Halbleiter-Schaltungstechnik

2., neu bearbeitete und wesentlich erweiterte Auflage

7376
(2)

U. Tietze · Ch. Schenk

Halbleiter-Schaltungstechnik

2., neu bearbeitete und wesentlich erweiterte Auflage

Mit 787 Abbildungen

Springer-Verlag Berlin · Heidelberg · New York 1971

Dipl.-Phys. Ulrich Tietze, 7400 Tübingen, Bei der Ochsenweide 4
Dipl.-Phys. Christoph Schenk, 7417 Pfullingen, Baumgartenweg 29

ISBN 3-540-05285-2 2. Auflage
Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York
ISBN 0-387-05285-2 2nd edition
Springer-Verlag New York Heidelberg Berlin

ISBN 3-540-04737-9 1. Auflage
Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York
ISBN 0-387-04737-9 1st edition
Springer-Verlag New York Heidelberg Berlin

Das Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdruckes, der Entnahme von Abbildungen, der Funksendung, der Wiedergabe auf photomechanischem oder ähnlichem Wege und der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten.

Bei Vervielfältigungen für gewerbliche Zwecke ist gemäß § 54 UrhG eine Vergütung an den Verlag zu zahlen, deren Höhe mit dem Verlag zu vereinbaren ist. © by Springer-Verlag Berlin · Heidelberg 1969 und 1971.
Library of Congress Catalog Card Number 76-141193. Printed in Germany

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, daß solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Wir übernehmen auch keine Gewähr, daß die in diesem Buch enthaltenen Angaben frei von Patentrechten sind; durch diese Veröffentlichung wird weder stillschweigend noch sonstwie eine Lizenz auf etwa bestehende Patente gewährt.

Universitätsdruckerei H. Stürtz AG, Würzburg

Vorwort zur zweiten Auflage

Da der ungewöhnlich rasche Verkauf der ersten Auflage schon bald die Vorbereitung einer Neuauflage notwendig machte, haben wir die Gelegenheit benützt, alle Kapitel gründlich zu überarbeiten und dem neuesten Stand der Technik anzupassen.

Dem vielstimmig geäußerten Wunsch nach stärkerer Berücksichtigung der Digitalschaltungen haben wir durch die Einfügung von zwei neuen Kapiteln „Logische Schaltungen" und „Anwendungen der Digitalschaltungen" Rechnung getragen. Diese beiden Kapitel sind ganz auf den Einsatz integrierter Schaltungen ausgerichtet.

Da die Feldeffekttransistoren immer mehr an Bedeutung gewinnen, haben wir sie jetzt direkt im Anschluß an die bipolaren Transistoren behandelt und die spezielleren Schaltungen unter die mit bipolaren Transistoren eingeordnet, um bessere Vergleichsmöglichkeiten zu schaffen.

Wir hoffen, daß das Buch weiterhin gute Dienste sowohl beim Studium als auch bei der praktischen Entwicklungsarbeit leisten wird. Für zahlreiche wertvolle Hinweise danken wir neben unseren Lesern besonders Herrn Diplomphysiker H. WENKING und Herrn Professor J. SAMULEIT, der das Buch ausführlich im Unterricht erprobt hat. Außerdem danken wir dem Verlag für die ausgezeichnete Zusammenarbeit und das bereitwillige Eingehen auf unsere Wünsche.

Tübingen und Pfullingen
im Januar 1971

U. TIETZE CH. SCHENK

Vorwort zur ersten Auflage

Die Elektronik dringt in immer weitere Gebiete von Wissenschaft und Technik vor. Sie beschränkt sich längst nicht mehr auf Nachrichtentechnik und Datenverarbeitung allein, sondern ist überall dort, wo es etwas zu messen oder zu regeln gilt, unentbehrlich geworden. Selbst wenn man dabei nur fertige Geräte zu bedienen hat, ist es oft notwendig, etwas über deren Funktionsweise zu wissen, um sie voll ausnützen zu können. Das vorliegende Buch soll helfen, die Wirkungsweise fertiger Schaltungen verstehen und auch selbständig neue entwerfen zu können. Naturwissenschaftler und Studierende der Hoch- und Fachschulen werden in dem Buch eine Einführung in die Halbleiterschaltungstechnik finden. Außerdem soll das Buch den Fachleuten eine ausführliche und kritische Übersicht über die vielfältigen Schaltungsmöglichkeiten bieten.

