

A. C. J. BEERENS

MESSGERÄTE UND MESSMETHODEN IN DER ELEKTRONIK

183 Seiten, 150 Abb., 14,8 x 21 cm

Dieses Buch behandelt häufig in der Elektronik vorkommende Messungen und gibt eine Beschreibung der dabei hauptsächlich verwendeten Meßgeräte. Bei der Besprechung dieser Messungen werden verschiedene Meßmethoden miteinander verglichen, um den Leser nicht nur mit dem ‚Wie‘, sondern auch mit dem ‚Warum‘ vertraut zu machen.

Spezielle Messungen, wie sie in der Radio- und Fernsehtechnik sowie auf anderen Gebieten ausgeführt werden, fallen aus dem Rahmen dieses Werks, das sich vielmehr auf allgemeine Messungen beschränkt, die jeder Praktiker täglich auszuführen genötigt ist. Auch die sogenannten professionellen Meßgeräte, die ausschließlich von einer kleinen Gruppe Spezialisten benutzt werden, bleiben unberücksichtigt. Dafür gilt die besondere Aufmerksamkeit den von vielen Technikern in den Fabriken und Werkstätten gebrauchten, verbreiteten Meßgeräten.

Neben dem behandelten Stoff wurde zugleich das Niveau derart gewählt, daß ein breiter Leserkreis seinen Nutzen daraus ziehen kann. U.a. ist an Lehrlinge und Gewerbeschüler, aber auch an Techniker in den Betrieben sowie fortgeschrittene Radioamateure gedacht.

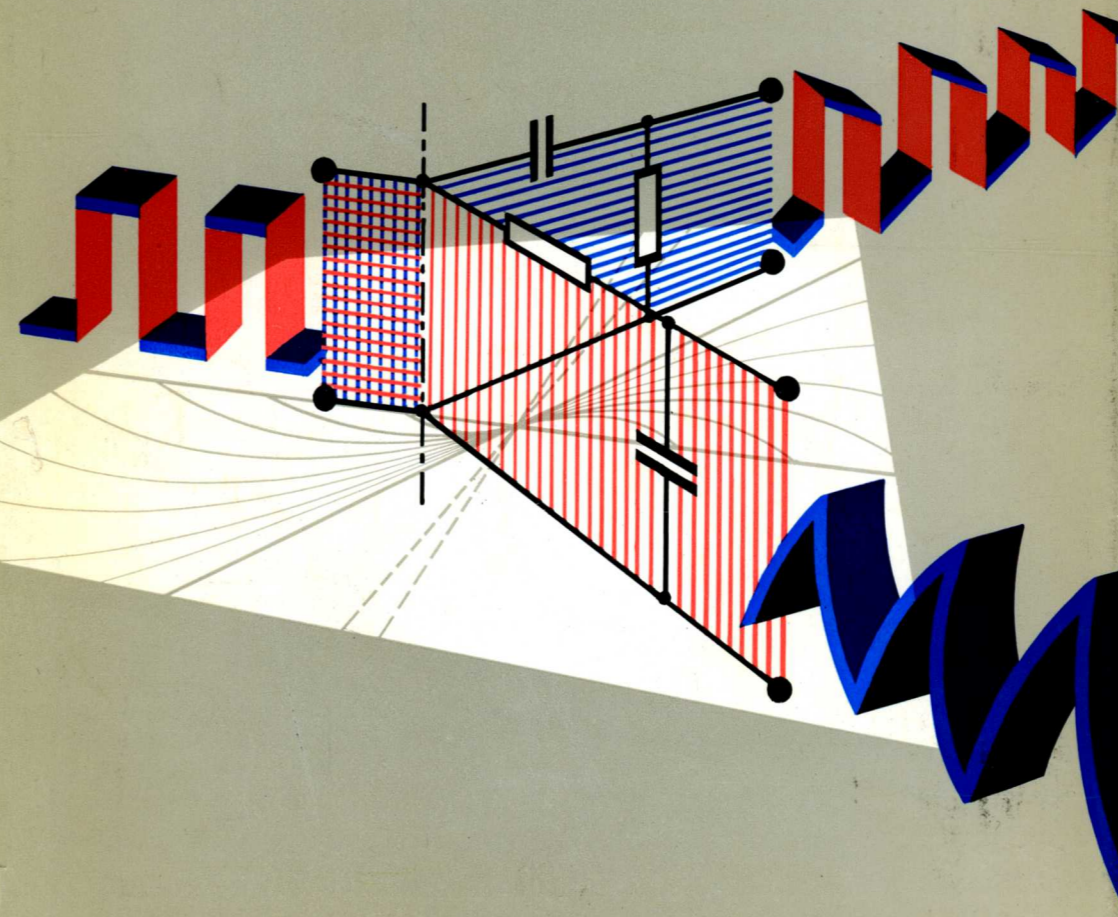
Nach einem gründlichen Studium dieses Buches wird der Leser die erforderlichen Voraussetzungen erworben haben, um grundsätzliche Messungen in der Elektronik selbständig ausführen zu können.



Schultz
MESSEN UND PRÜFEN MIT RECHTECKSIGNALEN

Ing. W. Schultz

Messen und Prüfen mit Rechtecksignalen



PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEK

MESSEN UND PRÜFEN MIT RECHTECKSIGNALEN

Aufgrund der „teuer“ gewordenen Arbeitszeit werden heutzutage Meßverfahren bevorzugt, die in kürzester Zeit möglichst viele kennzeichnende Eigenschaften eines Prüfobjektes offenbaren, also einen vielfältigen Aussagewert besitzen.

Derartige Meß- und Prüfverfahren verlangen ein beträchtliches Maß an Sachkenntnis, damit die eingesparte Zeit nicht durch umständliche, unsachgemäße oder unvollkommene Auswertungsmaßnahmen wieder verschenkt wird. Gleichzeitig soll die Sachkunde des Anwenders ihm erlauben, die Grenzen des betreffenden Verfahrens zu erkennen und die Zweckmäßigkeit seiner Anwendung richtig zu beurteilen.

Entsprechend dem Thema dieses Buches hat der Verfasser versucht, in für den Leser verständlicher Form in größtmöglichem Umfang Stoff zusammenzutragen und eine Vielzahl von Anregungen zu vermitteln. Um einen ausgedehnten Leserkreis anzusprechen, wurden neben den unerläßlichen mathematischen Beziehungen Tabellen und grafische Darstellungen verwendet.

Ergänzend hierzu wurden im Interesse des Vorstellungsvermögens weniger vorgebildeter Leser Beispiele aus artfremden, dafür aber allgemeinverständlicheren Gebieten herangezogen.

SCHULTZ MESSEN UND PRÜFEN MIT RECHTECKSIGNALEN

MESSEN UND PRÜFEN
MIT
RECHTECKSIGNALEN

MESSEN UND PRÜFEN
MIT RECHTECKSIGNALLEN



621.317.76.018.752

MESSEN UND PRÜFEN MIT RECHTECKSIGNALEN

ING. W. SCHULTZ

1966

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEK

675039

Dieses Buch erscheint in der Philips Technischen Bibliothek
auch in französischer und englischer Sprache

210 Seiten, 168 Abbildungen, 4 Seiten mit Oszillogrammen und 2 Faltafeln

D.K. 621.317.76.018.752

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Niederlande, 1966

Alle Rechte vorbehalten

Wir übernehmen 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.

VORWORT

Im modernen Wirtschaftsleben ist der Drang zur Rationalisierung sehr ausgeprägt. Daher trachtet man auch in der Schwachstromtechnik danach, bei Prüf- und Meßmethoden rationellere Wege zu beschreiten. Es werden im Gegensatz zu früher in zunehmendem Maße „dynamische“ Verfahren verlangt. Die Zeit, in der man sich geruhsame, empirische, einfach übersehbare Einzelmessungen leisten konnte, gehört der Vergangenheit an. Aufgrund der „teuer“ gewordenen Arbeitszeit werden heutzutage Meßverfahren bevorzugt, die in kürzester Zeit möglichst viele kennzeichnende Eigenschaften eines Prüfobjekts offenbaren, also einen vielfältigen Aussagewert besitzen.

So ist es auch verständlich, daß derartige Meß- und Prüfverfahren dem Anwender ein beträchtliches Maß an Sachkenntnis abverlangen, damit die eingesparte Zeit nicht durch umständliche, unsachgemäße oder unvollkommene Auswertungsmaßnahmen wieder verschenkt zu werden braucht. Gleichzeitig soll die Sachkunde des Anwenders ihm erlauben, die Grenzen des betreffenden Verfahrens zu erkennen und die Zweckmäßigkeit seiner Anwendung richtig zu beurteilen.

Entsprechend dem Thema dieses Buchs hat der Verfasser versucht, in für den Leser verständlicher Form in größtmöglichem Umfang Stoff zusammenzutragen und eine Vielzahl von Anregungen zu vermitteln. Um einen ausgedehnten Leserkreis anzusprechen, wurden neben den unerläßlichen mathematischen Beziehungen Tabellen und grafische Darstellungen verwendet. Ergänzend wurden im Interesse des Vorstellungsvermögens weniger fachlich vorgebildeter Leser Beispiele aus artfremden, dafür aber allgemein verständlicheren Gebieten herangezogen.

Fast alle Formeln wurden systematisch abgeleitet und ausführlich im Text interpretiert. Jedoch findet der Praktiker auch ohne anstrengende Rechenarbeit aus den verschiedensten Diagrammen, die zum Teil als Meßschablonen verwendbar sind, sowie aus zahlreichen Tabellen viele Daten und Erkenntnisse über das breite Gebiet der Rechtecksignalverformung. Die ausführliche Behandlung gerade dieses Teils soll die Anwendung des Rechteckgenerators auf breitester Basis fördern. U.a. wird anhand von Beispielen aus der Praxis augenfällig dargelegt, daß sich zwei gleiche Rechtecksignale mit geeigneter Phasenlage vorteilhaft zur Überprüfung von Stereo-Nf-Kanälen verwenden lassen.

Für Serien-Messungen dürfte Kapitel 4 über Prüfmaßnahmen mit vorverzerrten Rechtecksignalen von besonderem Interesse sein; die etwas umfangreichere Theorie kann man teilweise übergehen. Auch auf die Möglichkeit der Prüfung von Einzelteilen mit Rechtecksignalen wurde ausführlich eingegangen. Von Bedeutung wird u.a. die hier angeregte Vergleichsmessung sein, die nahezu bei allen Bauelementen erfolgreich angewandt werden kann. So lassen sich neben Spulen, Drosseln und Übertragern für den Hf- und Nf-Bereich auch Lautsprecher, Ablenkeinheiten, Tonadapter, Tonköpfe, Einfach- oder Mehrfach-Abstimmaggregate, Mikrofonsysteme usw., kurzum alle elektrischen Bauteile zeitsparend, z.B. beim Wareneingang, überprüfen. Auf gleiche Weise ist eine schnelle und umfassende Überprüfung ganzer Baugruppen und Netzwerke möglich.

Wenn erreicht wird, daß der Rechteckgenerator auch dann zum Einsatz kommt, wenn selbst größere Signalverformungen zu erwarten sind, würde dieses Buch seinen Zweck erfüllen.

November 1965

Der Verfasser

INHALTSVERZEICHNIS

Vorwort	v
KAPITEL 1 Das Rechtecksignal	1
1.1 Signalarten	1
1.1.1 Das zeitsymmetrische Rechtecksignal	2
1.1.2 Rechtecksignal mit unterschiedlichen Taktzeiten	4
1.2 Der Frequenzinhalt des Rechtecksignals, der Umpolfunktion	5
1.2.1 Analyse der Umpolfunktion.	6
1.2.2 Das Zustandekommen der Anstiegsflanke	8
1.2.3 Anstiegszeit	10
1.2.4 Anstiegszeit und Oberwellengehalt	13
KAPITEL 2 Ein- und Ausschaltvorgänge am einfachen Netzwerk	20
2.1 Bauelemente der Netzwerke	20
2.1.1 Ohmsche Widerstände	20
2.1.2 Blindwiderstände.	20
2.1.3 Der Scheinwiderstand.	21
2.2 Ein Kondensator wird geladen.	21
2.2.1 Ladungszustand – Ladezeit	23
2.2.2 Beispiele aus der Hydromechanik	27
2.2.3 Ein LR -Tiefpaß verhält sich wie ein RC -Glied	30
2.3 Ein Kondensator wird entladen	31
2.3.1 Die Zeitkonstante eines RC -Glieds	32
2.3.2 Die Halbwertszeit	33
2.3.3 Beispiel aus der Hydromechanik	33
2.4 Das Lade- und Entladeverhalten gleicher RC -Glieder	35
2.4.1 Einfache Netzwerke mit verschiedenen Reaktanzen.	36
2.4.2 Ladung und Entladung bei verschiedenen Zeitkonstanten	37

