.21 TBA 631 — FM-Zf-Verstärker, Demodulator und Nf-Leistungsverstärker

Dies ist ein typischer Baustein für den 5,5-MHz-Tonkanal in Fernsehempfängern. Aber er ist auch für Rundfunkempfänger geeignet. Bild 19.20 zeigt, welche Stufen damit bedient werden können. Nach Bild 19.21 sind integriert: Zf-Verstärker mit Begrenzer, Koinzidenzdemodulator mit Emitterfolger am Ausgang und ein Nf-Verstärker mit Vorstufe, Treiber und Endstufe. Die Nf-Spannung hinter dem Koinzidenzdemodulator wird über ein Lautstärkepotentiometer heraus- und dann über Anschluß 3 wieder hereingeführt, um im Nf-Teil weiterverarbeitet zu werden.

Der Zf-Verstärker im Eingang arbeitet als Begrenzer. Die Arbeitspunkte seiner Transistoren werden durch eine Gegenkopplung über den Widerstand R_G stabilisiert. Die Selektion ist vor dem Baustein als mehrstufiges Keramikfilter zu konzentrieren. Der Koinzidenzdemodulator ermöglicht für 10,7 MHz eine Umwandlerkennlinie mit 450 kHz Breite. Er ergibt also für den üblichen Frequenzhub von ± 75 kHz eine gute Linearität. Der Nf-Teil kann durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung ergänzt werden, die als Klangeinsteller auszubauen ist. Bei 22 V Betriebsspannung liefert die Endstufe 2,2 W Ausgangsleistung bei 1 % Klirrfaktor.

Literatur

Bertotti und *Sabbadini*: TBA 631 – IF amplifier; detector; low frequency power amplifier. Druckschrift der SGS Deutschland, Dezember 1970.

Bild 19.22 AM-FM-Rundfunkempfänger mit TBA 651 und TBA 631

Durch die integrierte Schaltung TBA 651 läßt sich der FM-Teil mit dem TBA 631 von Bild 19.22 zu einem AM-FM-Rundfunkempfänger ergänzen. Die Eigenschaften des TBA 651 wurden teilweise

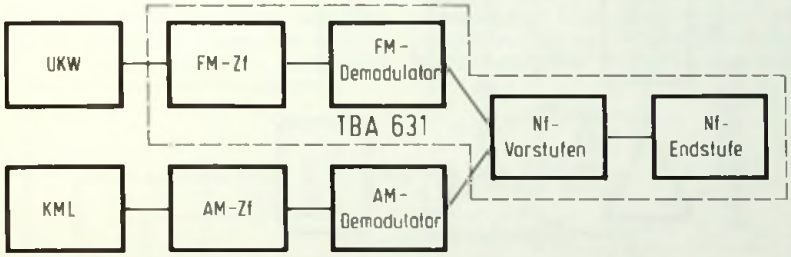


Bild 19.20 Im Baustein TBA 631 integrierte Stufen

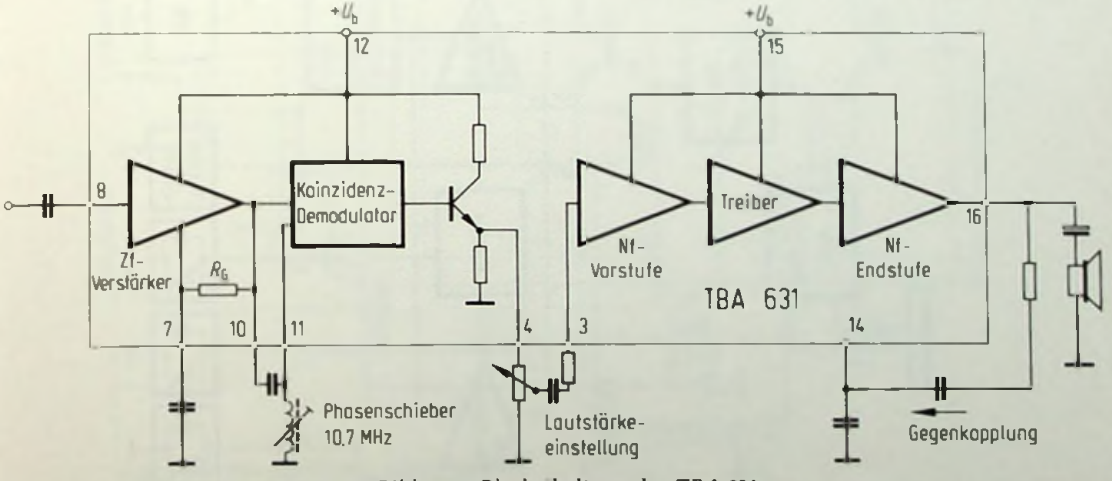


Bild 19.21 Blockschaltung des TBA 631

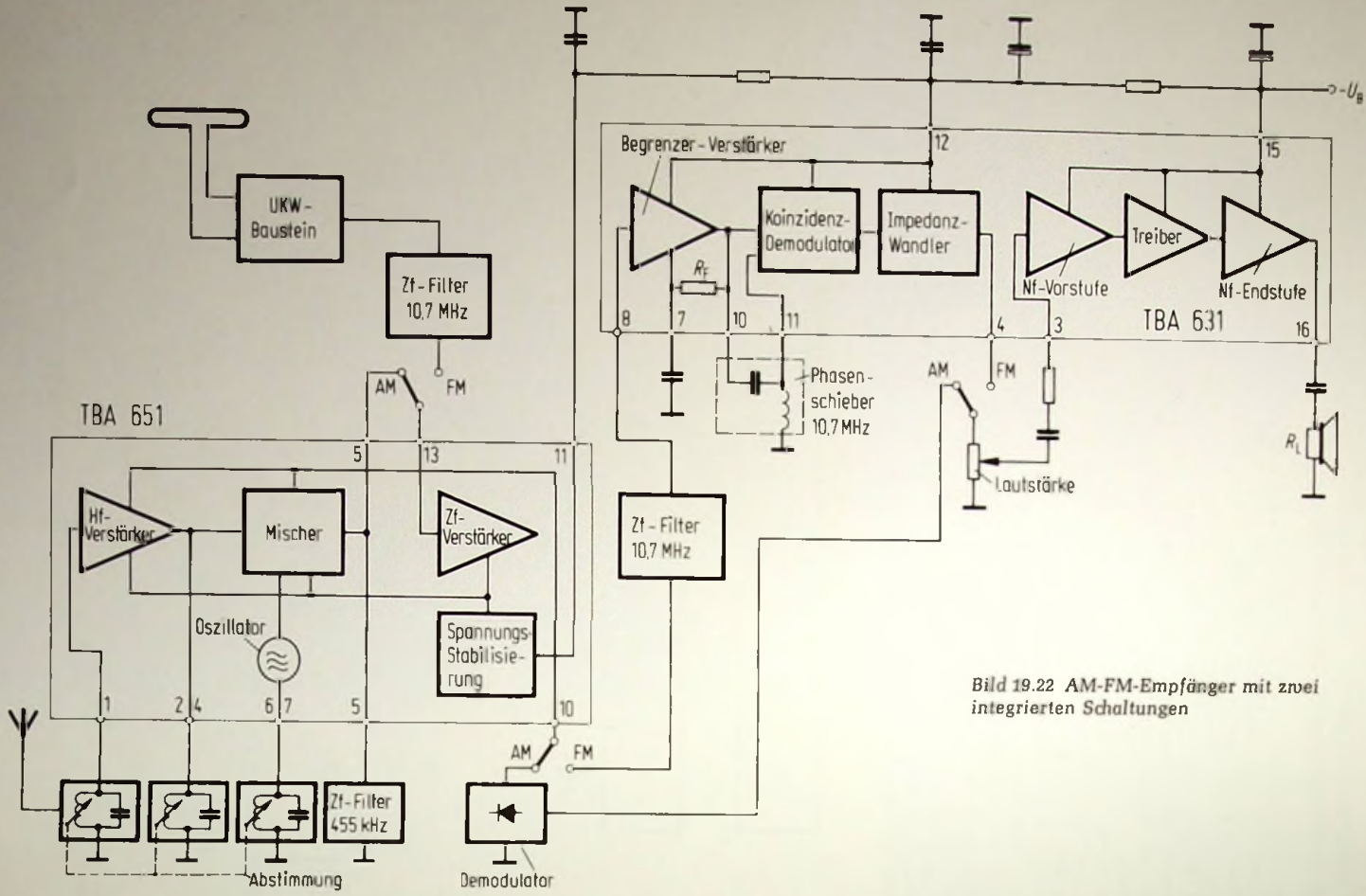


Bild 19.22 AM-FM-Empfänger mit zwei integrierten Schaltungen

schon bei den Bildern 12.18 und 14.23 besprochen. Es handelt sich um einen kompletten Rundfunk-AM-Teil, bestehend aus Hf-Verstärker, Oszillator- und Mischstufe und Zf-Verstärker. Eine interne Stabilisierungsschaltung erlaubt den Betrieb an Versorgungsspannungen von 4,5 V bis 18 V, also von Taschenempfängern bis zu Hochleistungs-Heimempfängern. Der Regelbereich ist so groß, daß bei 80 dB Eingangsspannungsänderung sich die Nf-Spannung nur um etwa 10 dB ändert. Mischerausgang und Zf-Eingang sind an Anschlußstifte herausgeführt, um die Zf-Filter einzufügen. Dies ermöglicht aber auch, wie hier im Schaltbild, den Zf-Verstärker auf einen UKW-Empfangsteil umzuschalten. Der weitere Weg des 10,7-MHz-Signals führt dann zum Eingang des Bausteines TBA 631, dessen Funktion bereits durch die beiden vorhergehenden Bilder beschrieben worden ist. Für den AM-Empfang wird auf eine externe Demodulatordiode umgeschaltet. Ihre Nf-Signalspannung gelangt über einen weiteren Umschalter zum Lautstärkeeinsteller und damit zum Nf-Verstärker der integrierten Schaltung TBA 631.

Mit Ausnahme des UKW-Bausteines der AM-Demodulatordiode und einer eventuellen stärkeren Endstufe sind damit sämtliche Halbleitersysteme eines Empfängers in zwei integrierten Schaltungen konzentriert.

Literatur

[1] R. K.: Integrierte Schaltungen für Nachrichtenempfänger. Elektronik-Industrie 1971, H. 5/6, S. 90.

[2] —, —: Autoempfänger mit den integrierten Schaltungen TBA 651 und TAA 611 B. Funk-Technik 1971, H. 8, S. 269.

[3] —, —: TBA 651 – Ein kompletter monolithisch integrierter Rundfunk-AM-Teil. Funk-Technik 1971, H. 4, S. 124.