Die auf diesem Gebiet bisher vorliegende Literatur beschreitet zwei prinzipiell verschiedene Wege: Einmal werden fertig dimensionierte Schaltungen mit einer qualitativen Beschreibung angegeben. Das hat den großen Nachteil, daß man die Schaltungen exakt nachbauen muß und nicht den eigenen Betriebsbedingungen anpassen kann, wenn man nicht weiß, nach welchen Gesichtspunkten die Dimensionierung vorgenommen wird und wie man sie berechnet. Zum anderen werden einfache Schaltungen mit Hilfe der Vierpoltheorie sehr genau durchgerechnet. Das Ergebnis sind komplizierte Formeln, die sich nur schwer handhaben lassen. Hinzu kommt, daß man bei der Anwendung der Formeln die Daten der Halbleiter viel genauer kennen müßte, als sie vom Hersteller angegeben werden können.

Aus diesem Grund haben wir bei den Berechnungen von vornherein untergeordnete Effekte vernachlässigt. Dadurch vereinfachen sich die Formeln beachtlich, ohne daß sich das numerische Ergebnis nennenswert ändert. Es ist dann möglich, auch kompliziertere Schaltungen mit geringem mathematischem Aufwand zu berechnen.

Die meisten Halbleiterdaten unterliegen nicht nur einer beträchtlichen Fertigungstoleranz, sondern sind außerdem stark temperaturabhängig. Daher haben wir vorwiegend solche Schaltungen angegeben, deren Funktion von den Schwankungen der Halbleiterparameter nur wenig beeinflußt wird. In diesem Zusammenhang spielt die Gegenkopplung eine große Rolle. Wir haben deshalb den etwas ungewöhnlichen Weg beschritten, die Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Gegenkopplung zunächst am Beispiel des idealen Operationsverstärkers zu

此为试读,需要完整PDF请访问: www.ertongbook.com

beschreiben, ohne uns dabei um seinen inneren Aufbau zu kümmern. Die dort eingeführte Denkweise wenden wir dann später auf viele Schaltungen an und gelangen dadurch zu einer besonders übersichtlichen Funktionsbeschreibung, die sich in der praktischen Entwicklungsarbeit außerordentlich gut bewährt hat.

Herrn Diplom-Physiker H. WENKING danken wir für manche gute Anregung, ebenso Herrn Gymnasial-Professor J. SAMULEIT, der in vielen Diskussionen mitgeholfen hat, die Arbeit zu fördern. Schließlich danken wir dem Verlag für die gute Zusammenarbeit.

Tübingen und Magstadt,
im Frühjahr 1969 U. TIETZE CH. SCHENK

Inhaltsverzeichnis

1 Erklärung der verwendeten Größen 1

2 Passive *RC*- und *LRC*-Netzwerke 5

2.1 Der Hochpaß 5
2.2 Der Tiefpaß 12
2.3 Anstiegszeit und Grenzfrequenz 15
2.4 Weitwinkel-Phasenschieber 15
2.5 Wien-Brücke 16
2.6 Wien-Robinson-Brücke 18
2.7 Doppel-T-Filter 19
2.8 Klangregelschaltung 21
2.9 Schwingkreis 22

3 Dioden 24

3.1 Kennlinien und charakteristische Daten 24
3.2 Z- und Avalanche-Dioden 26

4 Gleichrichterschaltungen und passive Stabilisierungsschaltungen 29

4.1 Einweggleichrichterschaltung 29
4.2 Vollweggleichrichterschaltung 31
4.3 Drehstrom-Brückengleichrichterschaltung 34
4.4 Spannungsverdoppler 34
4.5 Spannungsvervielfacher 36
4.6 Reihen- und Parallelschaltung von Dioden 37
4.7 Filterschaltungen 38
4.8 Spannungsstabilisierungsschaltungen mit Z-Dioden 40
4.9 Meßgleichrichter 44

5 Der Operationsverstärker 49

5.1 Eigenschaften eines Operationsverstärkers 49
5.2 Umkehrverstärker, Gegenkopplung 53
5.3 Elektrometerverstärker 62
5.4 Kompensation von Eingangsruhestrom und Offsetspannung 66