KAPITEL 3	Prüfung im Nf-Gebiet	42
3.1	Die tiefen Frequenzen des Rechtecksignals	42
3.1.1	Der Einschwingzustand eines Hochpasses	45
3.1.2	Dachschräge im eingeschwungenen Zustand	49
3.1.3	Zeichnerische Erläuterung des eingeschwungenen Zustands	52
3.1.4	Vergleich: Einschwingzustand – eingeschwungener Zustand	56
3.1.5	Dachschräge – Zeitkonstante – Tastfolgefrequenz	57
3.1.6	Dachschrägen einiger charakteristischer Frequenzverhältnisse	60
3.1.7	Die Dachschräge eines Wobbelindikators	62
3.1.8	Ermittlung der unteren Grenzfrequenz aus der Amplitudenvergrößerung	63
3.1.9	Einige beispielhafte Oszillogramme	65
3.2	Die hohen Frequenzen des Rechtecksignals	67
3.2.1	Die Schwingungszustände beim Tiefpaß	69
3.2.2	Flankenverzerrung der Rechteckspannung bei einigen charakteristischen Frequenzverhältnissen	72
3.2.3	Ermittlung der oberen Grenzfrequenz aus der Amplitudenverkleinerung (U_c/U_0)	74
3.2.4	Einige Beispiele der Flankenverformung in Oszillogrammen	75
3.2.5	Meßschablone zur Ermittlung der unteren und oberen Grenzfrequenz	76
3.3	Prüfung frequenzkorrigierter Nf-Verstärker	78
3.3.1	Höhen werden bevorzugt	78
3.3.2	Das Liniendiagramm des überbrückten Hochpasses	81
3.3.3	Verformung des Rechtecksignals durch einen überbrückten Hochpaß	84
3.3.4	Meßschablone zur Ermittlung der Höhenanhebung und ihre Anwendung	90
3.3.5	Tiefen werden bevorzugt	93
3.3.6	Liniendiagramm eines gemilderten Tiefpasses	96
3.3.7	Vergleich: überbrückter Hochpaß – gemilderter Tiefpaß	100
3.3.8	Verformung eines Rechtecksignals durch einen gemilderten Tiefpaß	103

3.3.9	Meßschablone zur Ermittlung der Tiefenanhebung	105
3.4	Die Zusammenwirkung der Verformungseinflüsse	108
3.4.1	Einige Oszillogramme als Beispiele	111
3.4.2	Das Überschwingen	114
3.5	Prüfung von Stereo-Verstärkern	118
3.5.1	Prüfmethoden für Zweikanalverstärker	118
3.5.2	Erzeugung von Rechtecksignalen aus Sinusspannungen	122
3.5.3	Erzeugung von 180°-phasenverschobenen Rechtecksignalen	126
3.5.4	Oszillografische Signalverfolgung in der Praxis.	129
3.6	Messungen und Prüfungen am Tonbandgerät	134
3.6.1	Kontrolle der Aufsprechcharakteristik mit Rechtecksignalen	135
3.6.2	Auswertung einiger Oszillogramme	138
3.7	Prüfungen von Fonogeräten.	139
KAPITEL 4 Prüfung mit vorverzerrten Rechtecksignalen		140
4.1	Prüfverfahren	140
4.1.1	Der nicht- oder teilkompensierte Spannungsteiler.	140
4.1.2	Zeichnerische Ermittlung des Liniendiagramms einfacher Spannungsteiler	145
4.1.3	Einige Liniendiagramme einfacher Spannungsteiler	148
4.1.4	Errechnung der Spannungsteilung	152
4.1.5	Widerstands-Kondensatornetzwerk zur Vorverzerrung der Höhen	155
4.1.6	Induktivitäts-Widerstandsnetzwerk zur Vorverzerrung der Tiefen	159
4.1.7	Einige Oszillogramme vorverzerrter Rechtecksignale	161
KAPITEL 5 Prüfung und Abgleich im Hf-Gebiet		164
5.1	Grundsätzliche Probleme	164
5.1.1	Hinweise für die Praxis	164
5.1.2	Feinabgleich und Gleichlaufprüfung	165
5.1.3	Kapazitätsstift für den Feinabgleich	167
5.1.4	Feinabgleich unter Verwendung eines Oszillografen	169

5.2	Überprüfung der Skalengenauigkeit	173
KAPITEL 6 Messung und Prüfung von Einzelteilen und Bauelementen		176
6.1	Brückenspeisung mit Rechtecksignalen	176
6.1.1	Messung von Widerständen	178
6.1.2	Messung von Kondensatoren	179
6.1.3	Messung von Induktivitäten.	182
6.1.4	Messung und Prüfung von Schwingkreisdaten	185
6.2	Gleichlaufprüfung von Zweifach-Einstellorganen	189
6.2.1	Prüfung erdsymmetrischer Einsteller	190
6.2.2	Prüfung von Zweifach-Einstellorganen mit phasenverschobenen Rechtecksignalen.	192
KAPITEL 7 Ausgänge einiger Rechteckgeneratoren		197
7.1	Allgemeines	197
7.1.1	Ausgang des Rechteckgenerators GM 2324	198
7.1.2	Ausgang des Rechteckgenerators GM 2314	199
7.1.3	Ausgang des Rechteckgenerators PM 5710	200
Anhang		203
Stichwortverzeichnis		206

VERWENDETE SYMBOLE UND IHRE BEDEUTUNG :

f_g	= Frequenzgrenze zwischen bevorzugten Tiefen und den Normalfrequenzen
f_g'	= Frequenzgrenze zwischen bevorzugten Höhen und den Normalfrequenzen
Ω	= Relative Frequenzkennzeichnung in bezug auf die untere und obere Grenzfrequenz, Dimension für Widerstandswerte
f	= Frequenz allgemein
f_{gu}	= Untere Grenzfrequenz
f_{go}	= Obere Grenzfrequenz
F	= Tastfolgefrequenz
A	= Amplitude allgemein
T_a	= Anstiegszeit
A_0	= Amplitude des Rechtecksignals
n	= Ordnungszahl der Harmonischen
C	= Kondensator, Kapazität
Q	= Ladungsmenge
U	= Spannung allgemein, Ausgangsspannung
u	= Spannung momentan
i	= Strom momentan
t	= Zeit allgemein
T	= Periodenzeit, begrenzte Zeit
Δt	= Zeitintervall
ΔU	= Spannungsänderung
U_0	= Eingangsspannung
τ	= $RC = L/R =$ Zeitkonstante
a	= Widerstandsverhältnis
b	= Verhältnis der Selbstinduktionen
c	= Verhältnis der Kapazitäten
R	= Widerstand allgemein
R_1	= Längswiderstand

R_2	=	Querwiderstand
ω	=	$2\pi f$ = Kreisfrequenz
s	=	Schwächungsfaktor für Gleichspannung
S	=	Dachschräge
A_h	=	Amplitude der hohen Frequenzen
A_{norm}	=	Amplitude der mittleren Frequenzen
U_{norm}	=	Spannungspegel der mittleren Frequenzen
U_{ζ}	=	Spannungsamplitude Spitze - Spitze
φ	=	Phasenwinkel
Φ	=	Relative Frequenzkennzeichnung $\Phi = f/f_g''$
f_g''	=	Frequenzgrenze eines Spannungsteilers, bei der die Summe der reellen Widerstände gleich der Summe der Blindwiderstände ist
n'	=	f_{g0}/F
K	=	$\sqrt{L/C}$, Kennwiderstand
Q	=	Gütefaktor

KAPITEL 1

DAS RECHTECKSIGNAL

1.1 Signalarten

Um die Meß- und Prüfmaßnahmen zu studieren und kennenzulernen, empfiehlt es sich, zunächst dem Rechtecksignal selbst einige Aufmerksamkeit zu widmen. Im Gegensatz zum Sinusvorgang, der einen harmonischen Ablauf von Bewegung, Geschwindigkeit und Strom bzw. Spannung zwischen zwei Extremwerten beinhaltet, ist beim Rechtecksignal der Übergang von einem Wartzustand in den anderen plötzlich. Auch das Rechtecksignal kennt zwei Extremzustände, z.B. die Informationen ja und nein (siehe Abb. 1.1), und die Übergangerscheinungen vom einen Zustand in den

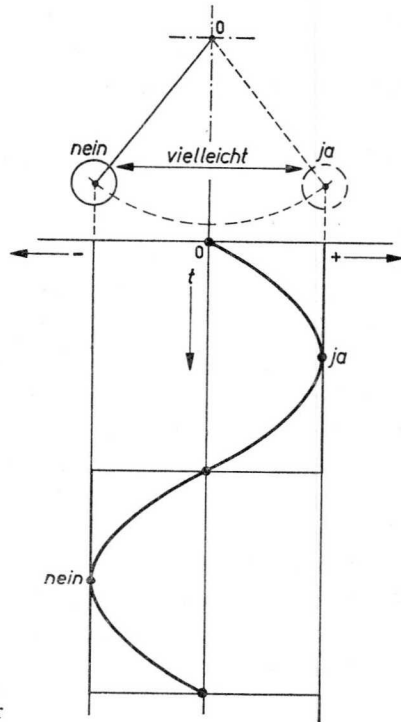


Abb. 1. 1 Rechteckvorgang und harmonischer Vorgang

anderen. Je schneller die Zustandsänderung von ja nach nein oder umgekehrt abläuft, desto idealisierter ist der Rechteckvorgang. Der Sinus- oder Kosinusvorgang kennt diese plötzlichen Zustandsänderungen nicht. Hier ist die Zustandsänderung in der Nähe der Extremwerte, z.B. ja und nein, am geringsten. Sie erreicht dagegen beim Nulldurchgang, genau in der Hälfte des Zustandswechsels ein Maximum, um in der zweiten Periodenhälfte mit fallender Intensität den zweiten Extremwert, z.B. nein, zu erreichen.

Ein einfaches mechanisches Beispiel macht deutlich, daß es leichter ist, eine harmonische Schwingung zu erregen, als einen rechteckähnlichen Arbeitsvorgang zu erwirken. Mit verhältnismäßig geringem Kraftaufwand kann man ein Pendel in z.B. ungedämpfte, fortlaufende Schwingungen versetzen; es ist weitaus schwieriger, dem gleichen Pendel eine rechteckähnliche Bewegung aufzuzwingen. Genau wie in der Mechanik, wo das Beharrungsvermögen der Körper einer sinusförmigen Zustandsänderung keine allzu große Kraft entgegensetzt, wenn dieses Änderungsbegehren im Rhythmus des Körpers erfolgt, also mit dessen Eigenresonanz in Einklang gebracht wird, so ist es auch in der Elektrotechnik. Will man in der Mechanik abrupte Zustandsänderungen erzwingen, so muß man schon beträchtlichen Kraftaufwand treiben. Das gleiche gilt auch für die Elektrotechnik; man muß einen beachtlichen schaltungstechnischen Aufwand treiben, um ein exaktes Rechtecksignal zu erzeugen.

1.1.1 *Das zeitsymmetrische Rechtecksignal*

Das einfachste Rechtecksignal ist die sogenannte Umpolfunktion. Sie ist durch ein Tastverhältnis von 1:1 gekennzeichnet; es ist das Verhältnis von der Ja-Zeit zur Nein-Zeit. Drei der möglichen Erscheinungen sind in Abb. 1.2 dargestellt. Man kann z.B. das Zustandekommen des Signals nach Abb. 1.2a dadurch erklären, daß mittels eines Schalters der Verbraucher periodisch an eine konstante Spannungsquelle geschaltet wird. Ist der Verbraucher ein rein ohmscher Widerstand, dann wird durch ihn, sofort nach dem Schließen des Kontakts, ein seinem Widerstandswert entsprechender Strom fließen, der so lange anhält, bis der Kontakt wieder geöffnet wird. Gleichet die Einschaltzeit der Wartezeit, dann spricht man von einem zeitsymmetrischen Vorgang oder von einem Mäandersignal. Die Periodenzeit T ist die Summe von Wartezeit T_w und Einschaltzeit T_e . Es ist diejenige Zeit, die zwischen zwei aufeinanderfolgenden Einschaltmomenten (1 u. 2 Abb. 1.2a) verstreicht.

In Abb. 1.2a haben wir es mit einem positiven Rechtecksignal zu tun. Der stromlose Zustand des Vorgangs fällt in die Nulllinie des Achsenkreuzes.

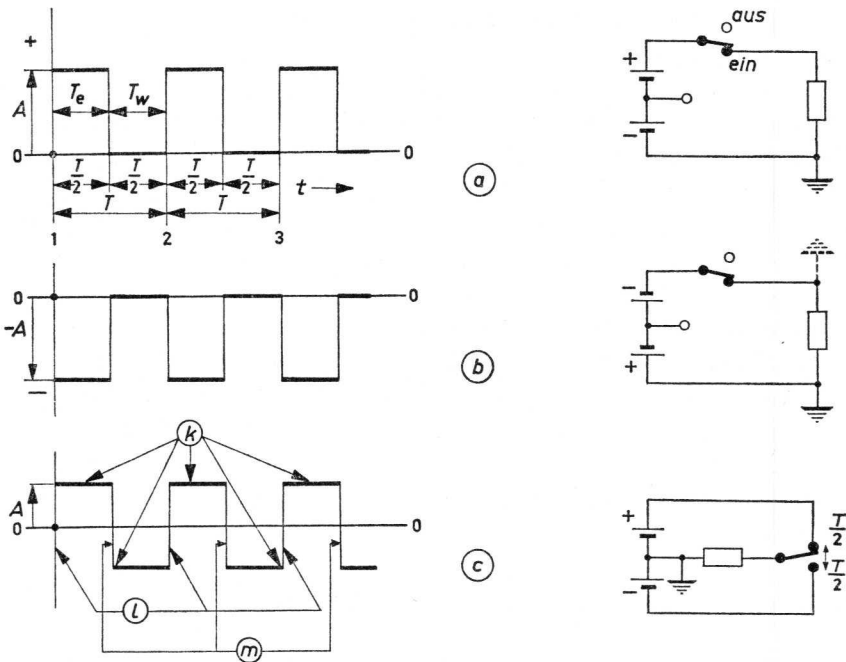


Abb. 1.2 Zeitsymmetrische Rechtecksignale und Möglichkeiten ihrer Erzeugung:

- a) positiv; b) negativ; c) symmetrisch
 (k: Dächer; l: Vorderflanken; m: Rückflanken)

Der mit A bezeichnete Wert ist die Amplitude des Signals. Die x -Achse trägt den Zeitmaßstab während auf der y -Achse die Amplitudenwerte angeordnet sind. Die Periodenzeit wird mit T bezeichnet; es ist erkennbar, daß beim zeitsymmetrischen Rechtecksignal nur während der Halbperiodenzeit T_e ein Strom mit der konstanten Amplitude A fließt. Der mittlere Stromfluß ist demnach halb so groß wie die maximale Amplitude A .