Bild 19.23 Ringmodulator mit integrierten Transistorsystemen

Zum Schluß sei noch die Funktion eines mit Transistorsystemen arbeitenden Ringmodulators behandelt. Hierfür eignet sich die integrierte Schaltung CA 3026 von RCA. Sie enthält auf einem gemeinsamen Substrat zwei voneinander unabhängige Differenzverstärker mit Konstantstromtransistoren in den Emitterleitungen. Infolge des gleichen Herstellungsprozesses und der

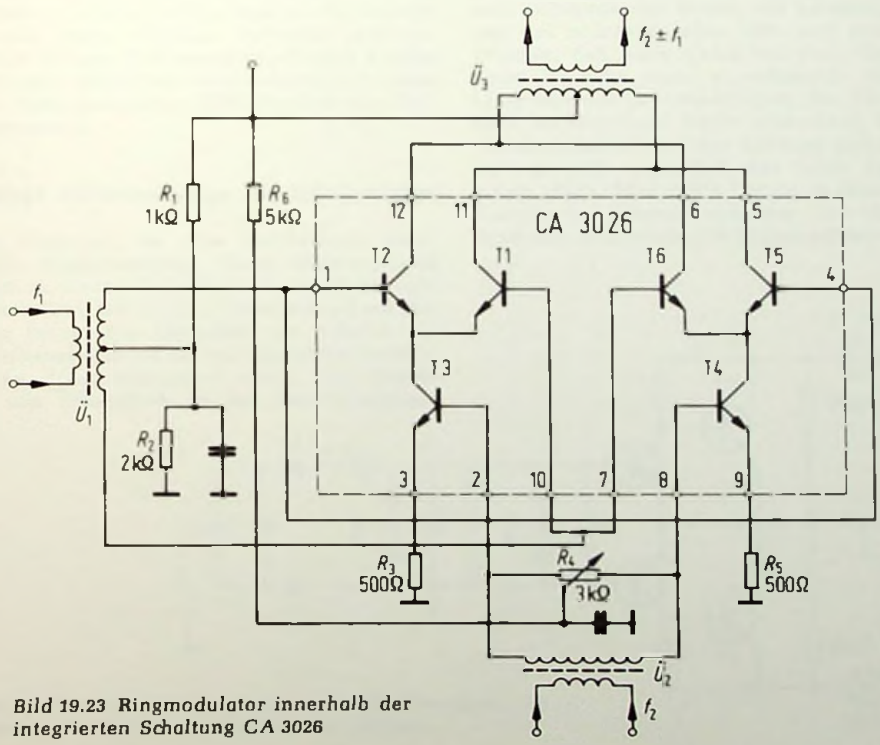


Bild 19.23 Ringmodulator innerhalb der integrierten Schaltung CA 3026

engen thermischen Kopplung der Systeme ergeben sich sehr gleichmäßige elektrische Daten und eine vollständig gleiche Temperaturdrift, wie sie für Brückenschaltungen erwünscht ist. Das Bild zeigt die Zusammenschaltung der beiden Brückenverstärker zu einem Ringmodulator. Man kann damit die Trägerfrequenz f_2 mit einem Signal f_1 modulieren und erhält am Ausgang das Mischprodukt $f_2 \pm f_1$. Die Grundfrequenzen sind herausgefallen.

Im Bild sind die Kollektoren der Brückentransistoren T 1, T 2 und T 5, T 6 so im Gegentakt geschaltet, daß die an Basis und Emitter im Gegentakt zugeführten Eingangssignale sich im Kollektorkreis aufheben. Die Frequenz f_1 wird den Basisanschlüssen der Transistoren T 1, T 2 und T 5, T 6 im Gegentakt zugeführt. Die Frequenz f_2 liegt im Gegentakt an den Basisanschlüssen der Transistoren T 3 und T 4. Solange die Schaltung nicht übersteuert wird, arbeiten die Differenzverstärker als Produktmischstufen, Harmonische der Grundfrequenzen werden weitgehend reduziert. Die Gegenkopplungswiderstände R_3 und R_5 linearisieren die Arbeitspunkte. Daher ist der den Emittern der Differenzverstärker zugeführte Strom eine genaue Funktion der Basisspannung der Konstantstromtransistoren T 3 und T 4.

Bei richtig gewählten Steuerspannungen entstehen am Ausgang die Summen- und die Differenzfrequenzen von f_1 und f_2, während die Grundfrequenzen und ihre Harmonischen unterdrückt werden. Die Schaltung eignet sich für Mischstufen zum Herabmischen der Empfangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz $f_2 - f_1$ und auch als Produkt-Detektor hinter dem Zf-Verstärker, indem dem modulierten Zf-Signal die unmodulierte Zf-Trägerfrequenz hinzugesetzt wird, um als Differenzfrequenz das reine Nf-Signal zu erhalten.

Literatur

—,—: Lineare integrierte Schaltung ersetzt Ringmodulator. Elektronik-Industrie 1971, H. 11, S. 236.

20 Komfort bei Spitzengeräten

Abstimmanzeige

Die Empfänger der ersten Generation hatten mit den Abstimmanzeigeröhren ein Bauelement, das fast ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand vom Demodulator betätigt werden konnte. Leuchtsektoren oder Leuchtbänder zeigten die richtige Senderabstimmung an, Stereo-Sendungen brachten ein zusätzliches Feld innerhalb derselben Röhre zum Aufleuchten. Obgleich Transistoren und integrierte Schaltungen große Fortschritte in der Empfängertechnik brachten, geriet die Abstimmanzeige ins Hintertreffen. Etwas ähnlich Einfaches und Einheitliches wie die Abstimmröhre hat sich noch nicht herauskristallisiert. Anzeigeröhren kommen aber für Transistorempfänger kaum mehr in Frage, weil die dafür notwendige hohe Anodenspannung nicht in das Konzept paßt und einen erhöhten Aufwand bedeutet. Vielleicht bringen Galliumarsenid-Dioden künftig eine Lösung. Derzeit bestehen zwei Möglichkeiten für die Abstimmanzeige: Glühlämpchen oder Zeigerinstrumente.

Bild 20.01 Abstimmanzeige mit Glühlämpchen

Man kann mit der vom Demodulator stammenden Regelspannung einen Hilfstransistor steuern, in dessen Kollektorkreis ein Niedervoltlämpchen liegt. Bei richtiger Abstimmung auf den Sender brennt das Lämpchen am hellsten [3]. Noch genauer arbeitet die mit Luxometer bezeichnete Anzeigevorrichtung in einem HiFi-Steuergerät von Telefunken. In den Emitterleitungen der Komplementärtransistoren T 2 und T 4 liegen Lämpchen. Sie werden mit ungesiebten Gleichspannungen von entgegengesetzter Polarität gespeist und über die 180-Ω-Widerstände vorgeheizt, so daß sie kurz vor dem Aufleuchten stehen. Die Transistoren T 2 und T 4 werden durch zwei weitere Komplementärtransistoren T 1 und T 3 in Darlington-Schaltung von den Spannungen an den Punkten A und B des Ratiodetektors gesteuert. Die Summenspannung am Ladekondensator C_L ist bei richter Abstimmung gleich null. Je nach Verstimmung verschiebt sich das Potential an A und B zu negativen oder positiven Werten. Dadurch wird ein Darlington-Paar aufgesteuert und beim anderen der Strom verringert. Infolgedessen brennt ein Lämpchen heller und das andere dunkler. Man muß nun so abstimmen, daß beide gleich hell sind. Dieser Zustand ist sehr exakt zu erkennen, wenn die Lämpchen nebeneinanderliegen. Sie sind so in einer kreisförmigen Skala angeordnet, daß man erkennen kann, in welcher Richtung nachgestimmt werden muß, wenn sich das Gerät verstimmt haben sollte. Eine dritte Lampe in dieser Skala leuchtet bei Stereo-Sendungen auf. Sie wird durch das vorhandene Pilotsignal aufgesteuert [9].

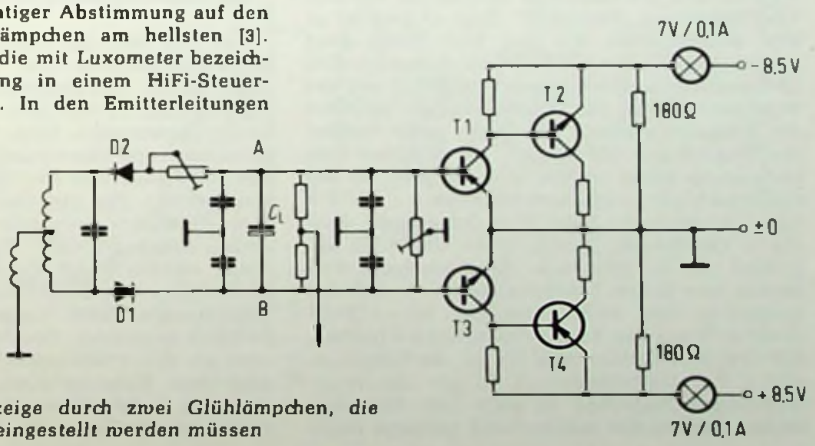


Bild 20.01 Abstimmanzeige durch zwei Glühlämpchen, die auf gleiche Helligkeit eingestellt werden müssen

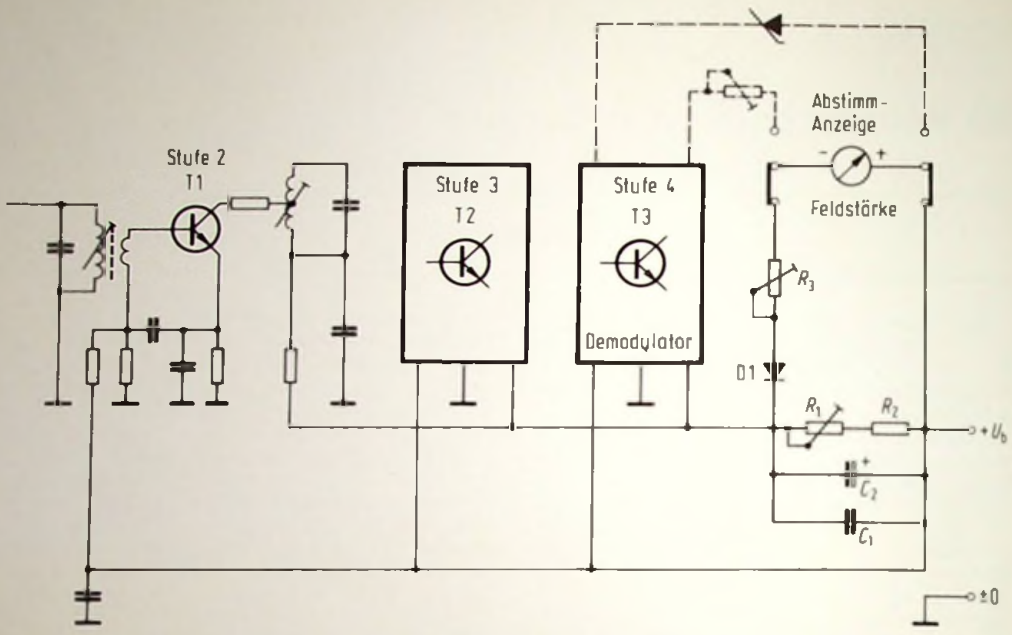


Bild 20.02 Instrument zur Abstimmanzeige und Feldstärkeanzeige

Bild 20.02 Meßinstrument als Feldstärkeanzeiger

Zur Abstimmanzeige und auch als Indikator für die Höhe der Hf-Antennenspannung, also der Feldstärke, dient ein Zeigerinstrument beim Stereo-Steuergerät HF 550 von Grundig. In Schalterstellung „Abstimmanzeige" liegt es am Ausgang des Demodulators und schlägt bei richtiger Abstimmung auf Maximum aus. In der anderen Schalterstellung „Feldstärke" liegt es parallel zu den Widerständen R 1 und R 2. Durch diese Widerstände fließen die Kollektorströme der drei Zf-Transistoren. Der Gesamtstrom hängt von der Begrenzerwirkung der Transistoren ab. Je höher die Eingangsspannung ist, desto mehr werden die Transistoren übersteuert. Ihr mittlerer Kollektorstrom steigt an und gibt ein Maß für die Feldstärke. Die von diesem Strom an R 1 und R 2 erzeugte Spannung wird dem Instrument über die in Flußrichtung vorgespannte Diode D 1 zugeführt. An ihr fällt beim Antennensignal Null bereits eine kleine Teilspannung ab, so daß das Instrument noch nicht ausschlägt. Dieser Nullpunkt wird mit dem Trimmwiderstand R 1 justiert. Mit dem Trimmwiderstand R 3 ist der Zeigerausschlag des Instruments auf 30 mV Antennenspannung abzugleichen. Es zeigt dann Eingangsspannungen an der entsprechend geteilten Skala von 2 µV bis 20 mV annähernd logarithmisch an. Sinn der Schaltung: Man kann aus der Feldstärkeanzeige feststellen, ob eine Station genügend Antennenspannung für eine gute Wiedergabe liefert, und man kann Tiefschwundperioden erkennen.