6 Der Transistor und seine Grundschaltungen 70

6.1 Kennlinien und charakteristische Daten 70
6.2 Das Transistorrauschen 74
6.3 Grenzdaten 78
6.4 Messung einiger charakteristischer Daten 82
6.5 Emitterschaltung 84
6.6 Kollektorschaltung, Emitterfolger 102
6.7 Basisschaltung 107

6.8 Kaskodeschaltung . . . 109
6.9 Konstantstromquellen . . . 111
6.10 Darlington-Schaltung . . . 116

7 Feldeffekttransistoren . . . 119
7.1 Klassifikation . . . 119
7.2 Kennlinien und charakteristische Daten von n-Kanal-Fets . . . 120
7.3 Grenzdaten . . . 123
7.4 Grundschaltungen . . . 123
7.5 Fet als Konstantstromquelle . . . 129
7.6 Fet als steuerbarer Widerstand . . . 130

8 Niederfrequenz-Vorverstärker . . . 134
8.1 Zweistufiger NF-Verstärker . . . 134
8.2 Gegengekoppelter NF-Verstärker . . . 137
8.3 Gegengekoppelter NF-Verstärker für symmetrische Betriebsspannungen . . . 138
8.4 NF-Verstärker mit dreistufiger Spannungsverstärkung . . . 139
8.5 NF-Verstärker mit Komplementärtransistoren . . . 141
8.6 NF-Verstärker mit Fet-Eingang . . . 142

9 Differenzverstärker . . . 145
9.1 Grundschaltung . . . 145
9.2 Differenzverstärker mit hoher Gleichtaktunterdrückung . . . 148
9.3 Differenzverstärker mit Nullpunkteinstellern . . . 150
9.4 Offsetspannungsdrift beim Differenzverstärker . . . 151
9.5 Differenzverstärker mit interner Gegenkopplung . . . 152
9.6 Bootstrap-Differenzverstärker . . . 153
9.7 Differenzverstärker mit negativem Kollektorwiderstand . . . 154
9.8 Differenzverstärker mit Umkehrverstärker . . . 155
9.9 Darlington-Differenzverstärker . . . 157
9.10 Fet-Differenzverstärker . . . 158

10 Aufbau von Operationsverstärkern . . . 160
10.1 Einfachste Ausführung . . . 162
10.2 Operationsverstärker mit zweistufiger Spannungsverstärkung . . . 164
10.3 Operationsverstärker mit geringerer Drift . . . 165
10.4 Operationsverstärker mit komplementären Differenzverstärkern . . . 165
10.5 Operationsverstärker mit symmetrischen Ausgängen . . . 167
10.6 Elektrometer-Subtrahierer mit interner Gegenkopplung . . . 168
10.7 Operationsverstärker mit dreistufiger Spannungsverstärkung . . . 170
10.8 Phasenkompensation bei Operationsverstärkern . . . 171
10.9 Messung einiger Operationsverstärkerdaten . . . 190

11 Anwendungen des Operationsverstärkers . . . 196
11.1 Addier- und Subtrahierschaltungen . . . 196
11.2 Präzisions-Niederfrequenz-Verstärker . . . 202
11.3 Konstantspannungsquellen . . . 205
11.4 Konstantstromquellen . . . 206
11.5 Der NIC (Negative Impedance Converter) . . . 210
11.6 Der Rotator . . . 215
11.7 Der Gyrator . . . 218
11.8 Der Zirkulator . . . 223
11.9 Integratoren . . . 225

11.10 Differentiatoren . . . 234
11.11 PID-Regler . . . 237
11.12 Meßschaltungen . . . 242
11.13 Aktive Hoch- und Tiefpaßfilter . . . 251
11.14 Selektive Filter . . . 269
11.15 Logarithmierer und Potenzierer . . . 282
11.16 Analog-Multiplizierer . . . 287
11.17 Operationsverstärker als Schalter . . . 300

12 Leistungsverstärker . . . 308
12.1 Emitterfolger . . . 308
12.2 Komplementäre Emitterfolger . . . 310
12.3 Elektronische Strombegrenzung . . . 318
12.4 Darlington-Schaltungen als komplementäre Emitterfolger . . . 320
12.5 50 W-Niederfrequenz-Verstärker . . . 322
12.6 Leistungsverstärker mit Transformatorkopplung . . . 326