In Abb. 1.2b ist das Rechtecksignal negativ. Ein solches Signal erhält man, wenn man die Batterie der Abb. 1.2a umpolt. Auch hier ist das Rechtecksignal zeitsymmetrisch; die stromlosen Halbperioden liegen ebenfalls auf der Nulllinie. Die Amplitude A ist negativ.

Der dritte Fall dieser Serie, Fall Abb. 1.2c, stellt ein zeit- und erdsymmetrisches Rechtecksignal dar. Die positiven und negativen Extremwerte haben den gleichen Abstand von der Nulllinie. Dieser Schwingungszug käme im einfachsten Fall durch die Verwendung einer mittelangezapften Batterie zustande. In der praktischen Schaltungstechnik erscheint diese Signalform

nach jedem Trennkondensator; man sagt, das Signal pegelt sich symmetrisch zur Nulllinie ein.

Zur Unterscheidung der einzelnen Elemente des Kurvenzugs haben sich Begriffe eingeführt, die kurz behandelt werden sollen. Den mit l bezeichneten Kurventeil in Abb. 1.2c nennt man die Anstiegsflanke; man spricht auch von der Impulsvorderflanke. Für die mit m bezeichneten Linien hat sich der Begriff Rückflanke oder die Bezeichnung Impulsabfall eingeführt. Alle anderen Elemente der Kurve, in Abb. 1.2c mit k gekennzeichnet, nennt man Impulsdächer oder Signaldachverläufe.

Hinsichtlich der Lage der Extremwerte zur Nulllinie sind das die drei Sonderfälle des zeitsymmetrischen Rechtecksignals. Natürlich ist eine Vielzahl anderer Erscheinungsformen denkbar, die allesamt auf eine Überlagerung einer Gleichspannung mit einer Rechteckspannung zurückgeführt werden können. Die Umpolfunktion, das zeitsymmetrische Rechtecksignal selbst, ist ein Sonderfall unter vielen Möglichkeiten der Rechteckimpulsformen.

1.1.2 Rechtecksignal mit unterschiedlichen Tastzeiten

Macht man Arbeitstakt und Wartezeit eines Rechtecksignals verschieden

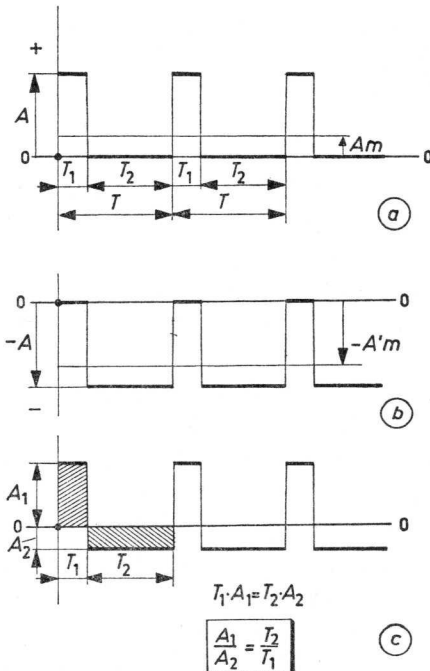


Abb. 1.3 Rechtecksignal mit unterschiedlichen Tastzeiten

lang, dann erhält man unterschiedliche Tastzeiten; es entstehen Signalformen, wie sie als Beispiele in Abb. 1.3 enthalten sind. In Abb. 1.3a ist ein Signal dargestellt, das die gleiche Periodenzeit wie das in Abb. 1.2a hat. Der Arbeitstakt ist aber um die Hälfte verkürzt worden, um eine Zeit, die der Wartezeit zugeschlagen wurde. So sind verhältnismäßig schmale Impulse im Abstand von T_2 entstanden; diese Zeit T_2 wird auch oft als Impulslücke bezeichnet. Die Zeit T_1 kennzeichnet die Impulsbreite.

Eine Rechteckkurve nach Abb. 1.3b kommt zustande, wenn man einen Indikator in richtiger Polung parallel zum Schalter des Gedanken-Experimentieraufbaus gem. Abb. 1.2b legt. Dann erscheint während der Schließzeit des Kontakts keine Spannung am Indikator. Bei geöffnetem Schalter liegt die volle Batteriespannung an den Polen des Schalters. Dadurch erhält man breite Rechteckimpulse mit negativer Polung, die durch schmale Impulslücken voneinander getrennt sind. Würde man in beiden Fällen (Abb. 3a und 3b) jeweils den Strommittelwert bilden, dann würde der Wert im Fall 3b dreimal größer als im Fall 3a sein, denn die Impulsfläche (Impulsdauer mal Amplitude) der 3b-Kurve ist dreimal größer als die der 3a-Kurve; $A_m' = 3A_m$.

Abb. 1.3c stellt die flächengleiche Einpegelung eines Rechtecksignals mit unterschiedlichen Tastzeiten zur Nulllinie dar. Diese Einpegelung findet nach jedem Kopplungs- oder Trennkondensator statt. Das Signal stellt sich so zur Nulllinie ein, daß die Summe der positiven Flächen gleich der der negativen Flächen ist. Die Gesamtamplitude A wird im Verhältnis von A_1 zu A_2 so aufgeteilt, daß ihre Teilstücke sich umgekehrt proportional zum Tastverhältnis T_1/T_2 verhalten:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{T_2}{T_1}$$

1.2 Der Frequenzinhalt des Rechtecksignals, der Umpolfunktion

Nach der Fourier-Reihentheorie kann man sich jede periodische Funktion beliebiger Kurvenform durch Addition einer unendlichen Anzahl harmonischer Schwingungen entstanden denken. Jeder periodische nichtharmonische Vorgang enthält also eine große Anzahl harmonischer Schwingungen, die – in geeigneter Zusammenstellung summiert – den nichtharmonischen Vorgang ergeben. So kann man sich z.B. den Schwingungszug der Abb. 1.2c aus einer Grundwelle und einer größeren Anzahl geradzahlig harmonischer Oberwellen entstanden denken. Um eine konkrete Vorstellung dieser mathematischen Behauptung zu bekommen, soll eine zeichnerische Beweisführung angetreten werden.

1.2.1 Analyse der Umpolfunktion

Nach Fourier lautet die Formel für die Rechteckfunktion mit gleichem Tastverhältnis und symmetrischer Lage zur x -Achse:

$$f(\alpha) = \frac{A_0 4}{\pi} \left[-\cos \alpha + \frac{1}{3} \cos 3\alpha - \frac{1}{5} \cos 5\alpha + \dots - \dots \frac{1}{n} \cos n\alpha \right] \quad (1-1)$$

Diese Gleichung besagt, daß das ideale Rechtecksignal, welches in Abb. 1.4 gestrichelt dargestellt ist, aus einer unendlichen Anzahl Kosinuskurvenzüge gebildet werden kann. Mit gleichem Recht kann man behaupten, daß ein vorhandenes Rechtecksignal erwähnter Ausführung in eine unendlich große Anzahl harmonischer Einzelvorgänge zerlegt werden kann. Dabei erkennt man folgendes System:

Die Amplitude der Grundschwingung oder 1. Harmonischen *) A_1 ist größer als die der Rechteckschwingung A_0 . Das Amplitudenverhältnis beträgt $A_1/A_0 = 4/\pi$. Die zweite Oberwelle oder dritte Harmonische $A_3 = A_1/3$ hat eine dreimal größere Winkelgeschwindigkeit als die Grundwelle, und ihre Amplitude ist dreimal kleiner als die der Grundschwingung. Da beide Kosinusfunktionen am Start auf der y -Achse unterschiedliche Vorzeichen haben, besitzen sie eine Phasenverschiebung von 180° . Während die Grundschwingung (BMB' in Abb. 1.4) im negativen Teil der y -Achse im Abstand $4/\pi$ vom Nullpunkt des Koordinatensystems beginnt, liegt der Startpunkt der zweiten Oberwelle, in Abb. 1.4 mit 3 bezeichnet, im positiven Teil der y -Achse. In Gl. (1-1) sind diese beiden Kosinusfunktionen durch die Beträge $-\cos \alpha$ und $+1/3 \cos 3\alpha$ in der Klammer mathematisch ausgedrückt. Die fünfte Harmonische – ihr Summand im Klammersausdruck Gl. (1-1) ist negativ – beginnt wie die Grundwelle im negativen Gebiet. Die siebte Harmonische hat wieder einen positiven Startpunkt; ihre Amplitude ist siebenmal kleiner als die der Grundwelle. Die neunte Harmonische startet negativ, ihr Amplitudenanteil ist neunmal kleiner als die Grundwellenamplitude. Die drei Punkte im Klammersausdruck deuten an, daß fortlaufend nach diesem System eine unendliche Anzahl ungeradzahlgiger Harmonischen zu berücksichtigen wäre, um ein ideales Rechtecksignal aufzubauen. Die von Harmonische zu Harmonische ständig wechselnde Polarität kommt zustande, weil die y -Achse in der Mitte der Periodenhalbezeit angenommen wurde.

Die für manche Leser vielleicht nicht ganz verständliche Gl. (1-1) wird

*) Ordnungszahl der Oberwelle + 1 = Ordnungszahl der Harmonischen.

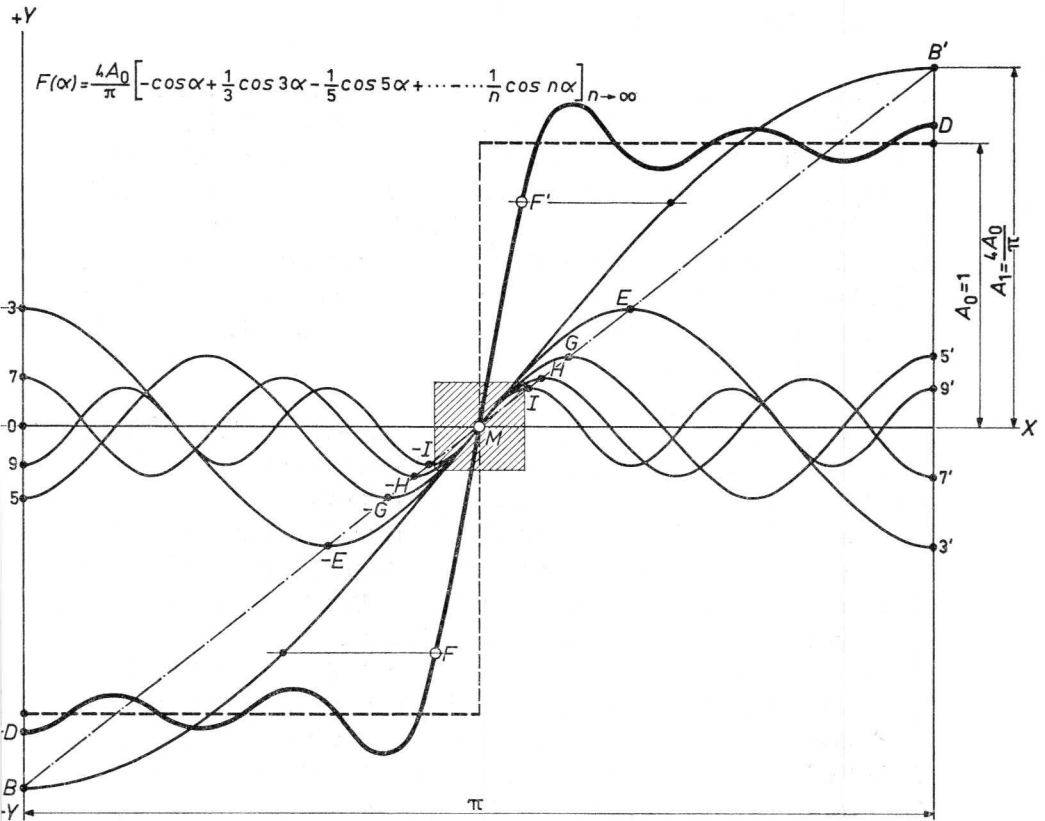


Abb. 1.4 Aufbau eines Rechteckvorgangs aus einzelnen Harmonischen

klarer, wenn man dieselbe zeichnerisch erläutert. In Abb. 1.4 wurde für eine halbe Grundwelle und für vier Harmonische eine zeichnerische Addition durchgeführt. Die Grundwelle beginnt im Punkt B , verläuft durch den Mittelpunkt M und endet im Punkt B' . Die dritte Harmonische beginnt im Punkt 3 auf der y -Achse, sie schneidet einmal die x -Achse und verläuft über die Punkte $-E, M, +E$, um nochmals die x -Achse zu schneiden und im Punkt $3'$ zu enden. Dieser Kurvenzug umfaßt drei halbe Perioden, es sind dies die Abschnitte $3 - E$; $-E + E$ und $E - 3'$.

Der Kurvenverlauf der fünften Harmonischen ist dem der dritten sehr ähnlich. Auch diese Kurve verläuft durch den Punkt M . Sie unterscheidet sich nur durch die Anzahl der Kurvenhalbzüge und die Größe der Amplituden. Die Anzahl der Kurvenhalbzüge im Betrachtungsabstand π ist fünf.

Man kann also feststellen:

1. Alle ungeradzahligen Harmonischen der Gl. (1-1) verlaufen bei geeignetem Start – bei richtiger Phasenlage – durch den Punkt M .
2. Die Amplituden der Harmonischen nehmen mit steigender Ordnungszahl ab; unter Ordnungszahl der Harmonischen versteht man das Verhältnis der Periodendauer der Grundwelle zur Periodendauer der Harmonischen.
3. Die Momentanwerte von vier Harmonischen und Grundwelle ergeben, zeichnerisch dergestalt addiert, daß man von der Summe der positiven Beträge die Summe der negativen Beträge abzieht, einen rechteckähnlichen Kurvenverlauf.