Bild 20.03 UKW-Teil mit Abstimmanzeige für Stationstasteneinstellung

Das Bild zeigt die vereinfachte Schaltung des UKW-Abstimmteils im Telefunken-Empfänger Opus Studio 201. Der Anzeigeteil mit den drei Instrumenten I 1 bis I 3 dient dazu, an der Hauptskala abgestimmte Sender exakt auf Stationsdrucktasten zu übertragen. Vor- und Mischstufe des UKW-Bausteins sind mit Feldeffekttransistoren bestückt. Für den Oszillator wird ein bipolarer Transistor verwendet. Die vier Resonanzkreise, Eingangskreis – Bandfilter – Oszillatorkreis, werden durch Paare von gegeneinander geschalteten Kapazitätsdioden abgestimmt, um Verzerrungen durch einseitig gekrümmte Kennlinien zu vermeiden. Die Abstimmgleichspannung wird an den Potentiometern der Stationstasten oder dem Handabstimmpotentiometer entnommen. Die Enden dieser Potentiometer liegen an zwei Sammelschienen, die von einem Spannungs-

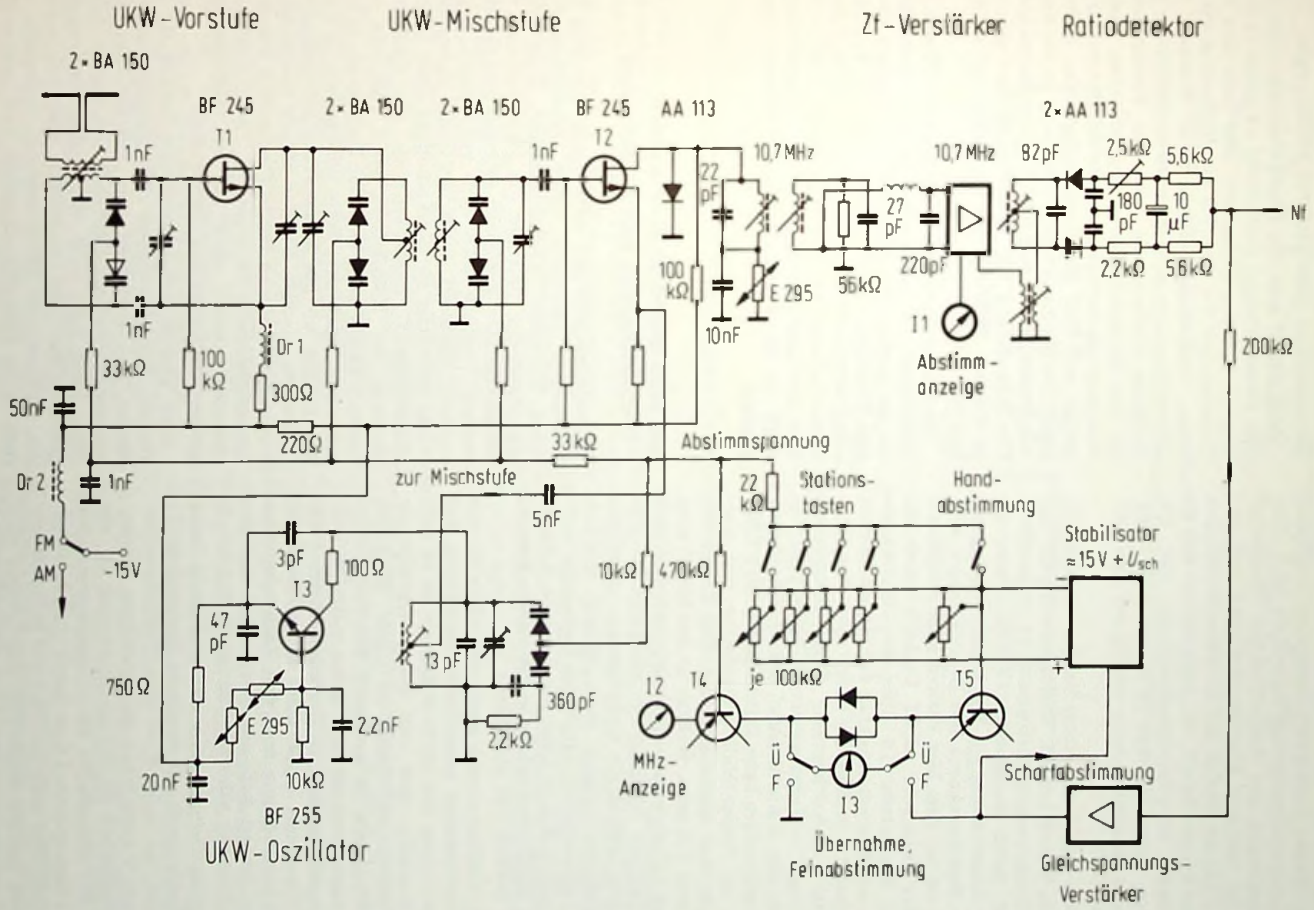


Bild 20.03 Anzeigeschaltung mit drei Instrumenten im Telefunken-Empfänger Opus Studio 210

konstanthalter mit 15 V Gleichspannung gespeist werden. Dieser konstanten Spannung wird über eine Gleichspannungsverstärkerstufe die Ausgleichsspannung des Ratiodetektors überlagert. Sie ist bei richtiger Abstimmung gleich null und hat dann keinen Einfluß auf die Kapazitätsdioden. Tritt eine Frequenzdrift auf, dann addiert sich die entstehende Scharfabstimmspannung zur stabilisierten Spannung von 15 V und zieht Empfangs- und Oszillatorkreise wieder auf den Sollwert hin.

Um von Hand auf einen Sender einzustellen, ist am Zf-Verstärker ein Transistorvoltmeter mit dem Abstimmanzeigeinstrument I 1 angeordnet. Es zeigt durch maximalen Zeigerausschlag die richtige Abstimmung an. Ein solches Instrument gibt die Resonanzkurve des Zf-Verstärkers wieder. Sie ist bei dem hier verwendeten Breitbandverstärker nicht sehr scharf. Deshalb wurde ein weiteres Instrument I 3 über den Gleichspannungsverstärker am Ausgang des Ratiodetektors angeschlossen. Stehen die durch eine Taste bedienbaren Umschaltkontakte dieses Instruments in Stellung F = *Feinabstimmung*, dann zeigt das Meßwerk die S-Kurve bzw. den Nulldurchgang des Ratiodetektors beim Durchstimmen des Empfängers an. Dieser Nulldurchgang ist viel markanter als eine Maximalanzeige. Der Zeiger des Instruments hat seine Nullage in der Mitte; man kann also sofort erkennen, ob sich vielleicht nach einiger Zeit die Abstimmlage verändert hat und kann kleine Differenzen nachstimmen, so daß die Scharfabstimmautomatik stets optimal arbeitet. Für die Fachwerkstatt hat dieses Instrument noch den Vorteil, daß man beim Service kein S-Meter mehr an den Ratiodetektor anzuklemmen braucht – es ist bereits fest eingebaut!

Dieses Nullinstrument dient zusätzlich für die mit *Übernahmetaste* bezeichnete Anordnung. Bei dichter Belegung des UKW-Bereiches ist es mitunter schwierig, eine von Hand abgestimmte Station richtig „auf Taste" zu legen. Wird das gleiche Programm in mehreren Kanälen ausgestrahlt, dann erwischt man dabei vielleicht ausgerechnet den Sender mit der schwächsten Feldstärke. Überhaupt tappt man oft im Dunkeln, nach welcher Richtung man den Tastenabstimmknopf zu drehen hat, um den vorher mit der Handabstimmung gehörten Sender zu finden.

Zur ersten Orientierung wurde deshalb beim Opus Studio noch ein weiteres Instrument I 2 vorgesehen. Es zeigt über eine Transistor-Verstärkerstufe T 4 die Höhe der jeweiligen Diodenabstimmspannung an. Diese Spannung ist ein Maß für die eingestellte Empfangsfrequenz. Die Skala des Instruments I 2 ist daher grob in Megahertz geeicht. Hat man also mit der Handabstimmung einen Sender eingestellt, dann merkt man sich die Zeigerstellung bzw. den Megahertzwert an diesem Instrument I 2, drückt die zu belegende Stationstaste und gleicht sie so ab, daß der Zeiger denselben Ausschlag wie vorher ergibt.

Nun drückt man die Übernahmetaste. Die beiden Umschalter am Instrument I 3 gehen in Stellung Ü, und das Instrument liegt jetzt über den Transistoren T 4 und T 5 als Nullinstrument in einer Widerstandsbrücke. Beim Drücken der Übernahmetaste wird nämlich zusätzlich zur gedrückten Stationstaste noch das Potentiometer für die Handabstimmung angeschlossen. Gleicht man nun mit der Stationstaste das Instrument I 2 genau auf Null ab, dann bringt man dadurch exakt die gleiche Abstimmspannung an die Resonanzkreise wie vorher mit der Handabstimmung. Die Abweichung des Zeigerausschlages gibt an, in welcher Richtung das Potentiometer zu drehen ist.

Die beiden antiparallel geschalteten Dioden am Instrument I 3 begrenzen die Zeigerausschläge bei zu großen Abweichungen, verhindern damit eine Überlastung des Instruments und bewirken einen solchen Skalenverlauf, daß man in Skalenmitte die beste Anzeigeempfindlichkeit hat. – Die drei Instrumente sind als Flachprofilgeräte organisch in die Frontplatte des Gehäuses eingegliedert.

Bild 20.04 und 20.05 Elektronische Frequenzanzeige statt Abstimmskala

Abstimmskalen mit mechanisch bewegten Zeigerschlitten erfordern einen erheblichen Aufwand. Seilräder, Schwungscheiben, Zeigerschlitten, Glasskalen, Seilzüge, das alles muß nach den verschiedensten Verfahren gefertigt und montiert werden. Deshalb wird auch auf diesem Gebiet versucht, Mechanik durch Elektronik zu ersetzen.

Bild 20.04 zeigt die Blockschaltung einer solchen elektronischen Frequenzanzeige. Die Oszillatorfrequenz des Empfängers wird verstärkt und einem Wandler zugeführt, der Frequenzen in proportionale Spannungswerte umwandelt. Er wirkt also ähnlich wie ein Kondensatordiskriminator[1]). Höhere Frequenzen ergeben höhere Spannungen, und damit ließe sich ein in Frequenzen geeichtes Zeigerinstrument betätigen [8]. Dabei wäre man allerdings immer noch auf ein elektromechanisches Meßinstrument angewiesen.