13 Stabilisierte Netzgeräte . . . 330
13.1 Einfachste Ausführung . . . 330
13.2 Prinzipielle Anordnung mit Regelverstärker . . . 331
13.3 Netzgeräte mit einfachen Regelverstärkern . . . 335
13.4 Methoden zur Strombegrenzung . . . 338
13.5 Netzgeräte mit Differenzverstärkern . . . 340
13.6 Netzgeräte mit Operationsverstärkern . . . 343
13.7 Ausführungsformen des Leistungsverstärkers . . . 349

14 Breitbandverstärker . . . 351
14.1 Untere Grenzfrequenz . . . 351
14.2 Obere Grenzfrequenz . . . 353
14.3 Resonanzverstärker . . . 357
14.4 Kettenverstärker (distributed amplifier) . . . 359

15 Oszillatoren . . . 361
15.1 Allgemeine Rückkopplungsbedingung . . . 361
15.2 *LC*-Oszillatoren . . . 363
15.3 Quarzoszillatoren . . . 367
15.4 *RC*-Oszillatoren . . . 372
15.5 Programmierte Schwingungsdifferentialgleichung . . . 378
15.6 Synthetische Herstellung von Sinusschwingungen . . . 381

16 Kippschaltungen . . . 384
16.1 Der Transistor als Schalter . . . 384
16.2 Astabiler Multivibrator . . . 387
16.3 Univibrator . . . 400
16.4 RS-Flip-Flop . . . 405
16.5 Flip-Flop mit Vorbereitungseingängen . . . 411
16.6 Schmitt-Trigger . . . 415

17 Logische Grundschaltungen . . . 420
17.1 Die logischen Grundfunktionen . . . 420
17.2 Aufstellung logischer Funktionen . . . 423
17.3 Schaltungstechnische Realisierung der Grundverknüpfungen . . . 433
17.4 Integrierte Kippschaltungen . . . 447

18 Anwendungen der Digitalschaltungen 462
18.1 Komparatoren 463
18.2 Multiplexer 466
18.3 Addierer 467
18.4 Subtrahierer 472
18.5 Multiplizierer 476
18.6 Schieberegister 479
18.7 Zähler 484
18.8 Dekodierung und Anzeige von BCD-Zahlen 512
18.9 Erzeugung von pseudozufälligen Binärfolgen 517
18.10 Digital-Analog-Wandler 520
18.11 Analog-Digital-Wandler 529

19 Zerhacker und Modulatoren 538
19.1 Mechanische Zerhacker 538
19.2 Transistorzerhacker 539
19.3 Fet-Zerhacker 542
19.4 Diodenzerhacker 545
19.5 Ringmodulator 546
19.6 Photozerhacker 547
19.7 Modulator mit Kapazitätsdioden 548
19.8 Zerhacker als Modulator und Synchrondemodulator 549
19.9 Zerhackerverstärker 552

20 Spezialdioden 558
20.1 Kapazitätsdiode (Varactor-Diode) 558
20.2 Metall-Halbleiter-Diode (Hot Carrier Diode) 559
20.3 Speicher-Schalt-Diode (Step Recovery Diode) 559
20.4 pin-Diode 560
20.5 Tunneldiode 560
20.6 Backward-Diode 563
20.7 Feldeffektdiode (Curristor) 564
20.8 Vierschichtdiode 564
20.9 Trigger-Diode (Diac) 567

21 Spezialtransistoren 568
21.1 Unijunction-Transistor 568
21.2 Thyristor 570
21.3 Triac 575
21.4 Vierschichttriode 581

22 Photohalbleiter 582
22.1 Photometrie 582
22.2 Photowiderstand 584
22.3 Photodioden 586
22.4 Photohalbleiter mit drei Elektroden 587
22.5 Leuchtdioden 589

Literatur 591

Sachverzeichnis 595

1. Erklärung der verwendeten Größen

Um Unklarheiten zu vermeiden, wollen wir die Bezeichnung der wichtigsten Größen kurz zusammenstellen.