Die so entstandene Summenkurve verläuft von $-D$ über F , M , F' nach $+D$. Man erkennt hier bereits eine gewisse Ähnlichkeit der Summenkurve mit der gestrichelt gezeichneten idealen Rechteckkurve. Es ist verständlich, daß – bei Berücksichtigung von nur vier Harmonischen – die Ähnlichkeit der letztgenannten Kurven nicht allzugroß sein kann; mit anderen Worten: daß an dem Zustandekommen einer brauchbaren Rechteckschwingung eine große Anzahl von Harmonischen beteiligt sein muß.

Statt der halben Grundschwingung ist ein halber rechteckähnlicher Schwingungszug entstanden. Genau wie die Grundschwingung beginnt der entstandene Schwingungszug im negativen Bereich, vollführt um das halbe ideale Rechteckdach mit steigender Amplitude einige Schwingungen, verläuft mit größerer Steilheit als die Grundschwingung durch den Mittelpunkt M und endet nach Vollbringung eines gleichen Pendelverlaufs um das positive Dach im Punkt D . Man kann also feststellen, daß durch Hinzufügung einiger Harmonischen die Kuppen der Grundwelle abgeflacht und der Durchgang durch den Mittelpunkt M versteilert werden. Würde man in gleicher Weise noch weitere Harmonische hinzufügen, so hätte das eine weitere Einebnung des Dachs und eine Versteilerung der Anstiegsflanke zur Folge; allerdings wäre man erst bei der Addition unendlich vieler Harmonischen in der Lage, das ideale Rechtecksignal zu erreichen.

1.2.2 *Das Zustandekommen der Anstiegsflanke*

Es ist aufschlußreich, den Verlauf aller Einzelkurven in der Nähe des Mittelpunkts M zu betrachten. Dort haben alle Kurven gegenüber der x -Achse die gleiche Steilheit. Sowohl die Grundschwingung wie auch die Harmonischen nähern sich einander vor und hinter dem Mittelpunkt M sehr stark und treffen sich im Punkt M . Interessant ist fernerhin die Lage

der Minimal- und Maximalwerte vor und hinter dem Mittelpunkt. Diese Punkte liegen sämtlich auf einer Geraden, die im Punkt B (Abb. 1.4) beginnt, durch den Punkt M verläuft und im Punkt B' endet; es sind dies die Punkte $-E, -G, -H, -I, I, H, G$ und E . Wie bereits erwähnt, liegen auch Minimum und Maximum der Grundwelle auf dieser Geraden. Da das Gebiet um den Mittelpunkt M sehr interessant ist, wurde es nochmals, und zwar vergrößert dargestellt.

Abb. 1.5 berücksichtigt weitere ungeradzahlige Harmonische. Durchlaufend werden neben Harmonischen der 1. bis 9. auch die Harmonischen bis zur 37. Ordnungszahl berücksichtigt. Um das mögliche Vorhandensein weiterer Oberwellen anzudeuten, wurden die 75. und 151. Harmonische ebenfalls eingezeichnet. Man erkennt auch hier, daß alle Maximalwerte auf der durch den Mittelpunkt verlaufenden Geraden BMB' liegen. Das besagt,

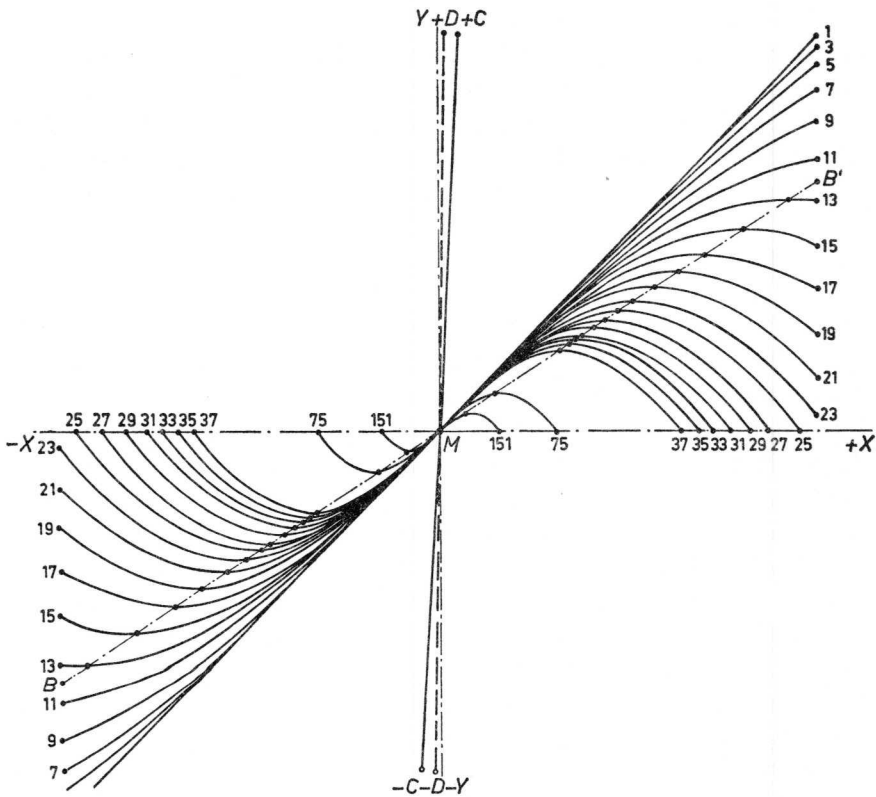


Abb. 1.5 Aufbau der Flanke

daß selbst die Kuppe der höchsten Harmonischen auf dieser Geraden liegen muß und der Schenkel dieser Harmonischen mit der gleichen Steigung wie die Grundwelle durch den Nullpunkt M verläuft. Es kann demnach gefolgert werden, daß die Harmonische mit der Ordnungszahl unendlich (∞) ohne Längen- und Höhenausdehnung im Mittelpunkt M selbst liegt.

Die ebenfalls durch den Punkt M verlaufende Anstiegsflanke des Rechtecksignals kann man dadurch erhalten, indem man in einem kleinen Abstand vom Punkt M zur x -Achse eine Senkrechte errichtet und die Amplitudenanteile der Harmonischen in dieser Senkrechten aneinanderreihet – sie zeichnerisch addiert. Die so erhaltene Gesamtstrecke ist die Summe aller Amplitudenanteile von Grundwelle und Oberwellen. Verbindet man den auf diese Weise erhaltenen Punkt mit dem Mittelpunkt M und verlängert diese Gerade spiegelbildlich zur x -Achse um den gleichen Betrag, so erhält man einen Teil der Anstiegsflanke des Rechtecksignals. In Abb. 1.5 wurde das für die 1. bis 37. Harmonische durchgeführt und so die Linie $-C, M, +C$ erhalten. Zum anderen wurde das gleiche Verfahren unter Berücksichtigung der Harmonischen bis zur Ordnungszahl 151 abgewickelt. Das Ergebnis dieser grafischen Addition war die wesentlich steilere, gestrichelt gezeichnete, durch den Nullpunkt laufende Gerade $-D, M, +D$. Je steiler also die Anstiegsflanke des Rechtecksignals ist, desto größer ist der Oberwellengehalt desselben; das gilt es zu erkennen und in Erinnerung zu behalten.

1.2.3 Anstiegszeit

In der Praxis spricht man aber nicht von der Flankensteilheit, wenn man diesen Wert meßtechnisch ausdrücken will, sondern es wurde der Begriff Anstiegszeit definiert. Anhand von Abb. 1.6 wird diese Definition erläutert. Das Koordinatenkreuz enthält die x -Achse mit dem Zeitmaßstab t – und die y -Achse mit dem Maßstab für die Amplitude A . Um die Absolutwerte der Amplitude bei der Angabe der Anstiegsbedingung nicht berücksichtigen zu müssen, gibt man dieselben in Prozent an. Wie die dargestellte Rechteckteilkurve zeigt, sind die Ecken des Signals meistens nicht sehr scharf, sondern etwas abgerundet. Um eindeutige Meßpunkte bei der Ermittlung der Anstiegszeit zu erhalten, ist man übereingekommen, die Bezugs- oder Meßpunkte B und B' nicht in die schlecht definierbaren abgerundeten Ecken zu legen, sondern dieselben als gedachte Punkte bei 10% und 90% der Dachamplitude anzunehmen. Zwischen diesen Amplitudenwerten verläuft der Rechteckanstieg meistens geradlinig und kann meßtechnisch entsprechend ausgewertet werden. Unter Anstiegszeit eines Rechtecksignals versteht man diejenige Zeit, die das Signal benötigt, um von 10% auf 90%

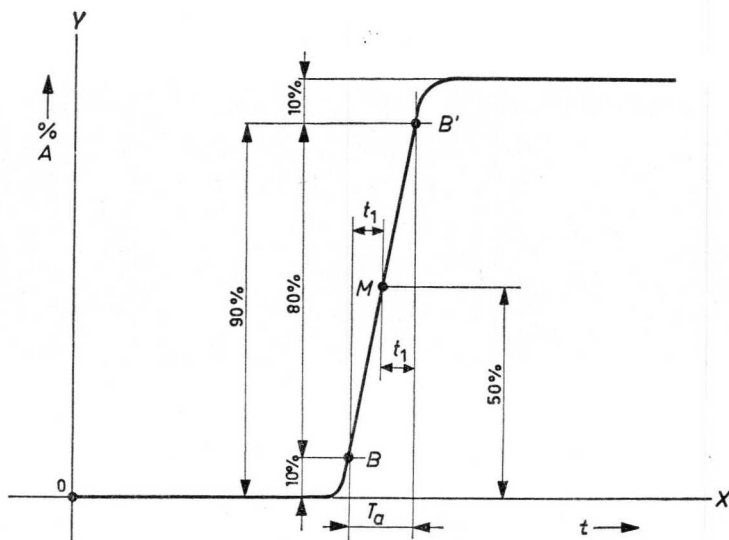


Abb. 1.6 Anstiegsflanke – Anstiegszeit

seiner Dachamplitude zu springen. Diese Zeit wird je nach Meßbereich in Nanosekunden (ns), Mikrosekunden (μ s) oder Millisekunden (ms) angegeben.*)

In Abb. 1.6 ist diese Zeit mit T_a gekennzeichnet. Der in den vorangehenden Abbn. 1.4 und 1.5 erwähnte Punkt M liegt auf 50% der Amplitude. Wie ersichtlich ist, teilt er jeweils die Anstiegsflanke sowie die Anstiegszeit in zwei Hälften. Demnach bedeutet t die halbe Anstiegszeit T_a . Der Amplitudenunterschied von B nach B' beträgt 80%. Als Beispiel folgen in Abb. 1.7 einige Fotos von Oszillogrammen, die Anstiegsflanken der Ausgangssignale von PHILIPS Rechteckgeneratoren a) GM 2314, b) GM 2324 und c) PP 1122 wiedergeben.

In Abb. 1.8 ist das Frequenzspektrum eines Rechtecksignals dargestellt. Die x -Achse enthält als Maßstab die Ordnungszahl n als relative Frequenzkennzeichnung, die y -Achse den Maßstab für die Amplituden A , ebenfalls in relativer Darstellung. Der Wert 1 ist das Maß für die Amplitude der Grundwelle. Die verstärkt gezeichnete Gerade A_0 in der y -Achse ist für die Amplitude des Rechtecksignals kennzeichnend. Die Senkrechte bei $n = 1$ ist $y = 1$ und gilt als Maß für die Grundwellenamplitude. Die Amplitude der 3. Harmonischen ist bekanntlich – wie in Abb. 1.4 erkennbar und wie Gl. (1-1) aussagt – dreimal kleiner als die Amplitude der Grundwelle. Der Frequenzanteil der dritten Harmonischen wird in Abb. 1.8 durch die

*) Es ist: $1 \text{ s} = 10^3 \text{ ms} = 10^6 \mu\text{s} = 10^9 \text{ ns} = 10^{12} \text{ ps}$.