Eine andere vollelektronische Lösung ist die digitale Frequenzanzeige mit Glimmlichtziffernröhren. Das Verfahren geht auf die bekannten Frequenzmesser mit Digitalanzeige zurück. Allerdings kann man nicht direkt die Empfangsfrequenz als Meßwert verwenden, dann würde nämlich, solange kein Eingangssignal vorhanden ist, auch keine Frequenz angezeigt und man wüßte

1 Siehe Bild 10.21.

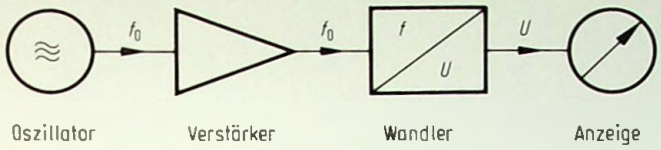


Bild 20.04 Prinzip einer elektronischen Frequenzanzeige mit Zeigerinstrument

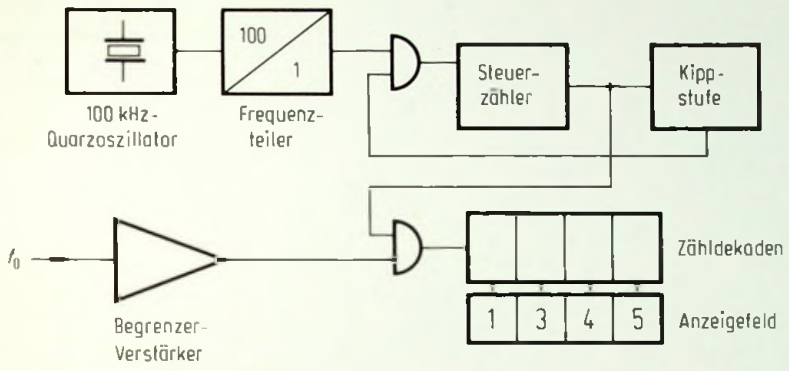


Bild 20.05 Prinzip einer elektronischen Frequenzanzeige mit Ziffernanzeigeröhren

nicht, auf welchen Sender das Gerät abgestimmt ist und in welche Richtung man drehen muß, um eine andere bekannte Station zu empfangen. Deshalb wird die stets vorhandene Oszillatorfrequenz als Meßwert genommen. Bild 20.05 zeigt die Blockschaltung. Man führt die Oszillatorfrequenz einem Begrenzerverstärker zu und subtrahiert davon die Zwischenfrequenz von 460 kHz, denn der Oszillator schwingt ja ständig um diesen Frequenzbetrag höher als die Empfangsfrequenz. Dieses Subtrahieren ist in der digitalen Zähltechnik kein Problem. Der elektronische Zähler wird vor jedem Meßvorgang nicht auf Null, sondern auf −460 kHz zurückgestellt. Dazu dient der Steuerzähler im oberen Teil der Blockschaltung. In der Sprache der Digitaltechniker ist dies ein Vorwahlzähler für den Wert 460 000.

Frequenz bedeutet Perioden pro Zeiteinheit. Man muß also die Schwingungen während eines bestimmten Zeitabschnittes zählen. Diese Zeitbasis wird von einem 100-kHz-Quarzoszillator erzeugt. Aus der 100-kHz-Schwingung werden mit Hilfe von Frequenzteilerstufen Rechteckimpulse von 1 ms Dauer gemacht. Sie öffnen jeweils für diese Zeit eine Torschaltung, durch welche die anzuzeigende Frequenz in die eigentliche Zähl- und Anzeigeschaltung einläuft. Der Zählvorgang wird, mit einer gewissen Verzögerungszeit dazwischen, stetig wiederholt, so daß sich eine flackerfreie Anzeige ergibt. Sie erfolgt im AM-Bereich vierstellig mit einer Genauigkeit von ± 1 kHz. Die gesamte Digital-Elektronik arbeitet mit integrierten Schaltungen der Logikfamilie FL 100 von Siemens. Sie ist zwar für Unterhaltungsempfänger noch zu teuer, dies schließt jedoch nicht aus, daß später die gesamte Zählelektronik auf einem einzigen Siliziumchip zusammengefaßt wird und dann in großen Stückzahlen auch für Rundfunkempfänger preislich erschwinglich werden würde [6].

Literatur

[1] *Bruch*: Einseitenband-Mittelwellenempfänger mit digitaler Senderwahl. Funkschau 1972, H. 3, S. 69.

[2] *Conrad*: Messebericht: Rundfunkempfänger. Funkschau 1970, H. 8, S. 615, B. 12.

[3] *Dennewitz*: „Lumomatik" — Eine einfache Abstimmanzeige für Kofferempfänger. Funk-Technik 1971, H. 15, S. 552.

[4] *Kinne*: Interessante Schaltungsdetails aus der Unterhaltungselektronik. Funkschau 1971, H. 17, S. 543, B. 10.

[5] *Kriebel, Brigitte*: Funk-Betriebsempfänger mit dekadischer Frequenzeinstellung. Funkschau 1971, H. 13, S. 407.

[6] *Liedl* und *Spichall*: Rundfunkempfänger mit digitaler Frequenzanzeige statt Skala. Radio-Mentor 1969, H. 9, S. 618.

[7] *Limann*: Schaltungseinzelheiten aus neuen Rundfunk- und Fernsehempfängern. Deut-

sches Elektrohandwerk 1969, H. 23, S. 719, B. 23.

[8] *Oswald*: Elektronische Frequenzanzeige für Rundfunkempfänger. Funkschau 1969, H. 9, S. 275.

[9] –, –: Abstimmanzeige 2 × 90°. Radio-Mentor 1970, H. 12, S. 820.

[10] –, –: Digitalanzeige statt Abstimmskala. Funkschau 1970, H. 8, S. 240.

Stationstasten

Mit Hilfe von Stationstasten werden bestimmte Sender erstmalig fest abgestimmt und ertönen dann immer wieder beim Drücken der betreffenden Taste. Lange Zeit hindurch bestand die Konstruktion solcher Tasten aus einer Mechanik, die den Drehkondensator oder das Abstimmvariometer durch Kurvenscheiben und Tastenstößel in die vorprogrammierte Stellung bewegte. Die Taste betätigte außerdem über Schaltkulissen den Bereichsschalter für die betreffende Station. Diese mechanischen Anordnungen sind zwar sehr unterschiedlich im Aufbau, aber für einen geschickten Praktiker leicht zu übersehen und zu justieren.

Bei Schaltungen mit Abstimmdioden ist der mechanische Aufwand wesentlich geringer, es brauchen nur noch Kontakte betätigt zu werden, die das jeweilige Abstimmpotentiometer einschalten. Diese Kontakte führen nur Gleichspannung, die Leitungsverlegung ist unkritisch, mechanische Übertragungsglieder zum eigentlichen Abstimmelement sind nicht mehr erforderlich.

Gänzlich ohne jede Mechanik, also rein elektronisch, arbeiten die Bereichs- und Stationstasten bei einigen hochwertigen Empfängermodellen.

Bild 20.11 bis 20.13
Fingertipptasten mit Relaisröhren

Bild 20.11 zeigt die Prinzipschaltung des vierteiligen „Tastensatzes" beim Philips HiFi-Stereo-Steuergerät Tonmeister RH 790. Die Elemente S 1 bis S 4 sind „Tastkontakte". Sie bestehen aus zwei Elektroden und sind hinter flachen Mulden von der Form einer Fingerkuppe an der Oberseite des Gerätes neben der Skala angeordnet. Tippt man mit dem Finger in eine solche Mulde, dann werden die beiden Elektroden durch das Berühren überbrückt (Bild 20.12).

Rö 1 bis Rö 4 stellen Kaltkatoden-Relaisröhren mit Katode, Steuerelektrode st, Hilfselektrode h und Anode dar. Diese Glimmröhren werden durch eine Steuerspannung an der Elektrode st zum Zünden bzw. Durchschalten gebracht. Die Elektrode h bewirkt über den 22-MΩ-Widerstand eine ständige schwache Hilfsentladung. Sie ionisiert bereits einige Gasmoleküle und bereitet die Röhren zum sicheren Zünden vor.

Tippt man einen Tastkontakt an, überbrückt also seine beiden Elektroden, dann wird ein Zündimpuls bewirkt, der den 1-nF-Kondensator auf etwa 200 V auflädt. Die Steuerelektrode st bekommt einen Spannungsstoß, die Relaisröhre schaltet zwischen Anode und Katode durch und hält sich selbst, d. h. wenn man den Finger wegnimmt, bleibt die Hauptentladung bestehen. Der nun durch die Anodenwiderstände fließende Strom erzeugt an der Basis des vorher gesperrten Transistors im Anodenkreis der Glimmröhre eine solche Spannung, daß auch der Transistor durchschaltet. Das zugehörige Potentiometer P wird dadurch über die Transistorstrecke an die stabilisierte Abstimmspannung von 15 V gelegt. Die am Potentiometer eingestellte Teilspannung stimmt die Kapazitätsdioden D 5 bis D 7 in den UKW-Kreisen auf die vorgewählte Station ab.

Die Dioden D 1 bis D 4 in Bild 20.11 entkoppeln die Potentiometer voneinander. Die Katoden der Relaisröhren sind parallelgeschaltet und besitzen einen gemeinsamen Katodenwiderstand R 7. Wird eine Röhre gezündet, dann wird durch den Spannungsabfall an diesem Widerstand (70 V) das Potential der anderen drei Röhren so angehoben, daß eine bereits vorher gezündete Röhre verlischt. Es kann also immer nur ein Abstimmpotentiometer durchgeschaltet sein. Eine zusätzliche Hilfswechselspannung aus dem Netzteil (90 V~) zündet automatisch beim Einschalten des Gerätes den Kreis mit der Röhre Rö 4 und dem Potentiometer P 4 für die Handabstimmung. Damit sind dann die anderen drei Fingertippschalter ebenfalls betriebsbereit. Die Relais-Glimmröhren sind hinter den Fingermulden angeordnet. Durch das Licht der gezündeten Relaisröhren wird gleichzeitig das gewählte Kontaktfeld beleuchtet, und man erkennt, welche Taste eingeschaltet ist. Ein Zeigerinstrument an der Skala des Gerätes zeigt außerdem die Größe der herrschenden Abstimmspannung an. Es ist zur Orientierung in Frequenzen geeicht und eignet sich daher auch für die Übernahmeschaltung zum Programmieren einer Stationstaste, nachdem der Sender vorher