Spannung. Eine Spannung zwischen den Punkten x und y wird mit U_{xy} bezeichnet. Es ist vereinbart, daß U_{xy} positiv sein soll, wenn der Punkt x positiv gegenüber dem Punkt y ist. U_{xy} ist negativ, wenn der Punkt x negativ gegenüber dem Punkt y ist. Es gilt die Beziehung $U_{xy} = -U_{yx}$. Die Angabe

$$U_{BE} = -5\,\mathrm{V}$$

oder

$$-U_{BE} = \quad 5\,\mathrm{V}$$

oder

$$U_{EB} = \quad 5\,\mathrm{V}$$

bedeutet also, daß zwischen E und B eine Spannung von 5 V liegt, wobei E positiv gegenüber B ist. In einer Schaltung läßt man die Doppelindices meist weg und ersetzt die Angabe U_{xy} durch einen Spannungspfeil U, der vom Schaltungspunkt x zum Schaltungspunkt y zeigt.

Potential. Das Potential φ ist die Spannung eines Punktes bezogen auf einen gemeinsamen Bezugspunkt 0:

$$\varphi_x = U_{x0}.$$

In den Schaltungen ist das Bezugspotential durch ein Massezeichen gekennzeichnet. Häufig wird U_x in der Bedeutung von φ_x verwendet. Man spricht dann nicht ganz korrekt von der Spannung eines Punktes, z. B. der Anodenspannung. Für die Spannung zwischen zwei Punkten x und y gilt:

$$U_{xy} = \varphi_x - \varphi_y.$$

Strom. Der Strom wird durch einen Strompfeil I in der Leitung gekennzeichnet. Es ist vereinbart, daß I positiv sein soll, wenn der Strom im konventionellen Sinne in Pfeilrichtung fließt. I ist also positiv, wenn der Strompfeil am Verbraucher vom größeren zum kleineren Potential zeigt. Wie man die Strom- und Spannungspfeile in eine Schaltung einzeichnet, ist beliebig, wenn man den Zahlenwert von U und I mit dem entsprechenden Vorzeichen versieht. Besitzen Strom- und Spannungspfeil an einem Verbraucher dieselbe Richtung, lautet das Ohmsche Gesetz

此为试读，需要完整PDF请访问：www.ertongbook.com

nach den angegebenen Vereinbarungen $R=\frac{U}{I}$, besitzen sie entgegengesetzte Richtung, muß es $R=-\frac{U}{I}$ lauten. Diesen Sachverhalt zeigt Abb. 1.1.

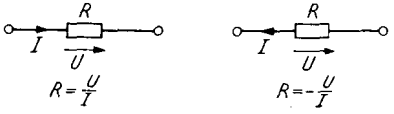

Abb. 1.1. Ohmsches Gesetz

Widerstand. Ist ein Widerstand spannungs- oder stromabhängig, kann man entweder den *statischen Widerstand* $R=\frac{U}{I}$ oder den *differentiellen Widerstand* $r=\frac{\partial U}{\partial I}\approx\frac{\Delta U}{\Delta I}$ angeben. Dies gilt bei gleicher Richtung von Strom- und Spannungspfeil. Bei entgegengesetzter Richtung ist wie in Abb. 1.1 ein Minuszeichen einzusetzen. – Der Widerstand zwischen zwei Punkten x und y eines Stromkreises wird mit $R_{xy}=R_{yx}$ bzw. $r_{xy}=r_{yx}$ bezeichnet.

Wechselstromkreis. Ist ein Strom oder eine Spannung zeitlich veränderlich, verwenden wir kleine Buchstaben i, u. Sie geben dann den Momentanwert an. Sinusförmige Wechselspannungen $u=\hat{U}\sin(\omega t+\varphi_u)$ charakterisiert man durch den Scheitelwert $\hat{U}$, den Effektivwert $U_{\text{eff}}=\hat{U}/\sqrt{2}$ oder die Spannung von Spitze zu Spitze $U_{SS}=2\hat{U}$. Analoge Größen werden auch bei sinusförmigen Wechselströmen verwendet. Es hat sich als nützlich erwiesen, bei Wechselstromkreisen komplexe Spannungen