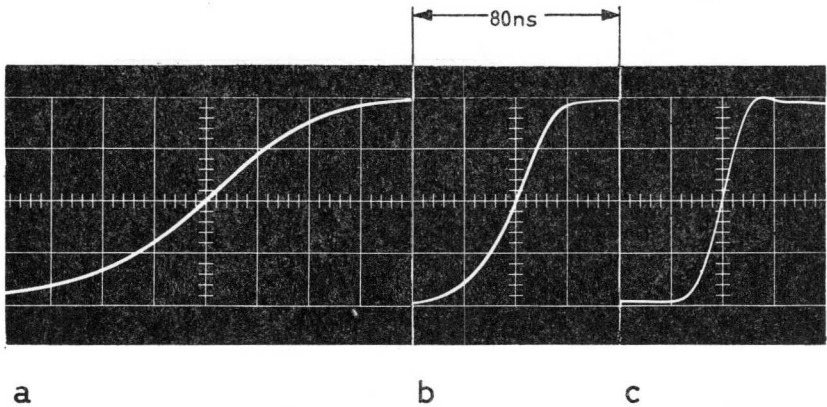


Abb. 1.7 Anstiegsflanken einiger Rechteckgeneratoren

Senkrechte gekennzeichnet, die im Abstand 3 auf der x -Achse beginnt und bei einem Drittel der Amplitude in A_3 endet. Sinngemäß beginnt die der 5. Harmonischen entsprechende Senkrechte im Abstand 5 auf der x -Achse und endet bei einem Fünftel entsprechend 0,2 der y -Achse. So wurden fortlaufend alle ungeradzahigen Harmonischen bis zur Ordnungszahl 81 in Abb. 1.8 aufgetragen. Man erkennt, daß anfänglich die Amplitudendifferenzen der Harmonischen, die nahe an der Grundwelle liegen, sehr groß sind, um mit steigender Ordnungszahl geringer zu werden. So stehen z.B. die 71. und 81. Harmonische annähernd mit der gleichen Amplitude zur Verfügung, denn die Beträge $1/71$ und $1/81$ unterscheiden sich nur

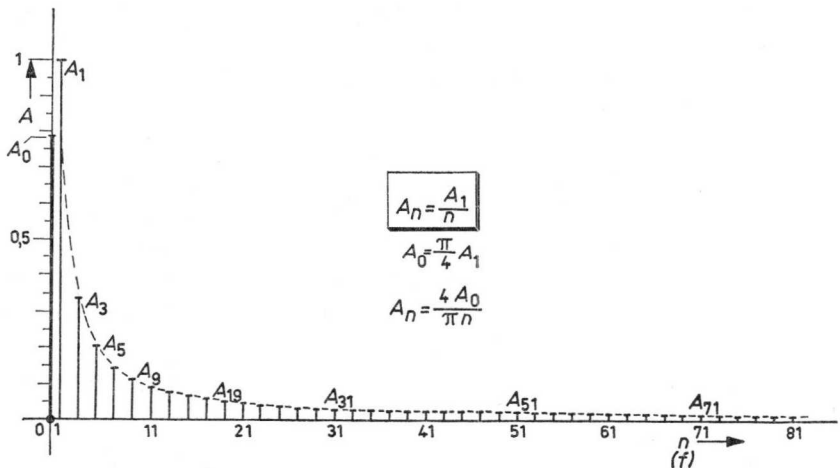


Abb. 1.8 Frequenzspektrum des zeitsymmetrischen Rechtecksignals

unwesentlich. Je weiter man sich also von der Grundwelle entfernt, desto kleiner werden zwar die Harmonischen, aber untereinander sind ihre Amplituden bei nicht zu großer Bandbreite fast vollkommen gleich. Dieser Umstand ist merkwürdig für den Fall, daß man schmalbandige Hochfrequenzverstärker mit einem solchen Frequenzspektrum zu prüfen gedenkt (siehe Kapitel 5).

Nach dieser Erkenntnis kann man in brauchbarer Näherung die Amplitude einer Harmonischen errechnen, indem man den Betrag der Grundwellenamplitude durch die Ordnungszahl der Harmonischen teilt.

$$\text{Genau gilt:} \quad A_n = \frac{A_1}{n} \text{ oder } A_n = \frac{4A_0}{\pi n} \quad (1-2)$$

A_0 = Amplitude des Rechtecksignals
 n = Ordnungszahl der Harmonischen
 A_n = Amplitude der Harmonischen

1.2.4 Anstiegszeit und Oberwellengehalt

Da es – berücksichtigt man den gesamten Frequenzumfang – keine rein ohmschen Widerstände gibt, ist man auch nicht in der Lage, ein vollkommenes Rechtecksignal zu erzeugen. Wie aus Gl. (1-1) hervorgeht, ist der Rechteckinhalt nur dann zur Gänze analysiert, wenn alle Summanden des Ausdrucks, deren Anzahl im übrigen unendlich ist, berücksichtigt werden. Das bedeutet, daß selbst die Harmonische mit der Ordnungszahl unendlich (∞) – also eine Frequenz $f = \infty$ – übertragen werden müßte. Diese Forderung kann man praktisch nicht erfüllen, was aus den nachfolgenden Ausführungen sich ergibt. Jeder reelle Widerstand hat nur für einen bestimmten begrenzten Frequenzbereich rein ohmschen Charakter; für hohe oder höchste Frequenzen kann jeder Widerstand als Kapazität oder sogar als Schwingkreis wirken. Da man aber zur Erzeugung von Rechtecksignalen außer Elektronenröhren oder Halbleitern sowie anderen Bauelementen auch reelle Widerstände benötigt, wird es immer – bedingt durch innere und äußere Schalt- und Streukapazitäten – eine obere Grenzfrequenz geben. Man ist nicht in der Lage, ein 100% genaues Rechtecksignal zu erzeugen, also den Bedingungen von Gl. (1-1) voll Rechnung zu tragen. Somit kann die Anstiegszeit von Rechtecksignalen niemals 0 sein. Man erreicht als kleinste Anstiegszeiten Werte von einigen ps. Außerdem ist es äußerst schwierig, derartig kleine Anstiegszeiten meßtechnisch zu erfassen.

Anhand von Abb. 1.5 erkennt man, daß die Anstiegsflanke mit steigender Oberwellenzahl steiler wird und die Anstiegszeit sich somit verkleinert.

Es ist weiterhin erkennbar, daß alle Oberwellen den Mittelpunkt M mit dem gleichen Winkel passieren. Für einen bestimmten kleinen Abschnitt um den Mittelpunkt M kann jede Oberwelle als Gerade betrachtet werden. Der interessierende Abschnitt wird mit steigender Oberwellenzahl automatisch kleiner; die Punkte $+D$ und $-D$ liegen dichter an der y -Achse als die Punkte $+C$ und $-C$. Von Interesse sind an sich drei Winkel um den Nulldurchgang M .

In Abb. 1.9 sind diese übersichtlich dargestellt. Hierbei wurden nur die Rechteckkurve angedeutet und der Viertelverlauf der Grund-Sinusschwingung ($M A' B$) eingezeichnet. Wie bereits erwähnt, ist die Maximalamplitude dieser Grund-Sinusschwingung (Sinus deswegen, weil der Nullpunkt des Koordinatensystems um 90° verschoben wurde) $4/\pi$; das ist der Abstand des Punkts B von der x -Achse. Die Amplitude des Rechtecksignals erhält den Wert 1. Da der Umfang des Einheitskreises 2π beträgt, ist seine Abwicklung während einer Viertelperiode $\pi/2$. Demnach beträgt der Abstand MC $\pi/2$. Unter diesen Voraussetzungen lassen sich die drei Winkel bestimmen.

Der wichtigste ist der Winkel α . Er bezeichnet die Neigung des Nulldurchgangs der Grund-Sinuswelle und aller ungeradzahlgigen Harmonischen

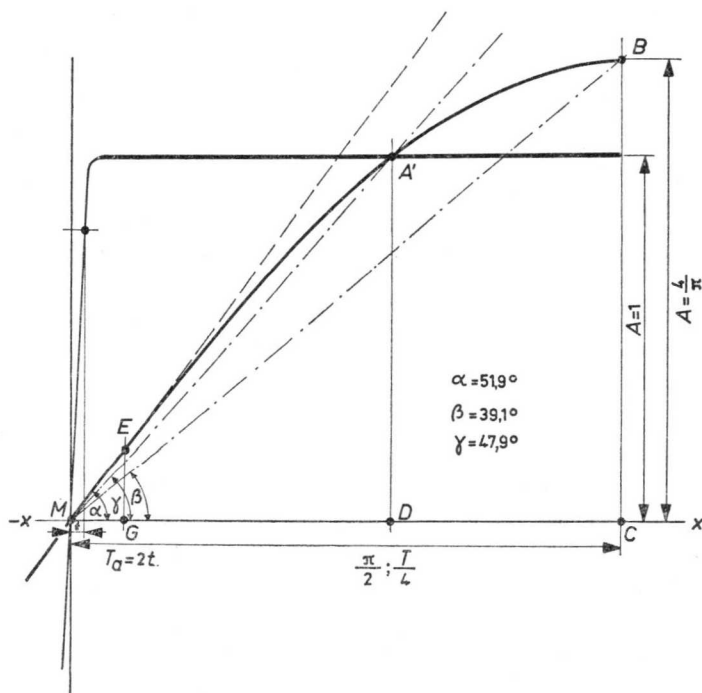


Abb. 1.9 Winkel des zeitsymmetrischen Rechtecksignals

im Mittelpunkt M des Koordinatensystems zur x -Achse. Diese Grund-Sinuswelle schneidet das Rechteckdach im Punkt A' . Die Gerade MA' bildet mit der x -Achse einen Winkel γ , der auch einen ganz bestimmten Wert hat. Der dritte Winkel ist β ; sein Mittelpunkt liegt im Punkt M , und seine beiden Schenkel werden durch die Strahlen MB und MC gebildet. Die Gerade MB wurde bei der Beschreibung der Abb. 1.4 bereits erwähnt. Sie ist der geometrische Ort aller Maxima und Minima der Oberwellen vor und nach dem Nulldurchgang in M .

Am einfachsten läßt sich der Winkel β errechnen, und zwar ist:

$$\tan \beta = \frac{4 \cdot 2}{\pi \cdot \pi} \doteq 0,8125; \quad \beta \doteq 39,1^\circ \quad (1-3)$$

Den Winkel γ errechnet man wie folgt:

$$\begin{aligned} 4/\pi \sin \delta &= 1 & \tan \gamma &= \frac{2 \cdot 90}{51,8 \cdot \pi} & (1-4) \\ \sin \delta &= \pi/4 \doteq 0,7854 & & & \\ \delta &\doteq 51,8^\circ & \gamma &\doteq 47,9^\circ \end{aligned}$$

Der Tangens des Winkels γ ist das Verhältnis der Strecken $A'D/DM$. Die Strecke $A'D$ ist gleich 1 (siehe Abb. 1.9). Es gilt, den Winkel δ zu errechnen, der dem Punkt D entspricht. Das kann dadurch geschehen, daß man die Maximalamplitude der Grundwelle ($4/\pi$) mit dem Sinus der gesuchten Winkels δ multipliziert und dieses Produkt gleich 1 setzt, denn der Abstand des Punkts A' von der x -Achse ist gleich 1. Nach Umwandlung und Auflösung erhält man für diesen Winkel den Betrag $\delta \doteq 51,8^\circ$. Der Abstand des Punkts D vom Punkt M läßt sich nun durch eine einfache Verhältnisgleichung ermitteln. Wird der Betrag 1 durch diesen Abstand geteilt, so ist das der Tangens des gesuchten Winkels γ . Daraus wird der Winkel γ bestimmt.

Die Steigung der Grund-Sinuswelle im Mittelpunkt M kann man folgendermaßen bestimmen:

Man teilt den Abstand MC auf der x -Achse in 20 gleiche Teile. Mithin entspricht jeder Teilabschnitt einer Winkeländerung von $90/20 = 4,5^\circ$. Der Abstand $MC = \pi/2$ entspricht bekanntlich einem Winkel von 90° , das ist $1/4$ des Vollwinkels 360° . Im Abstand von $\pi/(2 \cdot 20)$ von Punkt M errichtet man im Punkt G eine Senkrechte und bringt diese mit der Grund-Sinuslinie $MA'B$ im Punkt E zum Schnitt. Das so entstandene Dreieck MGE beinhaltet den Winkel α . Der Abstand MC wurde deswegen auf $1/20$ verkleinert, damit das Dreieck kleiner wird und man die Linie ME als Gerade betrachten kann.

Der Winkel α läßt sich aus dem Dreieck MGE errechnen:

$$\tan \alpha = \frac{4/\pi \sin 4,5^\circ}{\pi/(2 \cdot 20)} = \frac{160}{\pi^2} \sin 4,5^\circ \doteq 1,274; \quad (1-5)$$

$$\alpha \doteq 51,9^\circ$$

Um den Zusammenhang zwischen Anstiegszeit und Oberwellengehalt zu ermitteln, wird Abb. 1.10 betrachtet. Darin sind die Anstiegsflanken zweier Rechtecksignale in starker Vergrößerung herausgestellt. Die Mittelpunkte beider Flanken decken sich, und beide liegen im Nullpunkt des Koordinatensystems. Die eine Anstiegsflanke ist verhältnismäßig flach. Sie durch-

läuft den Punkt M und hat im Punkt A 90% der Gesamtamplitude erreicht. Die zweite Flanke (gestrichelt gezeichnet) erreicht im Punkt B 90% ihrer Maximalamplitude. Die beiden Anstiegszeiten T_a und $T_{a'}$ verhalten sich wie 4 zu 1. Des weiteren befindet sich im Koordinatensystem eine Gerade ME als Schenkel des eben ermittelten Winkels $\alpha \cong 51,9^\circ$. Wie bereits erwähnt, ist das der Winkel, unter welchem sowohl die Grundwelle als auch die Oberwellen durch den Mittelpunkt M verlaufen. Die Strecken a und a' sind die Amplitudenanteile der Harmonischen unter Berücksichtigung der jeweiligen Anstiegszeit. Diese beiden Teilstrecken a und a' liegen jeweils auf einer Geraden, deren Lage als Lot der Punkte A und B auf die x -Achse gekennzeichnet ist.

Will man von der Anstiegszeit einer Rechteckflanke auf deren Oberwellengehalt schließen, so hat man zu ermitteln, wievielfach z.B. die Strecke a im Abstand AC enthalten ist. Durch die Addition der Amplitudenanteile ist ja die Steilheit der Anstiegsflanke des Rechtecksignals gegenüber der Steilheit des Nulldurchgangs der Grund-Sinusschwingung, d.h. dem Winkel α , vergrößert worden*). In unserem Beispiel ist die Strecke dreimal in dem Abstand

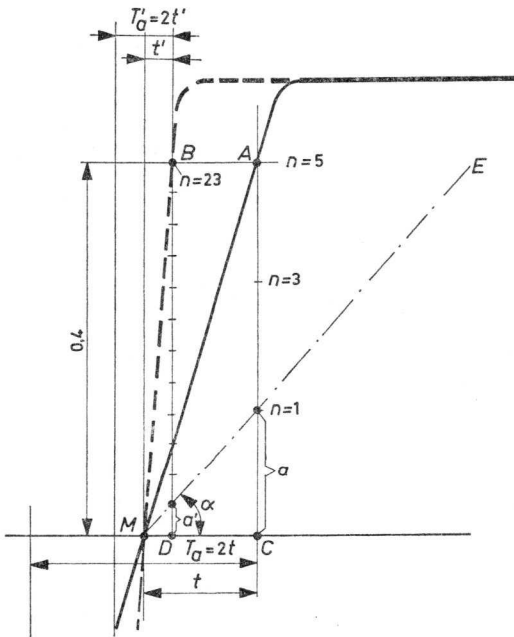


Abb. 1.10 Anstiegszeit – Oberwellengehalt

*) Aus Abb. 1.5 ist ersichtlich, daß alle Amplitudenanteile der Schwingungszüge bis z.B. $x = 37$ im genügend kleinen Abstand von der y -Achse annähernd gleich sind.