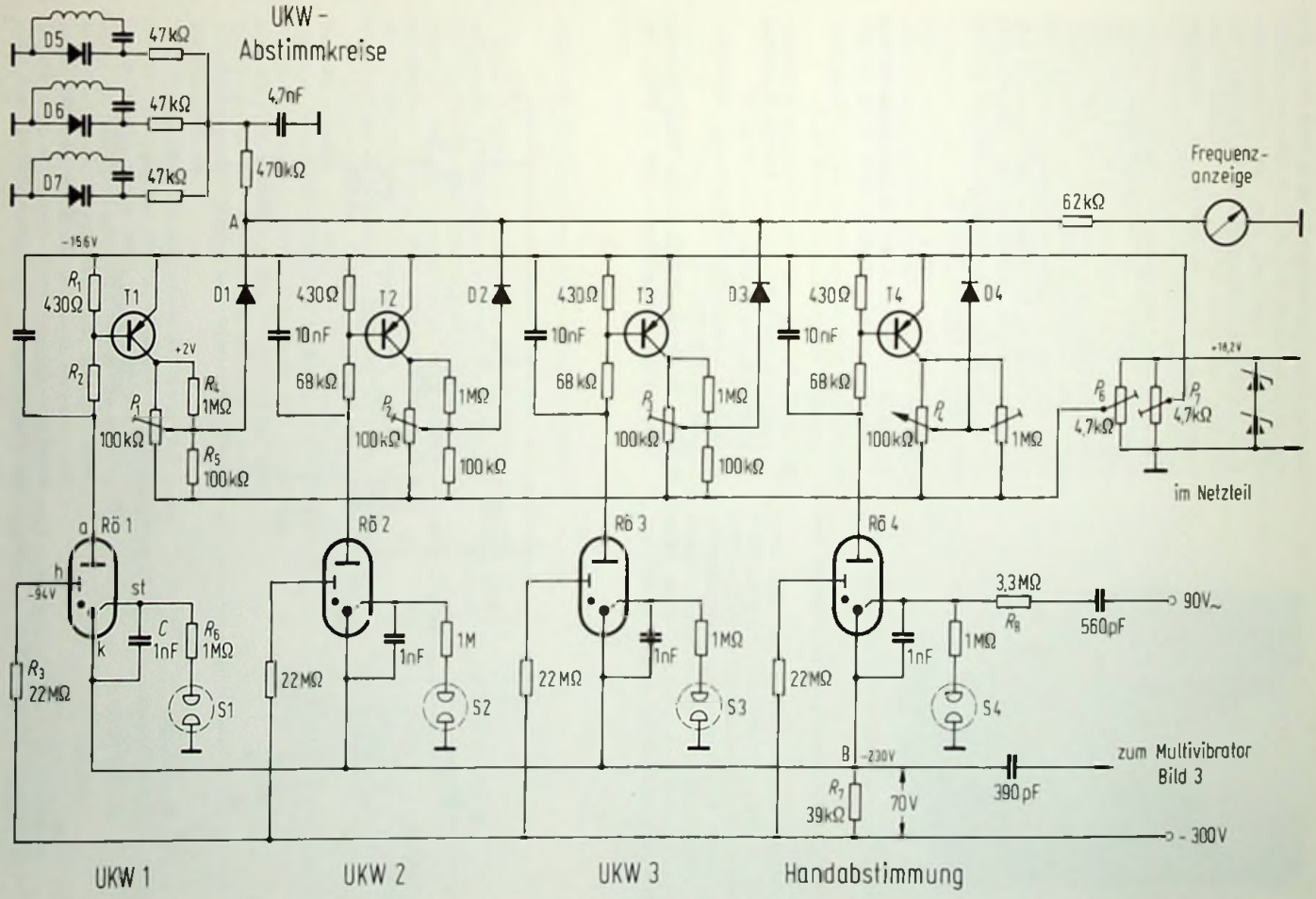


Bild 20.11 Prinzip der Sendenwahl-Elektronik beim Stereo-Steuergerät RH 790



Bild 20.12 Die Fingertipp-Senderwahltasten

mit der Handabstimmung gewählt worden ist, vgl. Bild 20.03.

Beim Umschalten des Tastensatzes von einer Station auf die andere entstehen Spannungsstöße, die ein Krachen im Lautsprecher verursachen würden. Diese Spannungsspitzen treten sehr markant an dem Widerstand R 7 in der gemeinsamen Katodenleitung auf. Man gibt nun diese beim Umschalten entstehenden Spannungsimpulse auf eine monostabile Kippstufe nach Bild 20.13. Sie hat die Eigenschaft, daß sie nach einer genau definierten Zeit, abhängig von der Zeitkonstante $R \cdot C$ im Rückkopplungszweig der beiden Transistoren, von selbst wieder in die Grundstellung zurückkippt. Beim Eintreffen des störenden Schaltimpulses an der Basis des Transistors 1 in Bild 20.13 kippt die Stufe und schaltet damit den Transistor T 3 durch. Die Emitter-Kollektorstrecke dieses Transistors liegt parallel zum Eingang des Stereo-Decoders im Empfangsteil. Der durchgeschaltete Transistor schließt den Eingang kurz und tastet den Empfänger kurzzeitig stumm. Die Zeitkonstante der Kippstufe ist so bemessen, daß sie erst, nachdem der Störimpuls abgeklungen ist, wieder in die Grundstellung zurückkippt und den Empfang freigibt [2, 3, 4].

Literatur

[1] *Bombka*: Elektronischer Programmumschalter „Tiptronic". Funk-Technik 1971, H. 18, S. 685.

[2] *Harder*: HiFi-Stereo-Steuergerät „Tonmeister RH 790". Philips-Kontakte 1969, S. 8.

[3] *Limann*: Tastensatz ohne Mechanik im Steuergerät Electronic-Tonmeister RH 790. Deutsches Elektrohandwerk 1970, H. 1/2, S. 25.

[4] *Limann*: „Fingertipp"-Senderwahl. Funkschau 1970, H. 7, S. 203.

[5] —, —: Elektronische Taste für UKW-Diodenabstimmung. Radio-Mentor 1969, H. 11, S. 714.

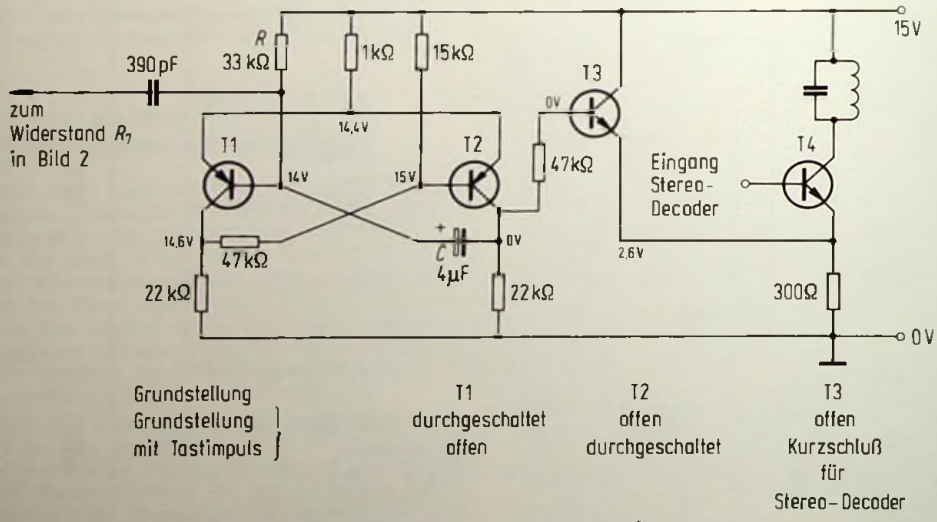


Bild 20.13 Monostabile Kippstufe zum Stummtasten des Empfanges beim Betätigen der Fingertipp-Elektronik

Suchlaufabstimmung

Bild 20.21 und 20.22 Mechanischer Suchlauf

Der automatische Sendersuchlauf setzt durch einfachen Tastendruck die Abstimmung eines Empfängers in Gang. Sie läuft dann vom gerade eingestellten Sender bis zum nächsten empfangswürdigen Sender und stoppt dort. Eine automatische Scharfabstimmung zieht die neue Station auf die exakte Abstimmlage hin. Das Verfahren ist besonders für Autoempfänger von Vorteil, weil der Fahrer mit einer kurzen Handbewegung auf eine andere Station übergehen kann. Seine Aufmerksamkeit wird nicht durch die Sendersuche in Anspruch genommen und von der Fahrbahn abgelenkt.

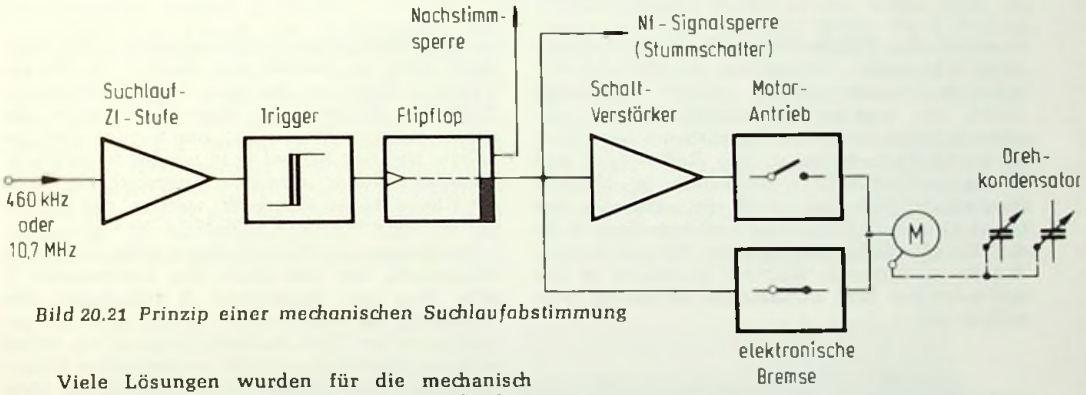


Bild 20.21 Prinzip einer mechanischen Suchlaufabstimmung

Viele Lösungen wurden für die mechanisch arbeitende, selbsttätige Sendersuche gefunden. Von einem Elektromagneten gespannte Zugfedern betätigen die Ferritkernschlitten von Abstimmvariometern, oder kleine Stellmotoren drehen den Drehkondensator durch. Dieses Prinzip sei an Hand der Blockschaltung Bild 20.21 erläutert.

Man stelle sich vor, daß der Suchlaufmotor M bereits arbeitet und den Abstimmkondensator langsam durchdreht. Am Eingang der Automatikschaltung liegt eine *Suchlauf-Zf-Stufe*. Sie erhält eine Steuerspannung aus der letzten Zf-Stufe des Empfangsteils und arbeitet mit drei zusätzlichen Abstimmkreisen gegenüber dem eigentlichen Empfangsteil.

Trifft nun beim Durchstimmen des Drehkondensators ein Zf-Signal auf den Eingang der Suchlaufautomatik, dann wird es verstärkt und gelangt an die folgende mit Trigger bezeichnete Stufe. Sie spricht nach Bild 20.22 erst bei einem hohen Wert der Resonanzkurve an, fällt nach dem Durchlaufen der Kuppe wieder zurück und macht aus der Zf-Resonanzkurve ein steilflankiges schmales Triggersignal. Dieses Signal kippt dann ein *Flipflop*, und dadurch wird über den *Schaltverstärker* der Betriebsstrom des Motors abgeschaltet. Ein weiterer elektronischer Schalter schließt den Motor kurz, bremst ihn ab und bringt ihn augenblicklich zum Stillstand (*Elektronische Bremse*).