$$\underline{U}=\hat{U}\,e^{j(\omega t+\varphi_u)}$$

und entsprechend komplexe Ströme einzuführen. Nach dem Eulerschen Satz ist

$$e^{j\alpha}=\cos\alpha+j\sin\alpha. \tag{1.1}$$

Daraus folgt

$$|e^{j\alpha}|=\cos^2\alpha+\sin^2\alpha=1.$$

Der Betrag der komplexen Spannung ist demnach gleich dem Scheitelwert: $|\underline{U}|=\hat{U}$. Für den Momentanwert erhalten wir mit Gl. (1.1) den Zusammenhang

$$u=\hat{U}\sin(\omega t+\varphi_u)=\operatorname{Im}(\underline{U}).$$

Auch Wechselspannungen und Wechselströme werden durch Pfeile in den Schaltplänen gekennzeichnet. Die Pfeilrichtung sagt dann natürlich nichts mehr über die Polarität aus, sondern gibt lediglich an, mit welchem Vorzeichen man die Größen in die Rechnung einsetzen muß. Dabei gilt genau dieselbe Regel, wie sie in Abb. 1.1 für Gleichspannungen dargestellt ist.

Entsprechend zum Gleichstromkreis definiert man den Widerstand als:

$$\underline{R} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\hat{U}\, e^{j(\omega t + \varphi_u)}}{\hat{I}\, e^{j(\omega t + \varphi_i)}} = \frac{\hat{U}}{\hat{I}}\, e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{R}|\, e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{R}|\, e^{j\varphi}.$$

φ ist die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Eilt die Spannung dem Strom voraus, ist φ positiv. Bei einem ohmschen Widerstand ist $\underline{R} = R$, bei einer Kapazität gilt $\underline{R} = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C}$ und bei einer Induktivität $\underline{R} = j\omega L$. Auf diese komplexen Größen kann man die Gesetze des Gleichstromkreises anwenden.

Analog definieren wir eine komplexe Verstärkung

$$\underline{v} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\hat{U}_a\, e^{j(\omega t + \varphi_a)}}{\hat{U}_e\, e^{j(\omega t + \varphi_e)}} = \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e}\, e^{j(\varphi_a - \varphi_e)} = |\underline{v}|\, e^{j(\varphi_a - \varphi_e)} = |\underline{v}|\, e^{j\varphi}.$$

φ ist die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Eilt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung voraus, ist φ positiv; eilt sie nach, ist φ negativ. Für den Betrag der Verstärkung schreiben wir einfach v:

$$|\underline{v}| = v.$$

Logarithmisches Spannungsverhältnis. In der Elektrotechnik wird häufig eine logarithmische Größe v^* für das Spannungsverhältnis $v = U_a/U_e$ angegeben. Der Zusammenhang lautet:

$$v^* = 20\ \text{db}\ \lg \frac{U_a}{U_e} = 20\ \text{db}\ \lg v.$$

In Abb. 1.2 haben wir einige spezielle Werte zusammengestellt.

Lineares Spannungsverhältnis v	Logarithmisches Spannungsverhältnis v^*
0,5	− 6 db
$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}7$	− 3 db
1	0 db
$\sqrt{2} \approx 1{,}4$	3 db
2	6 db
10	20 db
100	40 db
1000	60 db

Abb. 1.2. Umrechnungstabelle

Logarithmen. Der Logarithmus einer benannten Zahl ist nicht definiert. Deshalb schreiben wir z.B. nicht $\lg \nu$ sondern $\lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}}$. Anders verhält es sich bei Differenzen von Logarithmen: Der Ausdruck $\Delta \lg \nu = \lg \nu_2 - \lg \nu_1$ ist eindeutig definiert, weil er sich in den Ausdruck $\lg \frac{\nu_2}{\nu_1}$ umformen läßt.

Rechenzeichen. Häufig verwenden wir eine abgekürzte Schreibweise für die Differentiation nach der Zeit:

$$\frac{du}{dt} = \dot{u}, \qquad \frac{d^2u}{dt^2} = \ddot{u}.$$

Das Rechenzeichen $\sim$ bedeutet *proportional*, das Rechenzeichen $\approx$ bedeutet *ungefähr gleich*. Das Zeichen $\|$ bedeutet *parallel*. Wir verwenden es, um eine Parallelschaltung von Widerständen abgekürzt darzustellen:

$$R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Weitere Bezeichnungen.