AC enthalten. Es haben also drei harmonische Schwingungszüge zur Flankenversteigerung beigetragen. Im zweiten Beispiel der gleichen Abbildung sind zwölf Amplitudenanteile notwendig, um die steilere Flanke MB aufzubauen; oder anders ausgedrückt: In der steileren Flanke MB sind bedeutend mehr Oberwellen enthalten. Verknüpft man die Ordnungszahl der Oberwelle mit der Anzahl der Amplitudenanteile, so gelangt man 1. zu der Beziehung:

$$z = \frac{n + 1}{2} \quad (1-6)$$

z = Anzahl der Amplitudenanteile

n = Ordnungszahl der Oberwelle

Die Richtigkeit dieser Beziehung kann man anhand der zwei Fälle der Abb. 1.10 nachprüfen.

Man kann 2. definieren:

$$\tan \alpha = \frac{a}{\frac{T_a}{2}} = \frac{2a}{T_a} \quad (1-7)$$

Ferner läßt sich 3. behaupten:

$$za = 0,4 \quad (1-8)$$

Hierin ist 0,4 der Abstand der Punkte A und B von der x -Achse, also der Amplitudensprung von 50 auf 90%. Aus den Gln. (1-5), (1-6), (1-7) und (1-8) läßt sich nach Umformung die endgültige Form der Beziehung zwischen Anstiegszeit und Oberwellengehalt ermitteln:

$$n + 1 \doteq 1,255 \frac{1}{T_a} \quad (1-9)$$

n = Ordnungszahl der Oberwelle

T_a = Anstiegszeit

Da die Ordnungszahl n der Oberwellen groß gegenüber der Zahl 1 ist, kann man diese auf der linken Seite der Gleichung vernachlässigen. In eingeschränkter Form kann man also Gl. (1-9) dazu verwenden, um bei gegebener Anstiegszeit des Rechtecksignals und bekannter Tastfolgefrequenz überschlägig die in einem Signal maximal enthaltenen Oberwellen zu ermitteln. So liefert z.B. der PHILIPS Rechteckgenerator GM 2314 unter bestimmten Betriebsbedingungen eine Anstiegszeit von 60 ns. Die maximale Tastfolgefrequenz dieses Geräts ist 200 kHz. Nach Gl. (1-9) ist die Ordnungszahl der Oberwelle:

$$n = \frac{1,255}{60 \cdot 10^{-9}} = 20910000$$

Die höchste Sinusschwingung, die mit diesem Rechteckgenerator erzeugt werden kann, ist demnach:

$$f_{\max} = 0,2 \cdot 20910000 = 4182000 \text{ MHz}$$

Die kleinere Ausführung dieses Generators, GM 2324, hat eine etwas höhere Tastfolgefrequenz, und zwar $F = 1 \text{ MHz}$.

Bei dieser überschlägigen Berechnung wurde stillschweigend vorausgesetzt, daß mit einer elektrischen Filteranordnung mit verhältnismäßig steilem Übergang die höchste Frequenz noch durchgelassen und die darauffolgende nächste Oberwelle restlos unterdrückt wird. Das ist aber in der Praxis nicht realisierbar, so daß der Amplitudengang in Nähe der Grenze nicht plötzlich, sondern kontinuierlich verläuft. In fast allen Fällen ist die Ursache der Begrenzung der Oberwellen nach oben eine zwangsläufig in Kauf zu nehmende schädliche Kapazität, die parallel zu irgendeinem Arbeitswiderstand des Netzwerks liegt. Es wird also in der Praxis der Amplitudenabfall in Nähe der Grenzfrequenz in großer Annäherung der Charakteristik eines RC -Hochpasses entsprechen. Berücksichtigt man die Grenzfrequenzbedingung eines reinen RC -Glieds, so nimmt die Formel, die Anstiegszeit und Oberwellengehalt verknüpft, die Form an:

$$n' = \frac{0,35}{T_a F}; \quad n' F = f_{g0} \quad (1-10)$$

Aus ihr geht hervor, daß schon wesentlich früher – bei ca. $1/4F$ der vorangehend errechneten oberen Grenzfrequenz – ein Amplitudenabfall von 30% eintritt. Die letztere Beziehung drückt zwar die obere Grenzfrequenz aus, läßt aber die Möglichkeit offen, daß noch eine beträchtliche Anzahl Oberwellen vorkommt, deren Amplituden kleiner als 70% der Grenzfrequenzamplituden sind.

Man kann also folgendes zusammenfassen:

1. Jedes (zeitsymmetrische) Rechtecksignal enthält eine endliche Anzahl ungeradzahligter sinusförmiger Harmonische.
2. Die Amplitude der Oberwelle ist ihrer Ordnungszahl umgekehrt proportional.
3. Die Amplitude der Grundwelle ist um den Faktor $4/\pi$ größer als die Amplitude der Rechteckschwingung.
4. Zwischen der Anstiegszeit und dem Oberwellengehalt eines Rechtecksignals besteht ein unmittelbarer Zusammenhang.

AUFGABEN:

1. Unter Berücksichtigung der Grundwelle und vier Harmonischen (3, 5, 7, 9) sind gemäß Gl. (1-1) die Amplitudensummen $f(\alpha)$ für die Winkel $\alpha_1 = 81^\circ$, $\alpha_2 = 72^\circ$ und $\alpha_3 = 63^\circ$ zu ermitteln; $A_0 = 1$.
2. Die Amplitude A eines erdsymmetrischen Rechtecksignals nach Abb. 1.4 beträgt 5 V, wie groß ist die Amplitude der 111. Harmonischen?
3. Bei welchem Winkel schneidet die Ortsgerade der Maxima und Minima (in Abb. 1.4 die Gerade $B M B'$) das negative Rechteckdach?
4. Gegeben ist eine Anstiegszeit von $T_a = 100$ ns, es ist die obere Grenzfrequenz mit Hilfe der Gl. (1-10) zu errechnen. Die Gleichspannung wird vom Prüfling voll übertragen.

EIN- UND AUSSCHALTVORGÄNGE AM EINFACHEN NETZWERK

2.1 Bauelemente der Netzwerke

Unter Netzwerk versteht man eine Zusammenschaltung mehrerer Widerstände der nachfolgend beschriebenen Gattungen. Die in der elektrischen Nachrichtentechnik gebräuchlichen Widerstände kann man in drei Gattungen einteilen: ohmsche oder reelle, Blind- und Scheinwiderstände.

2.1.1 *Ohmsche Widerstände*

Zur ersten Gattung gehören die rein ohmschen Widerstände (Resistanzen), es ist dieses eine Vielzahl von Widerstandsarten, die alle folgendes gemeinsam haben: für den interessierenden Frequenzbereich sind bei ihnen Strom und Spannung stets in Phase, d.h. bei harmonischen Wechselströmen und -spannungen fallen die Maxima und Minima zeitlich immer zusammen; es gibt keine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Die häufigsten Ausführungsformen dieser Widerstände sind Schichtwiderstände, Kohlewiderstände, Metallfilmwiderstände sowie bedingt auch Drahtwiderstände u. a. m. Neben diesen derart verkörperten Widerständen gibt es noch eine ganze Reihe nicht sichtbarer elektronischer Innen- und Lastwiderstände, die unter besonderen Bedingungen ebenfalls ohmscher Natur sind.

2.1.2 *Blindwiderstände*

Neben den ohmschen Widerständen gibt es noch sogenannte Blindwiderstände (Reaktanzen), welche eine Phasenverschiebung von 90° zwischen Strom und Spannung bedingen. Der Strom durch einen solchen Widerstand hat dann ein Maximum, wenn die angelegte Spannung durch Null geht und umgekehrt. Man kann diese Widerstandsgattung nochmals unterteilen und definieren:

1. kapazitive Blindwiderstände und
2. induktive Blindwiderstände

Bei kapazitiven Blindwiderständen eilt stets der Strom der Spannung

voraus. Wie schon erwähnt, beträgt der Voreilwinkel des Stroms bei einem echten kapazitiven Blindwiderstand genau 90° . Als Gedächtnisstütze kann man sich folgendes merken: in einen Kondensator muß erst ein Strom hineinfließen, damit sich an seinen Klemmen eine Spannung ausbilden kann. Die kondensatoreigene Größe, seine Kapazität (das Fassungsvermögen), ist das Verhältnis von notwendiger Strommenge zur erreichten Klemmenspannung. Diese Größe wird in Farad gemessen. Die Beziehung lautet also:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\text{Ladungsmenge (As)}}{\text{Klemmenspannung (V)}} \text{ [Farad]} \quad (2-1)$$

Zur zweiten Gruppe der Blindwiderstände zählen die induktiven Blindwiderstände. Bei ihnen eilt die Spannung dem Strom voraus, wie bereits erwähnt wurde. Ein echter induktiver Blindwiderstand hat deshalb auch einen Voreilwinkel von 90° . Die der zweiten Gattung angehörenden Widerstände werden auch als Reaktanzen bezeichnet. Mit Elektronenröhren und Transistoren läßt sich auch das Verhalten von Reaktanzen nachbilden.

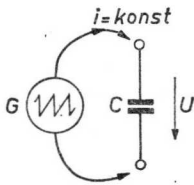
2.1.3 *Der Scheinwiderstand*

Schaltet man je einen oder mehrere ohmsche Widerstände und Blindwiderstände zusammen, so erhält man einen Scheinwiderstand. Der für einen Scheinwiderstand außerdem gebräuchliche Name ist Impedanz. Da jede elektrische Schaltung aus einer kleineren oder größeren Anzahl von Widerständen ohmscher, kapazitiver bzw. induktiver Natur besteht, ist die letztere Widerstandsgattung in der Praxis sehr häufig anzutreffen. Will man nun einzelne Bauelemente oder ganze Schaltungen bzw. Teile davon prüfen, so sollte man zweckmäßig vorher das Verhalten der einzelnen Widerstandskombinationen gegenüber Rechtecksignalen studieren.

Das einfachste Netzwerk ist eine Kondensator-Widerstands-Kombination (*RC-Glied*). Das Verhalten eines normalen Widerstands ist im Ohmschen Gesetz begründet, auf das verständlicherweise nicht näher eingegangen wird. Mit dem zweiten Bauelement dieses einfachen Netzwerks, dem Kondensator, soll man sich dagegen doch etwas näher befassen.

2.2 Ein Kondensator wird geladen

Führt man einem Kondensator C aus einer Spannungsquelle G gemäß Abb. 2.1 einen konstanten Strom i zu, so wird sich seine Klemmenspannung linear mit der Zeit ändern. Die Änderung der Klemmenspannung erfolgt



$$u = \frac{it}{C}$$

Abb. 2.1 Stromkonstante Kondensatorladung

nach der Beziehung:

$$u = \frac{it}{C} \quad (2-2)$$

Darin bedeuten: i = Ladestrom (A)
 t = Zeit (s)
 C = Kapazität (F)
 u = momentane Klemmenspannung (V)

Diese Gleichung besagt, daß die Klemmenspannung eines Kondensators bei konstantem Ladestrom direkt proportional der Zeit ist. Trägt man diese Beziehung in ein Koordinatensystem ein, dessen x -Achse die Zeit und dessen y -Achse die Spannung beinhaltet, so erkennt man gemäß Abb. 2.2, daß die Kurve linear verläuft. Bei doppelter Zeit wird der doppelte, bei dreifacher Zeit der dreifache Spannungswert erreicht usw. Die in dieser

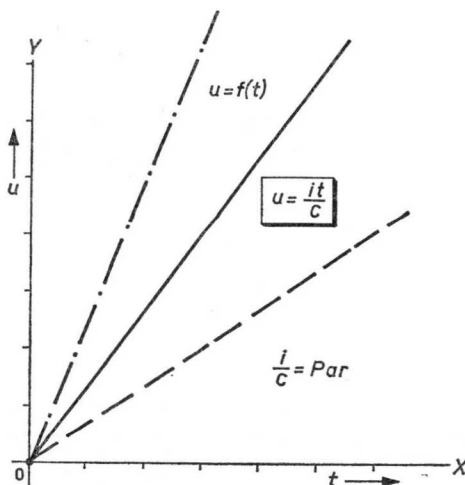
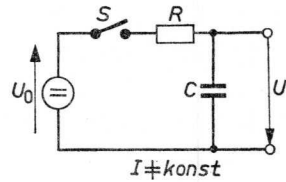


Abb. 2.2 Ladefunktion für konstante Ladeströme



$$U = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Abb. 2.3 Kondensatorladung über einen Widerstand

Abbildung ferner eingetragenen gestrichelten und strichpunktiierten Kurven deuten an, daß man es in der Hand hat, den Spannungsanstieg pro Zeiteinheit durch Veränderung von i und C zu beeinflussen. Bei gleichem i und kleinerem C wird auch die Kurve wesentlich steiler als bei entsprechend großem Kondensator verlaufen. Diese Betrachtung hat unter Berücksichtigung der praktischen Gegebenheiten nur symbolischen Wert. Es ist einzusehen, daß es in der Praxis nicht oder nur bedingt möglich ist, den Ladestrom über einen längeren Zeitraum konstant zu halten. Wollte man diese Forderung erfüllen, so müßte man die Generatorspannung mit zunehmender Klemmenspannung des Kondensators fortwährend erhöhen.