Während des Suchlaufs wird die automatische Frequenzabstimmung des UKW-Oszillators außer Betrieb gesetzt, damit die Zf-Kurve eindeutig ist. Außerdem wird während des Suchlaufs der Nf-Verstärker durch eine Rauschsperre verriegelt, so daß der Lautsprecher stumm bleibt. Erst wenn das Flipflop kippt und den Motor stillsetzt, wird die Sperre aufgehoben, und schlagartig ist der

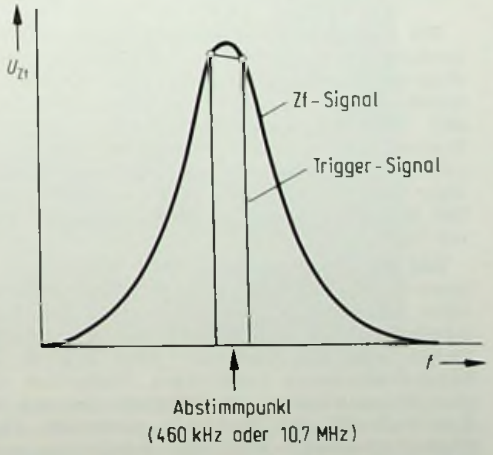


Bild 20.22 Wirkung der Triggerstufe aus Bild 20.21

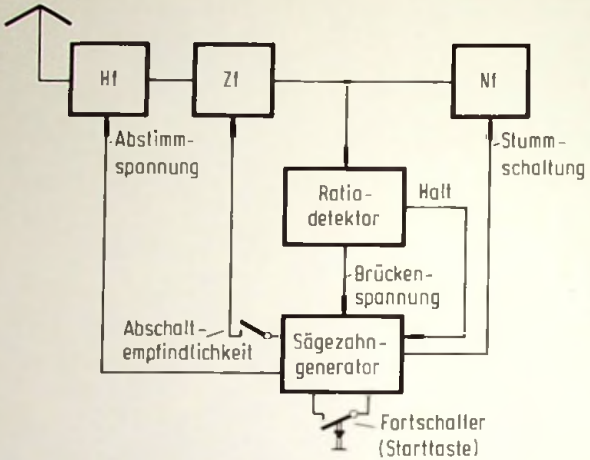


Bild 20.23 Prinzip des elektronischen Suchlaufs

Empfang da. Gleichzeitig wird die Nachstimmschaltung wieder freigegeben, so daß der eingefangene Sender ständig optimal abgestimmt bleibt. Die ziemlich aufwendige Suchlaufautomatik arbeitet mit sieben Transistoren. Sie gehört zu einem Reiseempfänger Typ Radar-Matic und wurde ausführlich besprochen unter [4]. Mit mechanischer Suchlaufautomatik arbeitet auch das Gerät Mexico-Olympia von Becker-Autoradio. In den Veröffentlichungen darüber [6] wird betont, daß der mechanische Suchlauf besonders in den AM-Bereichen mit Variometerabstimmung vorteilhaft ist.

Bild 20.23 und 20.24 Elektronischer Suchlauf

Ein vollständig elektronischer Suchlauf ohne mechanische Abstimmittel ist nur bei Kapazitätsdioden-Abstimmung möglich. Die Grundlagen hierfür wurden in Bild 14.61 gegeben. Man führt den Schwingkreisen eine stetig ansteigende Steuerspannung, eine *Sägezahnspannung*, zu, schaltet den Anstieg ab, wenn ein empfangswürdiger Sender einläuft und muß nun dafür sorgen, daß dieser Steuerspannungswert konstant erhalten bleibt.

Bild 20.23 zeigt dieses Prinzip für den Autosuper Coburg von Blaupunkt. Der Sägezahngenerator sei gestoppt und liefere eine konstante Abstimmung an den Hf-Teil des Empfängers. Drückt man die Starttaste, dann beginnt die Sägezahnspannung anzusteigen. Außerdem tritt eine Stummschaltung in Tätigkeit, die den Nf-Teil während des Suchlaufs verriegelt. Dem Sägezahngenerator wird die Brückenspannung des Ratiodetektors zugeführt. Beim nächsten Sender durchläuft diese Brückenspannung den Nullwert, denn es handelt sich hierbei um die bekannte S-Kurve am Ausgang des Ratiodetektors. Trifft der Nullwert am Sägezahngenerator ein, dann setzt sich dieser still, der Sender wird gehalten, und der Nf-Teil wird wieder freigegeben. Mit dem Schalter „Abschaltempfindlichkeit" kann die Automatik so eingestellt werden, daß sie nur auf Sender mit großer Feldstärke einrastet.

Das Prinzip der Halteschaltung zeigt, sehr stark vereinfacht, das Bild 20.24. Der Kondensator C wird über den Widerstand *R* aufgeladen. Die Spannung am Kondensator steigt also bei genügend großer Zeitkonstante langsam an. Durch eine zur Vereinfachung hier weggelassene Kunstschaltung wird erreicht, daß der Anstieg nicht gekrümmt erfolgt wie sonst beim Aufladen eines Kondensators, sondern linear. Der parallel zum Kondensator *C* liegende Transistor zieht nur einen sehr geringen Strom. Will aber die Brückenspannung des Ratiodetektors über die Nullage hinaus zu positiven Werten steigen, dann öffnet der Transistor T und übernimmt den Ladestrom, so daß die Spannung am Kondensator C und damit die Abstimmspannung nicht mehr weiter ansteigen können, der Sender wird gehalten. Die Spannung am Kondensator wird also ständig nachgeladen, aber vom Ratiodetektor her durch Steuern des Transistors T auf einen konstanten Wert stabilisiert, bis ein neuer Fortschaltbefehl über die Starttaste gegeben wird. Ist beim Suchlauf der Bereich bis zum Ende durchfahren, ist also die höchste Abstimmspannung erreicht, dann entlädt ein spannungsabhängiger Schalter den Kondensator *C* sehr schnell, und das Spiel beginnt von neuem.

Die Gesamtschaltung erfordert zwar einen erheblichen elektronischen Aufwand, nämlich 30

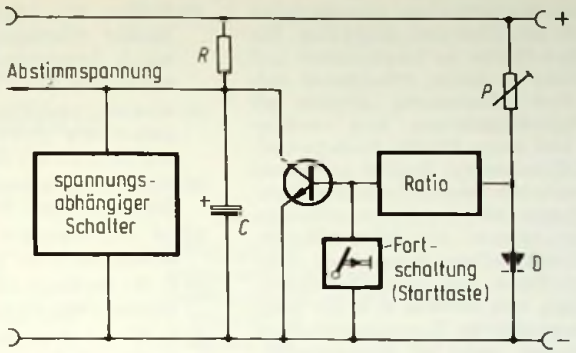


Bild 20.24 Prinzip eines steuerbaren Sägezahngenerators

Transistoren und 22 Dioden, trotzdem läßt sich das Gerät wirtschaftlich herstellen, weil dafür der Aufwand für mechanische Antriebe und Abstimmelemente entfällt [7, 10, 11].

Obgleich das Prinzip der Suchlaufautomatik mit Kapazitätsdioden und Sägezahnspannung bereits 1963 erörtert wurde [2], fand es erst 1971 wirklich Eingang in die industrielle Produktion. Fast gleichzeitig mit dem Autosuper Coburg brachte Blaupunkt das Hifi-Steuergerät STG 5091 mit diesem elektronischen Suchlauf heraus [3].

Auch Loewe Opta entwickelte ein hochwertiges Stereo-Steuergerät mit Suchlaufelektronik. Diese Schaltung ist so durchgebildet, daß sie auf Wunsch nur bei Stereo-Sendern anspricht [1, 5].

Bild 20.25 Digitaler Suchlauf

Die Verwendung der Digitaltechnik in Rundfunkempfängern wurde bereits einige Male gestreift (vgl. Bild 9.26 und 20.05). Diese Technik kann die Funktion von Empfängern verbessern und den Komfort erhöhen. Als Kernstück dieser neuartigen digitalen Suchlaufschaltungen dienen magnetische Speicherelemente [9].

Blaupunkt entwickelte eine Schaltung, bei der mit einer von Rechenmaschinen bekannten Zifferntastatur, im Bild rechts, die UKW-Kanäle zifernmäßig eingetippt werden. Das Gerät stellt sich dann auf den gewünschten Empfangskanal ein. Die hierfür notwendigen Signale sind in einer

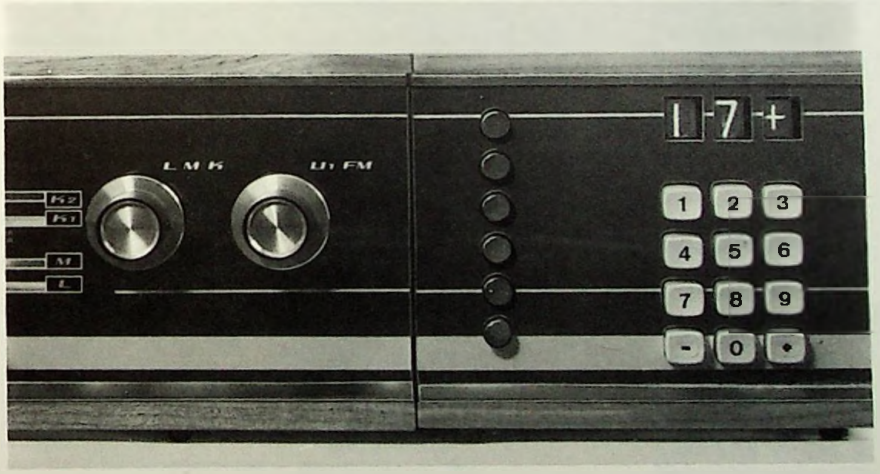


Bild 20.25 Bedienteil eines UKW-Empfängers mit digitalem Suchlauf. Sechs Stationen können fest mit den Tasten gespeichert werden, zusätzlich ist ein automatischer Suchlauf vorhanden, außerdem können bestimmte Kanalzahlen am Tasteneingabefeld gewählt werden. Der jeweils abgestimmte UKW-Kanal wird mit Ziffernanzeigeröhren angezeigt

Speichermatrix mit Magnetkernen programmiert und werden durch das Eintasten abgerufen. Sie steuern die Abstimmdioden im Empfangsteil und lassen die Kanalzahl an einem Anzeigefeld aufleuchten. Diese Suchlaufautomatik arbeitet mit serienmäßigen Digitalbausteinen, dem erwähnten Kernspeicher und einem Digital-Analogwandler. Außer der Zifferntastatur besitzt das Gerät noch sechs Stationstasten (senkrecht in der Mitte des Bildes), mit denen sechs Sendereinstellungen gespeichert werden können. Als dritte Möglichkeit ist eine Suchlaufschaltung vorgesehen. Man tippt eine weitere Taste, die Digital-Elektronik durchläuft selbsttätig den Bereich, d. h. sie fragt blitzschnell die gespeicherten Kanaleinstellungen der Reihe nach ab und rastet bei empfangswürdigen Sendern ein [8]. Obgleich der Aufwand für derartige Anordnungen sehr hoch ist, läßt sich daran erkennen, daß die Entwicklung der Rundfunkempfänger auch mit der dritten Generation noch nicht abgeschlossen ist und weitere interessante Schaltungen auf den Prüffeld- und Servicetechniker zukommen.

Literatur

[1] *Dennewitz:* Eine interessante Receiver-Schaltung – Neuartiger Suchlauf. Funkschau 1971, H. 16, S. 495.

[2] *Keller:* Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik. Sonderdruck Nr. 22 der Firma Intermetall aus Funk-Technik 1963, H. 22.

[3] *Kirstein* und *Zobel:* Aufbau und Besonderheiten des Hi-Fi-Systems „91". Funk-Technik 1971, H. 17, S. 661.

[4] *Limann:* Reiseempfänger mit elektronischem Sendersuchlauf. Funkschau 1970, H. 21, S. 745.

[5] *Ipi:* Stereosender suchen sich selbst. Radio-Mentor 1971, H. 8, S. 457.

[6] *C. R.:* Suchlauf-Abstimmung im Auto. Radio-Mentor 1969, H. 5, S. 269.

[7] *C. R.:* Automatik-Autosuper mit electronischem Suchlauf. Radio-Mentor 1971, H. 7, S. 433.

[8] *Schotten:* Digitaler Suchlauf für einen UKW-Empfänger. Funkschau 1971, H. 17, S. 535 und H. 18, S. 587.

[9] *Tropper:* Rundfunkempfänger mit neuartiger Suchlaufschaltung. Radio-Mentor 1970, H. 9, S. 618.

[10] *Wellhausen:* Technik der Suchlauf-Elektronik. Funkschau 1971, H. 14, S. 441.