Verstärkungsfaktor ohne Rück- und Gegenkopplung, Leerlaufverstärkung, open loop gain: $v = \Delta U_a / \Delta U_e$.
Verstärkungsfaktor bei Gegenkopplung, closed loop gain: v'.
Schleifenverstärkung, loop gain: $g = v/v'$.
Gleichtaktverstärkung, common mode gain: v_{Gl}.
Gleichtaktunterdrückung, common mode rejection ratio: $G = v/v_{Gl}$.
Driftverstärkung: v_D.
Stromverstärkung: B.
Kleinsignalstromverstärkung: β.
Steilheit: S.
Frequenz: ν, f.
Kreisfrequenz: $\omega = 2\pi\nu$.
Normierte Kreisfrequenz: $\Omega = \omega/\omega_0$.
Komplexe Kreisfrequenz: $p = j\omega$.
Normierte komplexe Kreisfrequenz: $P = j\Omega = j\omega/\omega_0$.
Grenzfrequenz (-3 db), allgemein: ν_g.
Obere Grenzfrequenz (-3 db): ν_{max}.
Untere Grenzfrequenz (-3 db): ν_{min}.
Bandbreite: $B = \nu_{max} - \nu_{min}$.
Logische UND-Verknüpfung (Konjunktion): $y = x_1 \cdot x_2$.
Logische ODER-Verknüpfung (Disjunktion): $y = x_1 + x_2$.
Logische NICHT-Verknüpfung (Negation): $y = \bar{x}$.
Betriebsspannung: U_b, im Schaltplan durch ($+$) bzw. ($-$) gekennzeichnet.

2. Passive *RC*- und *LRC*-Netzwerke

RC-Netzwerke sind in der Schaltungstechnik von grundlegender Bedeutung. Da ihre Wirkungsweise in allen Schaltungen dieselbe ist, soll ihre Funktion im folgenden eingehend beschrieben werden.

2.1 Der Hochpaß

Ein Hochpaß ist eine Schaltung, die hohe Frequenzen unverändert überträgt und bei tiefen Frequenzen eine Abschwächung und Phasenverschiebung bewirkt. Die einfachste Schaltung eines *RC*-Hochpasses

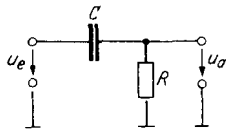

Abb. 2.1. Einfachster Hochpaß

zeigt Abb. 2.1. Der Frequenzgang der Verstärkung $v(\nu) = \hat{U}_a/\hat{U}_e$ und der Phasenverschiebung $\varphi(\nu)$ ist in Abb. 2.2 doppeltlogarithmisch für eine untere Grenzfrequenz von $\nu_{min} = 1$ kHz dargestellt.

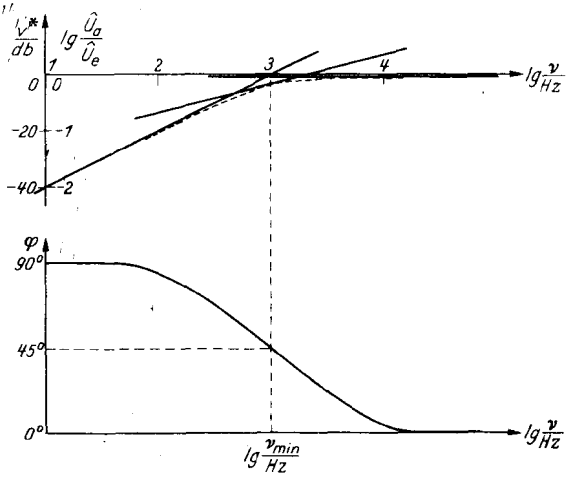

Abb. 2.2. Bode-Diagramm des Hochpasses. Obere Kurve: Frequenzgang der Verstärkung. Untere Kurve: Frequenzgang der Phasenverschiebung

Zur Berechnung des Frequenzganges der Verstärkung und der Phasenverschiebung stellen wir die Übertragungsfunktion für sinusförmige Wechselspannungen auf. Die Spannungsteilerformel lautet in komplexer Schreibweise:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e}=\frac{R}{R+\dfrac{1}{j\omega C}}=\frac{R}{R-\dfrac{j}{\omega C}},$$

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e}=\frac{R}{\sqrt{R^2+\dfrac{1}{\omega^2 C^2}}}e^{j\varphi} \quad \text{mit} \quad \varphi=\arctan\frac{1}{\omega RC}. \tag{2.1}$$