Nach dem Ohmschen und Kirchhoffschen Lehrsatz muß die treibende Spannung, es ist dieses die Differenz zwischen der Generatorspannung und der Spannung U am Ausgang Abb. 2.3, bei konstanten Ladebedingungen gleichfalls konstant bleiben. Diese Bedingung ist jedoch nur für einen ganz kurzen Zeitabschnitt technisch realisierbar. Ein praktisches Beispiel wäre die „mitlaufende Ladespannung“ beim Sperrschwinger-Bildgenerator einiger Fernsehgeräte. Hier wird die Ladespannung des Sperrschwingerkondensators „mitlaufend“ erhöht, um eine bessere Linearität der erzeugten Sägezahnspannung zu erreichen.

Weil dieser Idealzustand nur mit einigem Aufwand und selbst dann auch bloß annähernd erreicht werden kann und in der Praxis oftmals gar nicht gefordert wird, ist es zweckmäßig, sich mit der Gegebenheit der Nichtlinearität beim Ladevorgang abzufinden sowie mit ihr vertraut zu machen.

2.2.1 Ladungszustand — Ladezeit

Ein einfacher Ladekreis eines RC -Glieds ist in Abb. 2.3 dargestellt. Der Generator liefert eine Gleichspannung von der Größe U_0 , die mit Hilfe des Schalters S an die Widerstandskombination R und C (hier eine Serienschaltung) gelegt wird. Man nennt diese Kondensator-Widerstands-Anordnung

auch einen eingliedrigen Tiefpaß und will damit zum Ausdruck bringen, daß dieses Netzwerk vorwiegend tiefe Frequenzen passieren läßt. Es soll nun an dieser einfachen Schaltung die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U von der Zeit t , gerechnet vom Einschaltmoment, ermittelt werden.

Wie in Abb. 2.3 angedeutet, ist der Strom i nicht konstant, er wird sich mit zunehmender Ausgangsspannung U verkleinern. Die Größe von i wird durch die sich ändernde Differenzspannung $U_0 - U$ und den konstanten Widerstand R bestimmt. Die in Abb. 2.3 enthaltene Gl. (2-6) deutet bereits an, daß sich die Ausgangsspannung vom Wert 0 im Einschaltmoment zeitabhängig exponentiell verändert. Es soll versucht werden, den logarithmischen Charakter dieser Funktion nachzuweisen.

Trägt man die Ausgangsspannung U in Abhängigkeit von der Zeit t in ein Achsenkreuz ein, so kann man nach Abb. 2.4a schon zwei Punkte der zu erwartenden Kurve festlegen. Zunächst wird diese Kurve durch den Nullpunkt des Koordinatensystems verlaufen, da es Bedingung sein soll, daß der Kondensator C am Beginn des Vorgangs vollkommen entladen ist und die Zeit t vom Einschalten des Schalters S an rechnet. Der zweite Punkt wird

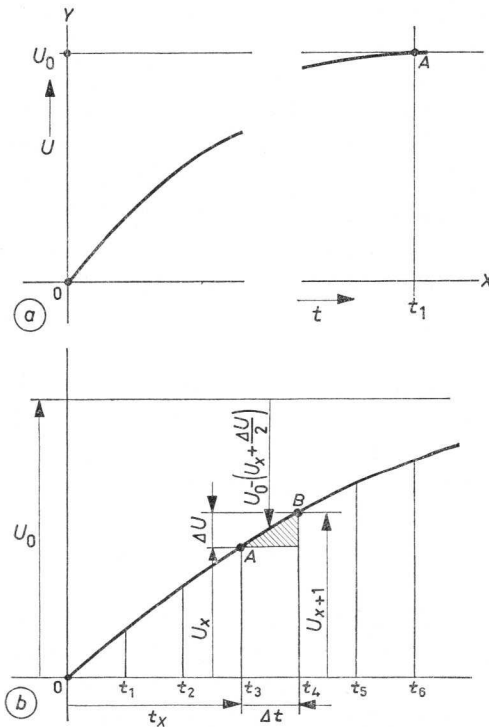


Abb. 2.4 Verlauf der Ladung

nach verhältnismäßig langer Zeit t_1 erreicht, genau genommen nach unendlich langer Zeit. Dieser Punkt A wird auf der Geraden liegen, die parallel zur x -Achse in der Höhe $y = U_0$ verläuft. Das darf behauptet werden, da nach einer sehr langen Zeit t der Kondensator fast die volle Generatorspannung annehmen wird. In Wirklichkeit wird die Kondensatorladung die volle Generatorspannung niemals erreichen, da der Ladestrom mit kleiner werdender Spannungsdifferenz ebenfalls kleiner wird und die Ladung sich nur sehr langsam vollzieht.

Mit Hilfe der Abb. 2.4b wird nun versucht, den Verlauf der Kurve zwischen den beiden Punkten zu ermitteln. Es wurde bereits ausgeführt, daß Gl. (2-2), die einen linearen Zusammenhang zwischen Zeit und Spannungszunahme aussagt, nur für kleine Teilstücke der Kurve Gültigkeit hat. Um die Fehler der zu ermittelnden mathematischen Beziehungen möglichst klein zu halten, teilt man die x -Achse, also die verstreichende Zeit, in entsprechend kleine Teilabschnitte t_1, t_2, t_3 usw. ein. Man greift einen dieser Teilabschnitte heraus und versucht, für diesen den mathematischen Zusammenhang zu erstellen. Für das benutzte Beispiel ist es der Teilabschnitt Δt , der nach Abb. 2.4b bei t_3 beginnt und bei t_4 endet. Man läßt also von Null an drei dieser gedachten Zeitabschnitte unberücksichtigt, um den vierten rechnerisch zu behandeln. Von Interesse ist demnach der Kurvenverlauf zwischen den Punkten A und B . Nach Ablauf der Zeit t_x hat die Spannung am Kondensator einen Wert von U_x erreicht; er wird durch den Abstand des Punkts A von der x -Achse gekennzeichnet. Ausgehend von der Zeit t_3 nimmt die Spannung U_x am Kondensator weiter zu und erreicht nach Ablauf der Zeit Δt den Punkt B . Am Ende dieser Zeit heißt die Spannung U_{x+1} . Die Spannungszunahme wird mit ΔU bezeichnet; sie ist in der Zeit Δt erfolgt. Wählt man, wie gesagt, die Zeit Δt sehr klein, so kann mit guter Genauigkeit angenommen werden, daß sich der Ladestrom während dieser kurzen Ladeperiode nicht ändert. Die Spannungsänderungen ΔU während der kleinen Ladeperiode Δt werden anhand von Gl. (2-2) errechnet; es gilt also:

$$\Delta U = \frac{i_x \Delta t}{C} \quad (2-3)$$

Darin sind:

- i_x = der momentane Ladestrom
- C = die Kapazität des Kondensators
- Δt = das angenommene Zeitintervall

Der Ladestrom ist nach dem Ohmschen Gesetz das Verhältnis der treibenden Spannung U_R zum Widerstand R . Gemäß Abb. 2.4b verwendet man den Mittelwert der treibenden Spannung, um den mittleren Ladestrom i_x zu er-

rechnen. Demnach ist der Ladestrom (vgl. Abb. 2.4b):

$$i_x = \frac{U_0 - (U_x + \Delta U/2)}{R} \quad (2-4)$$

Setzt man den Wert von i_x in Gl. (2-3) ein, so gelangt man nach entsprechender Umformung zu einer Beziehung, die folgendermaßen lautet:

$$\Delta U = \frac{2\Delta t (U_0 - U_x)}{2RC + \Delta t} \quad (2-5)$$

Diese Gleichung beinhaltet die mathematische Gesetzmäßigkeit des Kurvenverlaufs eines Teilstücks des Ladevorgangs. Geht man nun systematisch vor und errechnet, z.B. fortlaufend, für jede Sekunde als Teilabschnitt eines Ladevorgangs den Kurvenverlauf und trägt ihn in ein Achsenkreuz ein, so erhält man die in Abb. 2.5 mit U_x bezeichnete Kurve. Neben dem Diagramm befindet sich eine Tabelle der errechneten Spannungswerte, die am Ende einer jeden Sekunde der betreffenden Ladeperiode auftreten. Bei der Errechnung dieser Werte muß man bei der Zeit $t = 0$ beginnen und im ersten Rechengang die Spannung U_1 ermitteln; das ist die Spannung, die sich nach Ablauf einer Sekunde am Kondensator aufgebaut hat.

Diese errechnete Spannung ist die Anfangsspannung für die nächste Periode. Im weiteren Verlauf erhält man schließlich die jeweiligen Endspannungen der angenommenen zehn Zeitintervalle. Natürlich ist dieses Rechenverfahren recht umständlich, wenn man z.B. ermitteln will, welche Spannung der Kondensator nach Ablauf von 7 Sekunden bei der gegebenen Ladeschaltung aufweist. Mit Hilfe der Reihenlehre läßt sich nachweisen, daß die Spannung wesentlich einfacher durch Anwendung der e-Funktion errechnet werden kann. Im angeführten Beispiel lautet diese Funktionsgleichung:

$$U = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2-6)$$

Die Größen sind:

U_0 = Gleichspannung der Spannungsquelle

U = Spannung am Kondensator nach Ablauf der Zeit t

RC = Zeitkonstante des Netzwerkes, auch τ genannt

e = Basis der natürlichen Logarithmen 2,71828

Zum Vergleich wurden in die Tabelle neben Abb. 2.5 für dieses Beispiel auch die nach der e-Funktion errechneten Spannungswerte eingetragen.

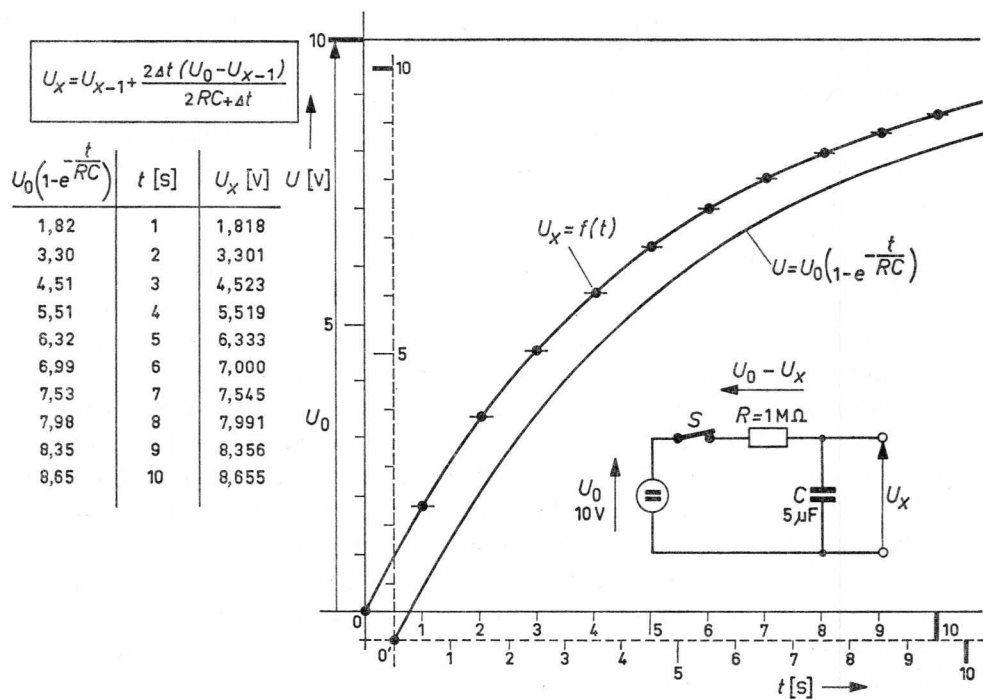


Abb. 2.5 Exponentieller Ladeverlauf eines RC-Glieds

Vergleicht man die Werte der dritten und ersten Spalte dieser Tabelle miteinander, so ist, von geringen Abweichungen abgesehen, die Gleichheit dieser Werte erkennbar. Zur grafischen Demonstration wurde in Abb. 2.5 auch der Kurvenverlauf nach der e-Funktion eingezeichnet. Zur besseren Übersicht wurde das Achsenkreuz um die gleichen Beträge seitlich und nach unten verschoben. Brächte man die Achsenkreuze beider Kurven zur Deckung, so würden sich auch die Kurven mit guter Näherung decken, was als Beweis für die Verwendungsmöglichkeit besagter e-Funktion zur Ermittlung von Ladungszuständen eines RC-Glieds gelten kann.

2.2.2 Beispiele aus der Hydromechanik

Sehr einprägsam kann man die elektrischen Ladevorgänge, die vorangehend erörtert wurden, mit Hilfe von Beispielen aus der Hydromechanik untermauern. Diese Ausführungen sollen hauptsächlich Anfängern dienen; fortgeschrittene Leser können sie einfach übergehen.

In Abb. 2.6 ist ein Flüssigkeitsbehälter mit dem Durchmesser D dargestellt. Aus einem höhergelegenen zweiten Behälter A wird dem Standgefäß D (C) über die Auslaufrinne B eine zeitlich konstante Flüssigkeitsmenge m (i) zugeführt. Je nach der zugeführten Menge wird die Höhe des Flüssigkeitsspiegels im Gefäß D in einer Zeit t z.B. den Betrag h_1 annehmen. Nach dem Ablauf einer weiteren Zeit steigt der Flüssigkeitsspiegel um den Betrag Δh an. Läßt man für den nächsten Zeitabschnitt die Flüssigkeit weiter hineinrinnen, so wird sich, wenn die Zeiten einander gleichen, der Flüssigkeitsspiegel um den gleichen Betrag Δh heben. Das Niveau der Flüssigkeit wird also mit konstanter Geschwindigkeit ($\Delta h/t$) wachsen. Dieses Beispiel hat für Gl. (2-5) Gültigkeit. Man ist also in der Lage, durch entsprechende Wahl des Durchmessers D und Regelung der Größe der Austrittsöffnung des Rohrs B die sekundlich zufließende Flüssigkeitsmenge und die Auffüllgeschwindigkeit zu regeln. Dadurch hat man es in der Hand, die Gesamtzeit zu bestimmen, die notwendig ist, um das Gefäß D mit Flüssigkeit zu füllen. In allen Fällen wird aber die Anstiegsgeschwindigkeit des Flüssigkeitsspiegels bis zur Auffüllung des Gefäßes konstant bleiben. Im Vergleich zum elektrischen Beispiel ist der Durchmesser D bzw. die Grundfläche des Standgefäßes mit der Größe des aufzuladenden Kondensators der elektrischen Anordnung gleichzusetzen.