[11] *Wiedemann:* Neuartiger elektronischer Suchlauf für AM/FM-Autoempfänger. Funkschau 1971, H. 13, S. 403.

Sachverzeichnis

A

A-Betrieb 137
abgleichen 238, 245
Abschnürung 108
Abstimm|anzeige 119, 333
– kreis 48, 76
Abwärtsregelung 162, 165
Addieren von Sinus-schwingungen 38, 39
additive Mischung 228
AFR 168, 248
aktives Filter 277, 278
akustische Rückkopplung 143
AM-Demodulator 177
– -Empfänger 322
Amplitude 37, 54
Amplituden|begrenzung 40, 252 254
– modulation 53, 177, 211
Anlaufstrom 91
Anode 89, 113, 115
Anoden|basisschaltung 127
– spannung 113, 116
– widerstand 117
Anpassung 34, 51, 80, 84, 123, 274
– filter 81
Antenne 49, 51, 52, 217
–, künstliche 52
Antennen|kabel 51
– kapazität 49
– kopplung 214, 217, 222
– spule 49
– weiche 85
aperiodisch 224
Arbeits|konnlinie 33, 102, 129
– punkt 31, 105, 127
– widerstand 33
Audion 143
Aufwärtsregelung 101, 163
Augenblickswert 37
Ausgangs|kennlinienfeld 101, 102, 110, 128
– leistung 35, 291
– leitwert 104
– übertrager 70, 274
Auto|antenne 221
– empfänger 302, 306
automatische Scharfabstimmung 168
– Verstärkungsregelung 119, 159, 161, 227
Autoradio 302, 306

B

B-Betrieb 137
Balanceeinsteller 285
Band|breite 55, 75, 77, 78, 79
– filter 86, 87
– sperre 278
Barkhausen 117
Basis 99
– schaltung 122, 134
– spannungsteiler 105
– strom 100
Bauelement 58
Begrenzer 187, 254, 326, 329
Belastbarkeit 60
Bereichsumschaltung 222, 240
bistabile Kippstufe 152
Blind|strom 45
– widerstand 47, 71
Blockschaltung 307
Breitband|-Entstörkondensator 66
– verstärker 224, 261
Bremsgitter 117
Brücken|gleichrichter 176
– schaltung 132, 157, 186, 236
Brummspannung 175, 177
Bulk 109

C

C-Betrieb 137
Chip 99
Collins-Filter 81
Colpitts-Schaltung 147

D

Dämpfung 77, 88, 178
– diode 165
– vierpol 32
Darlington-Schaltung 130, 135
Decoder 57, 193
decodieren 263
De-Emphasis 56
Demodulator 25, 177, 180, 182, 215, 318, 329
demodulieren 263
Detektor 25
– empfänger 181, 208
Dezibel 26
Dickfilmschaltung 58
Dielektrikum 65
Dielektrizitätskonstante 43
differentieller Widerstand 30
Differenz|frequenz 42, 53, 119, 182, 212
– signal 40, 57
– spannung 31
– verstärker 132
diffundieren 89
Dioden|abstimmung 226, 245
– kennlinie 91
– mischung 228
– umschalter 241
Dipol 49, 51, 81
Direktor 51
Doppelgate-MOS-Transistor 110, 233
Doppelmodulation 56
dotieren 89
Drahtwiderstand 58
Drain 107
– schaltung 126
Dreh|kondensator 65, 66
– widerstand 59
Dreipunktschaltung 147
Drossel 66, 68
Durchführungskondensator 66
Durchgriff 117
Durchlaß|gebiet 91
– kennlinie 92
– strom 89
– widerstand 94
Dynamik 55

E

Effektivwert 37
Eingangs|kennlinie 99
– übertrager 69
– widerstand 104
Einseitenbandmodulation 54, 237, 238
Einstellwiderstand 59
Eintakt-Endstufe 279
Einweggleichrichter 95, 174
Eisenkern 67
elektrische Wellen 48
Elektrolytkondensator 65
elektromagnetisches Feld 49
Elektronen 99, 113
elektrostatisches Prinzip 197
Emission 113

Emitter 99
– folger 123, 134, 156, 164, 171, 329
– schaltung 121, 128
– stromstabilisierung 133
– verstärker 123
– widerstand 105, 132
EMK 34, 46
Empfängerklassen 306
Emphasis 56
Endstufe 280, 329
–, komplementäre 139
–, quasikomplementäre 139
–, übertragerlose 139
Entzerrer 75, 76, 277
Erdungskondensator 65, 66
Ersatzschaltung des Transistors 103
Erwärmung 58

F

Fading 50
Fächerentzerrer 76, 277
Faltdipol 51
Fangbereich 169
Farad 43
Farbcode 58
Fehlstellen 89, 99
Feld, elektromagnetisches 49
Feldeffekttransistor 106, 108, 109, 124, 225
Ferrit|antenne 52, 68, 219
– perle 68
Filter 87
Fingertipptaste 338
Flankendemodulator 183
Flipflop 152
Fluß|änderung 46
– strom 91
FM-Demodulator 182, 326
Formelrechnungen 28
Fremdspannungsabstand 291
Frequenz 49, 54
– anzeige 336
– gang 291
– gebiete 24
– hub 55, 182, 191
– modulation 54, 182
– synthese 150
– umsetzer 25
Fußpunktkopplung 86

G

Galliumarsenid 89
Gate 107
– schaltung 125
Gegen|induktivität 48, 87
– kopplung 152, 153, 277
Gegentakt-Endstufe 280
– verstärker 136
Gehäusetemperatur 92
gehörrichtige Lautstärkeeinstellung 275
gekoppelte Spulen 48
Geradeausempfänger 208
Germanium 31, 89, 91
gesättigt 67
Gitter 115, 116
– -Anodenkapazität 118
– basisschaltung 126
– spannung 113
Gleichlauf 238, 246
Gleichrichter 95
– röhre 114
Gleichstromverhältnis 100
Gleichtaktunterdrückung 132
Graetz-Gleichrichter 176
Grenz|frequenz 71, 74, 84, 104, 122, 271, 274
– schicht 89, 99
– werte von Transistoren 111
Grundfrequenz 40, 57
Grundschaltungen, mehrstufige 130
– von Röhren 126
– von Transistoren 121, 124
Grundschwingung 40

H

Halbleiter-Bezeichnungen 111
Haltebereich 169
Harmonische 40, 57
Hartley-Oszillator 147
Heaviside-Schicht 50
Heimempfänger 295, 306, 311
Heißleiter 63
Heizfaden 115
Heizung 113
Herabmischen 212
Hexode 114
Hexodenmischung 233
Hf-Diode 114
– -Drossel 66
– -Verstärkung 224
HiFi-Anlagen 290, 307
Hochfrequenz 23
– spule 67
– verstärker 135
Hochpaß 73, 80, 84
Höhenanhebung 56
Hörkopf 205
Hüllkurve 177, 193
Hybridfilter 88
Hyperbel 32, 44, 102, 129

I

Impedanzwandler 123
Induktionsgesetz 46, 68, 196
induktiver Widerstand 46, 48
Induktivität 29, 46, 66, 67
Innenwiderstand 34, 104, 117
integrierte Schaltung 24, 58, 135, 173, 187, 189, 192, 195, 216, 234, 256, 258, 267, 282, 289, 315 ff.
Intermodulation 57, 291
invertieren 37, 40, 152
Ionosphäre 50

J

Joch 67

K

Kaltleiter 62
Kanal 107
Kapazität 29, 43
– diode 90, 93, 107, 169, 245
kapazitiver Spannungsteiler 45
– Widerstand 43, 48
Katode 89, 113, 115
– basisschaltung 126
– verstärker 127
Kennlinie 29, 30, 116
Kennlinien von Potentiometern 60
Keramikfilter 88, 261
– schwinger 82
keramischer Kondensator 65
Kipp|generator 151
– stufe 340
Klangeinsteller 75, 276
Klirrfaktor 40, 291
Kniespannung 108, 117
Koaxialkabel 52
Kohleschichtwiderstand 61
Koinzidenzdemodulator 187, 318, 329
Kollektor 99
– schaltung 123
– strom 100
Komplementär-Endstufe 139, 281, 324
– -Transistor 104, 131, 139
Kondensator 29, 43, 65
– strom 44, 182, 191
Konstantstromquelle 133
Kopfhörer 199
Kopplung 48, 68, 86, 142, 273
– grad 48
Kreisdiagramm 36, 38
– frequenz 36
– güte 77
Kreuzmodulation 57
Kühlkörper 35, 106, 283
künstliche Antenne 52, 217
Kurzschlußsicherung 173, 289
Kurzwellenlupe 245

L

Ladekondensator 174
Ladungsträger 89, 99
$\lambda/2$-Leitung 81
$\lambda/4$-Leitung 81
Lastwiderstand 33
Laufzeit 37
Lautsprecher 85, 197
Lautstärkeeinstellung 60, 275
LC-Glied 84
Leistung 29, 31, 58, 60
– anpassung 35
– hyperbel 32, 102, 129
– transistor 106
– verhältnis 26
Leitwert 29, 30
Liniendiagramm 37, 38
Literaturnotizen 23
logarithmische Teilung 26, 47, 59, 60
Löschkopf 205
Luftspalt 67

M

Magnetfeld 46
Matrixverfahren 194, 263, 322
Maximalwert 37
Mehrspurverfahren 206
Meißner-Schaltung 147
Metallfilm-Schichtwiderstand 58
Metall-Oxid-Feldeffekt-transistor 109
Mikrofon 53, 199
– -Kennlinien 202
– übertrager 70
Misch|hexode 119, 240
– steilheit 229
– stufe 25, 149, 215, 231, 320
– triode 229
Mischung 53, 119, 240
–, additive 228
–, multiplikative 42, 233
Mischverstärkung 229
mitgezogener Oszillator 148
Mitkopplung 142
Mitnahmeoszillator 149
Modulation 53
– spektrum 57
Momentanwert 37
MOS-Transistor 109, 126
Multiplex-Signal 56, 193
multiplikative Mischung 42, 233
Multiplizierschaltung 41
Multivibrator 152

N

n-Kanaltyp 110
n-leitend 89
Nachstimmschaltung 169
Netz-Batterieumschaltung 301
– gleichrichter 174
– teil 296, 300
– transformator 69
9-kHz-Sperre 278
Neutralisation 157, 158
Newi 63
Nf-Verstärker 215, 271, 279, 280, 319, 321
nichtlinear 30
Niederfrequenz 23
– spule 67
NTC-Widerstand 63, 105
Nullpegel 27

O

Oberschwingung 40
Oberwellenpfiff 213
Ohmsches Gesetz 25, 29, 44
Operationsverstärker 153
Oszillator 25, 142, 144, 145, 214
– system 119

P

p-Kanaltyp 110
p-leitend 89
Parallel|resonanz 82
– schwingkreis 77, 79
Peilwirkung 53
Pentode 115, 118
Periodendauer 37
Phase-Locked Loop 149 (siehe auch Phasenregelkreis)
Phasen|demodulator 187
– diskriminator 184
– komparator 149
– regelkreis 149, 181, 192, 195, 267, 326
– schieber 188, 190
– umkehr 37, 124, 138
– verschiebung 37, 47
– winkel 37, 39, 71, 79, 87
π-Kreis 81, 221
Piezo|effekt 82
– kristall 197
Pilotfrequenz 57, 193, 263
Planar-Transistor 99
PLL 149
pn-Grenzschicht 89
Potentiometer 59
Pre-Emphasis 56
Produkt-Demodulator 187
– -Detektor 41, 42, 181
PTC-Widerstand 62