Für den Betrag der Verstärkung erhalten wir daraus

$$v=\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e}=\frac{|\underline{U}_a|}{|\underline{U}_e|}=\frac{R}{\sqrt{R^2+\dfrac{1}{\omega^2 C^2}}}. \tag{2.2}$$

φ ist die Phasenverschiebung zwischen $\underline{U}_e$ und $\underline{U}_a$. Sie ist immer positiv, d.h. die Ausgangsspannung eilt der Eingangsspannung voraus. Zur Berechnung der Grenzfrequenz setzen wir in Gl.(2.2)

$$\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_e}=\frac{1}{\sqrt{2}}=\frac{R}{\sqrt{R^2+\dfrac{1}{\omega_{\min}^2 C^2}}}$$

und erhalten

$$\boxed{\omega_{\min}=2\pi\nu_{\min}=\frac{1}{RC}}.$$

Die Phasenverschiebung bei dieser Frequenz beträgt nach (2.1) $\varphi=45°$.

Bei Frequenzen $\nu \gg \nu_{\min}$ strebt $\hat{U}_a/\hat{U}_e$ gegen 1; die Phasenverschiebung wird Null. Bei tiefen Frequenzen $\nu \ll \nu_{\min}$ wird

$$v=\omega RC=2\pi\nu RC.$$

In diesem Frequenzbereich ist also die Verstärkung proportional zur Frequenz; die Phasenverschiebung beträgt fast 90°.

Da man den Frequenzgang der Verstärkung im allgemeinen doppeltlogarithmisch aufträgt, wollen wir seinen Verlauf bei tiefen Frequenzen in dieser Darstellung berechnen. Aus Gl. (2.2) folgt durch Logarithmieren

$$\lg v=\lg R-\frac{1}{2}\lg\left(R^2+\frac{1}{\omega^2 C^2}\right).$$

Für tiefe Frequenzen, d.h. für $\lg \omega \to -\infty$, wird:

$$\lg v = \lg R - \frac{1}{2} \lg \frac{1}{\omega^2 C^2},$$

$$\lg v = \lg \omega R C = \lg \frac{\omega}{\omega_{\min}} = \lg \frac{\nu}{\nu_{\min}} = \lg \frac{\nu/\mathrm{Hz}}{\nu_{\min}/\mathrm{Hz}},$$

$$\lg v = \lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}} - \lg \frac{\nu_{\min}}{\mathrm{Hz}}. \tag{2.3}$$

Wir erhalten in der doppeltlogarithmischen Darstellung also eine Asymptote mit der Steigung

$$m = \frac{d \lg v}{d \lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}}} = 1.$$

Sie geht durch den Punkt $\left(\lg \frac{\nu_{\min}}{\mathrm{Hz}} \middle| 0\right)$. In der Elektrotechnik ist es üblich, anstelle von $\lg v$ die dazu proportionale Größe

$$v^* = 20\,\mathrm{db} \lg v$$

und anstelle von $\lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}}$ die Größe

$$\nu^* = 1\ \text{Dekade} \cdot \lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}}$$

anzugeben. Für die Steigung m^* einer Kurve in dieser Darstellung gilt:

$$m^* = \frac{dv^*}{d\nu^*} = \frac{20\,\mathrm{db}}{1\ \text{Dekade}} \cdot \frac{d \lg v}{d \lg \frac{\nu}{\mathrm{Hz}}} = \frac{20\,\mathrm{db}}{\text{Dekade}} \cdot m. \tag{2.4}$$

Mitunter wird die Steigung auch in $\frac{\mathrm{db}}{\text{Oktave}}$ angegeben. Es gilt der Zusammenhang

$$\frac{20\,\mathrm{db}}{\text{Dekade}} = \frac{20\,\mathrm{db}}{\text{Oktave}} \cdot \lg 2 = \frac{6\,\mathrm{db}}{\text{Oktave}}.$$

Die Asymptote für tiefe Frequenzen hat demnach die Steigung

$$\boxed{m^* = \frac{20\,\mathrm{db}}{\text{Dekade}} = \frac{6\,\mathrm{db}}{\text{Oktave}}}.$$

此为试读,需要完整PDF请访问: www.ertongbook.com