Q

Quadraturdemodulator 187
Quadrofonie 203
Quarz 82
quasikomplementäre Endstufe 139
Quellenspannung 34

R

Ratiodetektor 169, 185, 254
Raumwelle 50
RC-Generator 144
– -Glied 71, 74
– -Kopplung 271
Rechteckspannung 41
Reflektor 51
Regel|diode 252
– kurve 255
– röhre 115, 119
– spannung 253
Regelung 159, 160
Regelverstärker 164, 166, 172
Reiseempfänger 299, 306, 327
Resonanz 48, 49
– kurve 77, 86
– widerstand 76, 78
Reststrom 65, 89, 91, 102
Richt|strom 178
– wirkung 201
Ringmodulator 236, 331
Röhren|empfänger 295, 314
– -Oszillator 147
Rollkondensator 65
Rückführung 159
Rückkopplung 142
– audion 143, 209
– empfänger 209
Rückstrom 91
Rückwärtsregelung 161
Rückwirkung 104
– kapazität 103, 122, 123

S

Sägezahnschwingung 41
Saugkreis 78, 81
Schallplatte 203
Schallwandler 196
Schaltdiode 96, 241
Schalter-Decoder 194
Schaltsymbole 64, 65
Scheinwiderstand 71
Scheitelwert 37
Schichtwiderstand 58
Schiebepotentiometer 59
Schirmgitterröhre 115, 117
Schleusenspannung 91, 140
Schwellenwert 96, 166, 252
Schwing|kreis 48, 76
– kristall 82
Schwingungserzeugung 142
Seitenband 53
Selbst|erregung 142
– induktion 46

Selbst|leitend 109
– sperrend 109
Serien-Gegentaktschaltung 137
– resonanz 82, 84
– stabilisator 171
– widerstand (eines Schwingkreises) 78
Sicherung, elektronische 287
Sieb|faktor 84
– glied 72, 174, 253, 299
Signal|diode 252
– umsetzer 119
– verstärkung 100
Silizium 31, 89, 91
– dioxid 109
Sinusschwingung 36, 37
Sollwerteinstellung 160
Source 107
– schaltung 125
Spannung 29
– anpassung 34
– auskopplung 155
– begrenzer 97
– konstanthalter 63, 64, 172
– stabilisierung 63, 64, 297
– teiler 32, 33, 71, 74
– –, kapazitiver 45
– verdopplung 181
– verhältnis 27
– verstärkung 162
– wandler 68, 303
Sperrichtung 91
Sperrkreis 77, 81, 214, 224
Sperrschicht 89
– kapazität 90, 103
– temperatur 92
Sperrstrom 89, 91
Spezifischer Widerstand 31
Spiegelfrequenz 212
Spitze-zu-Spitze-Wert 37
Sprech|kopf 205
– leistung 129
Spulengüte 47, 77
Stabantenne 51
stabilisieren 63, 103, 105, 124, 153
Stabilisierung 64, 97, 170
Stationstasten 247, 248, 334, 338
Steckverbindungen 292
Steilheit 30, 104, 116, 127
Stellwiderstand 59
Stereo-Decoder 193, 263, 322
– -Heimempfänger 307
– -Rundfunk 39, 56
– signal 193
– -Verstärker 285
Steuergitter 115
Steuerspannungsdiagramm 127
Stimmgabel 81
Störspannung 55
Störunterdrückung 186
Strahlungswiderstand 51, 52
Streuinduktivität 48, 275
Strom 29
– auskopplung 155
– begrenzer 63
– richtung 28
– versorgung, stabilisierte 170
– verstärkung 100, 104, 163
– verteilungsregelung 135, 166, 231
Substrat 109
Suchlauf 251, 341
Summen|frequenz 42, 53, 212
– signal 39, 57
Superhet-Prinzip 213
Synchrodetektor 190
Synchronisierbereich 148

T

tan δ 71, 77
Tandemwiderstand 59
Taschenempfänger 306, 309
Temperatur|abhängigkeit 92, 97
– koeffizient 60, 62, 63, 65
Thermistor, Thernewid 63
Tiefpaß 72, 84, 182, 299
TK 60
Tonabnehmer 203
Tonband 203, 205
Tonfrequenzweiche 84
Trägerfrequenz 53
– -Regenerierung 151
Trägerschwund 182
Transformator 48, 68
– kopplung 274
Transistor 99
– demodulator 180
– -Oszillator 145
transponieren 42
Treiber 139, 324, 329
Triggerstufe 341
Trimmerkondensator 65
Trimmwiderstand 59
Triode 115, 118

U

Überlagerung 53
– empfänger 25, 209
Überlastungsschutz 62
Übersetzungsverhältnis 68
Übersprechen 291
Überstrombegrenzer 173
Übertemperatur 60
Übertrager 67, 68
Übertragungs|bereich 284
– charakteristik 134
– kette 23
UKW-Antenne 222
– -Bereich 24
– -Dipol 51
– -Oszillator 146
– -Stichleitung 81
UKW-Vorstufe 225
Umgebungstemperatur 92
UND-Gatter 187

V

Vakuumdiode 113
Variometer 67, 221, 243
Varistor 64
VDR-Widerstand 64, 299
Vektor 38
Verlust|faktor 44, 65
– leistung 31, 35, 129
– wärme 35
– widerstand 47
– winkel 44, 47
Verstärker 24, 318
– röhre 115
Verstärkung 117, 127
– faktor 104, 117
– regelung 252
Verzerrung 154
Verzögerungsleitung 37
Vierpol 79, 81, 103
Vorkreis 214
Vorspannungserzeugung 140
Vorwärtsregelung 161

W

Wechselspannung 36
Wellen|bereiche
– länge 49, 50, 51, 205
– widerstand 51, 52
Widerstand 29, 58
–, differentieller 97
–, induktiver 46
–, kapazitiver 43
–, spannungsabhängiger 62
–, spezifischer 31
–, temperaturabhängiger 62
–, veränderlicher 59
Widerstands|kennlinie 29, 60
– übersetzung 69
– wert 29, 62
Winkelgeschwindigkeit 36
Wirkwiderstand 44, 47, 71, 77

Z

Z-Diode 93, 97, 123
Zähldiskriminator 44, 191
Zählrichtung 90, 108
Zeigerdiagramm 38, 71, 72, 73
Zeitkonstante 72
Zeitmultiplexverfahren 263
Zf-Verstärker 188, 215, 255, 317, 320, 324, 329
Zündspule 46
Zweiweggleichrichter 176
Zwischen|basisschaltung 127
– frequenz 25, 119, 210
– gateschaltung 125

Weitere Fachbücher von Ing. Otto Limann

Fernsehtechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Schwarzweiß- und Farb-Fernsehempfänger. Von Ing. Otto Limann. — Dieses Buch, das in modernster Weise in die Schaltungstechnik heutiger Fernsehempfänger einführt, füllt eine Lücke aus.

Der Autor zerlegt gewissermaßen verschiedene Empfänger in Bausteine und erklärt anhand vieler Blockschaltbilder und Industrieschaltungen bis in kleinste Einzelheiten das Funktionieren jeder Stufe.

Daher ist es ein bewährtes Ausbildungs- und Fortbildungsbuch für Lehrlinge und Praktiker. Es enthält nur die allernotwendigsten Formeln und die veralteten Systeme sind als Ballast weggelassen. Die Farbfernsehtechnik ist in drei umfangreichen Kapiteln als logische Fortsetzung der Schwarzweiß-Technik eingearbeitet.

Die komplizierten Synchronisier- und Regelschaltungen in Fernsehempfängern werden auf die klassischen Fundamente der Steuer- und Regeltechnik zurückgeführt.

Bei zahlreichen Schaltungsstufen des Fernsehempfängers erkennt man deutlich den Zusammenhang mit der allgemeinen elektronischen Schaltungstechnik.

Die Darstellung des Buches ist so „eingängig", verständlich und übersichtlich, die Bebilderung derart reichlich, daß sich das Buch für das Selbststudium, aber vor allem auch als ständige allgemein-praktische Hilfe für den Servicetechniker ausgezeichnet eignet.

9. Auflage. 336 Seiten, 566 Bilder, 2 Farbtafeln und 1 Schaltungsbeilage. Linsoneinband DM 19.80.
ISBN 3-7723-5279-0.

Franzis Verlag München

Weitere Fachbücher von Ing. Otto Limann

Elektronik ohne Ballast

Eine Einführung in die Schaltungstechnik der industriellen Elektronik. Von Ing. Otto Limann. – Systematisch und logisch führt der Autor in das neue, variationsreiche Arbeitsgebiet ein. Wer Vorkenntnisse aus der allgemeinen Elektrotechnik mitbringt, dem begegnen viele bekannte elektrische und elektronische Bauteile. Jedoch wird ihr Zusammenwirken und Verhalten in den Schaltungen vom Standpunkt der Impulsspannungen betrachtet, die in der industriellen Elektronik vorwiegend benutzt werden. Darauf wird der Leser Schritt für Schritt an die Spezialbauteile herangeführt. Zwar wird dabei von begreifbaren Vorstellungen ausgegangen, immer aber steht die praktische Anwendung neben der grundlegenden Wirkungsweise im Vordergrund. Und so formt sich in Einzeldarstellungen, was elektronisches Messen, Steuern und Regeln ausmacht. Die Verwendung von Rechenverstärker in Regelkreisen wurde besonders herausgearbeitet. Abschließend bespricht der Autor die digitale Zähltechnik mit den Gatterstufen, Zähldekaden und der Anwendung von Zählgeräten. – Alles in allem: Dieses Buch vermittelt die richtige Menge Elektronik-Wissen (ohne Ballast) als Beweis für den Berufserfolg.

2. Auflage. 396 Seiten mit über 540 Bildern und 3 Tabellen.
In Linson DM 30.–.
ISBN 3-7723-5612-5.

Franzis Verlag München

Tabellen

Kristalldioden- und Transistoren-Taschen-Tabelle

Bearbeitet von Herbert G. Mende. — Die KTT enthält über 200 000 Einzeldaten der wichtigsten in- und ausländischen Dioden und Transistoren und ihrer gängigen Sonderformen. Insgesamt sind knapp 14 000 Typen von 170 Herstellern in über 395 verschiedenen Gehäuseformen aufgeführt.

10. Auflage. Etwa 300 Seiten, etwa 100 Abbildungen. Lam. etwa DM 19.80.
ISBN 3-7723-5440-8.

Röhren-Taschen-Tabelle

Bearbeitet von Dipl.-Ing. Jürgen Schwandt. — Die RTT enthält alle Röhren, die sich in Deutschland, Österreich und der Schweiz auf dem Markt befinden, dazu die wichtigsten amerikanischen Typen. Die Haupttabelle bringt die Daten von rund 4000 Röhren in großer Ausführlichkeit in je 35 Spalten. Es werden bis zu 50 Einzeldaten je Typ genannt.

12. Auflage. 240 Seiten, 869 Sockelschaltungen. Lam. DM 14.80.
ISBN 3-7723-5452-1.

Transistoren-Vergleichstabelle

Diese Taschentabelle — kurz TVT genannt — führt an die miteinander vergleichbaren Halbleitertypen heran. Es sind nicht nur deutsche Transistoren, sondern auch amerikanische, japanische und europäische in die Tabelle aufgenommen worden. Infolge der hohen Anzahl der in den Vergleich einbezogenen Typen (etwa 5500) ergibt sich ein hoher Gebrauchswert der Tabelle.

2. Auflage, 160 Seiten. Pl. DM 9.80.
ISBN 3-7723-5552-8.

Franzis Verlag München