In Abb. 2.7 ist der hydromechanische Analogfall der Gln. (2-5) und (2-6) angedeutet. Der Unterschied zu Abb. 2.6 besteht hier darin, daß die Flüssigkeit ab Austrittsöffnung des Rohrs B nicht mehr im freien Fall in das Gefäß hineinrinnt, sondern durch ein Rohr in der Nähe der Grundfläche des Standgefäßes geleitet wird. Dieses Rohr soll sehr dünn sein, so daß ein erheblicher Teil der Fallenergie durch Reibung an den Wandungen verbraucht wird. Das Rohr setzt der durchfließenden Flüssigkeit einen bestimmten Widerstand entgegen. Dabei soll angenommen werden, daß sich dieser Bremswiderstand während des ganzen Auffüllvorgangs nicht ändert. Das trifft auch zu, denn sowohl die ersten Flüssigkeitsmengen als auch die letzten Flüssigkeitsteilchen des Auffüllvorgangs müssen zur Füllung des Gefäßes die gesamte Länge des Zuflußrohrs passieren. Bei Beginn der Füllung wird der gesamte Niveauunterschied $h =$ konstant als treibende Kraft für die Überwindung der Reibung in der Zuflußleitung wirksam sein. Es wird daher die Flüssigkeit verhältnismäßig schnell durch das Rohr fließen und das Standgefäß am Beginn der Ladung ziemlich schnell füllen. Mit steigendem Flüssigkeitsspiegel, z.B. h_1 , wird sich allerdings die sekundlich zufließende Menge verkleinern, da die Antriebskraft bei gleichbleibender Bremswirkung sich verkleinert; die Niveaudifferenz beträgt $h - h_1$. Diese Verringerung der sekundlichen Zuflußmenge wird mit fortschreitendem

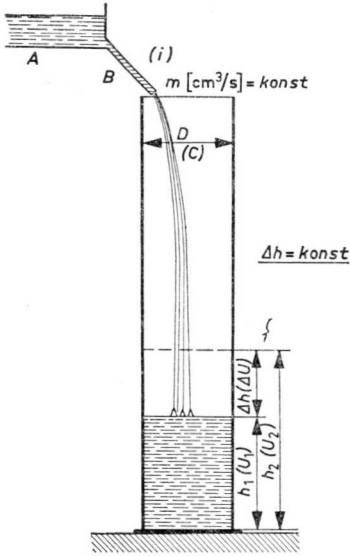


Abb. 2.6 Beispiel für lineare Ladung

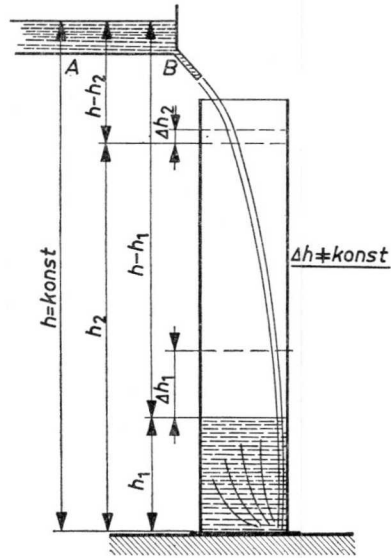


Abb. 2.7 Beispiel für exponentielle Ladung

Füllvorgang immer größer, da der Niveauunterschied, z.B. $h - h_2$, auch ständig kleiner wird. Als Ergebnis kann festgestellt werden, daß die Anstiegsgeschwindigkeit des Flüssigkeitsspiegels im Standgefäß mit zunehmender Füllung abnimmt.

In Anwendung des Beispiels von Abb. 2.7 wurde in Abb. 2.8 das Zustandekommen der Aufladefunktion mit hydromechanischen Mitteln verdeutlicht, wie dieses für eine elektrische Ladeanordnung in Abb. 2.5 dargestellt ist. Der Unterschied zu Abb. 2.7 besteht darin, daß das aufzufüllende Flüssigkeitsgefäß mit konstanter Geschwindigkeit $v(t)$ mittels einer Transportanlage von links nach rechts bewegt wird. Als Bezug der Funktionsgrößen dient in Abb. 2.8 ein Koordinatensystem. Die x -Achse liegt auf dem Ausgangsniveau der Ladung, also in Höhe der Grundfläche des Standgefäßes. Die zu ihr senkrecht stehende y -Achse ist an der Stelle angeordnet, an der die Auffüllung beginnt. Außer der Anfangsstellung wurden noch drei weitere Stellungen des aufzufüllenden Behälters zu verschiedenen Zeiten festgehalten. Die zweite Stellung wurde nach der Zeit x' gezeichnet. Der Flüssigkeitsspiegel im aufzufüllenden Gefäß hat im Punkt x' die Höhe h_x' erreicht. Nach Ablauf der Zeit x'' beträgt der Füllzustand h_x'' . In der vierten Stellung ist das Gefäß bis zur Höhe h_x''' aufgefüllt. Für jede dieser Stationen wurde das effektive Gefälle durch die Größen h ; $h - h_x'$; $h - h_x''$; $h - h_x'''$

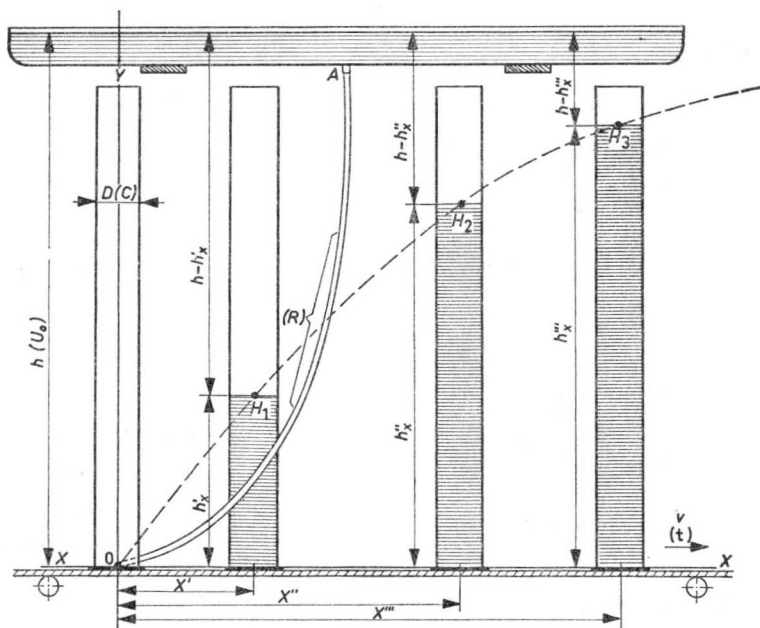


Abb. 2.8 Beispiel für das Zustandekommen der Ladekurve

bezeichnet. Die Verbindungslinie $O - H_1 - H_2 - H_3$ stellt die Auffüllfunktion des Gedankenexperiments dar; sie gleicht der Aufladebedingung der analogen elektrischen RC -Anordnung in Abb. 2.5.

2.2.3 Ein LR -Tiefpaß verhält sich wie ein RC -Glied

Elektrisch gesehen hat der LR -Tiefpaß das gleiche Einschaltverhalten. Er wird aus einer Induktivität und einem Widerstand gebildet. Im Gegensatz zum RC -Tiefpaß ist hier die Reaktanz, der Blindwiderstand, im Längsweig angeordnet. Die Ausgangsspannung eines derartigen Tiefpasses wird am Widerstand abgegriffen. Da dieser ohmschen Charakter hat, also Strom und Spannung in ihm in Phase sind, nimmt die Ausgangsspannung proportional mit dem Strom i zu, der das Netzwerk durchfließt. Die Induktivität ist demnach dafür verantwortlich, daß der Strom und die Ausgangsspannung im Einschaltmoment gleich Null sind. Dieser Zustand bleibt aber nicht bestehen, denn die Generatorspannung U_0 , das ist die treibende Spannung, ist bestrebt, einen Strom durch das LR -Glied zu treiben. Der vom Wert Null ausgehende Strom i hat im Einschaltmoment sein größtes Änderungs-

bestreben. Er ruft an den Klemmen der Induktivität eine Induktionsspannung hervor, die der Eingangsspannung entgegenwirkt. Diese Gegenspannung wird um so kleiner, je mehr Zeit nach dem Einschalten verstreicht. In gleicher Art werden auch die Stromänderung und die Änderung der Ausgangsspannung kleiner. Es ist nachweisbar, daß die Ausgangsspannung beim LR -Tiefpaß genau wie beim RC -Tiefpaß nach dem Einschalten logarithmisch ansteigt.

2.3 Ein Kondensator wird entladen

In Abb. 2.9 ist eine Schaltung dargestellt, die aus drei Gliedern besteht, und zwar aus:

1. einer Gleichspannungsquelle mit $U_0 = 1 \text{ V}$
2. einem Kondensator $C = 5 \mu\text{F}$
3. einem Widerstand $R = 1 \text{ M}\Omega$

Mit Hilfe des einpoligen Umschalters S kann der Kondensator C einmal an die Gleichspannungsquelle geschaltet werden – in dieser Schalterstellung wird er bis zur Spannung U_0 aufgeladen – und zum anderen kann der Kondensator, nachdem er seine volle Ladung erhalten hat, über den Wider-

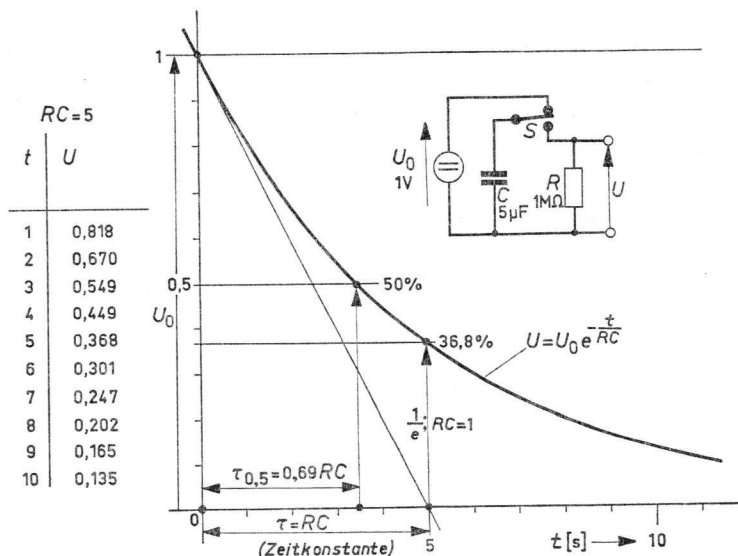


Abb. 2.9 Entladekurve eines CR -Glieds

stand R entladen werden. Die zweite Periode, die Entladeperiode soll nun untersucht werden.

Ähnlich wie bei der Ladeperiode verlaufen sowohl Entladestrom wie Entladespannung exponentiell. Im Einschaltmoment liegt die maximale Spannung am Widerstand R , bis zu der der Kondensator aufgeladen worden war. Der sofort durch den Widerstand fließende Strom – er beträgt im vorliegenden Fall im ersten Moment nach dem Ohmschen Gesetz $1 \mu\text{A}$ – bewirkt ein Absinken der Kondensatorspannung. Dadurch verkleinert sich der Strom mit fortschreitender Entladung selbsttätig. Die Spannungsabnahme am Kondensator wird immer geringer, um – streng genommen – nach einer unendlich langen Zeit auf Null abzufallen. Wie bereits erwähnt, geht auch hier der Entladevorgang exponentiell vonstatten.

Die Funktion lautet:

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-7)$$

Der Exponent von e wird auch hier durch ein Verhältnis gebildet; es ist das Verhältnis der Zeit t zur Zeitkonstante des RC -Glieds. Diese Zeitkonstante ist eine charakterisierende Größe des RC -Glieds; ihre Dimension ist die Zeit. Das geht aus der Gleichung selbst hervor, da der Ausdruck e unter Berücksichtigung seiner Hochzahl dimensionslos sein muß. Bringt man nämlich in der Gleichung den Ausdruck U_0 von der rechten Seite auf die linke, dann entsteht links ein dimensionsloses Verhältnis; demzufolge muß auch die rechte Seite der Gleichung dimensionslos sein. Nach den Rechenregeln der Potenzen ist eine Potenz nur dann dimensionslos, wenn sowohl ihre Basis als auch ihr Exponent dimensionslos sind.

2.3.1 Die Zeitkonstante eines RC -Glieds

Von einem Sonderfall dieser Potenz kann man sprechen, wenn der Exponent $t/RC = 1$ ist. Dann hat die Potenz den Wert:

$$\frac{1}{e} = \frac{1}{2,71828} \doteq 0,368 \quad (2-8)$$

Folglich kann man sagen:

Unter der Zeitkonstante eines RC -Glieds versteht man diejenige Zeit, in der ein geladener Kondensator durch einen Widerstand auf 36,8% seiner Anfangsladung entladen wird:

$$\tau_{[s]} = R_{[M\Omega]} C_{[\mu F]} \quad (2-9)$$

Die Zeit wird in Sekunden ausgedrückt; rein rechnerisch ist es das Produkt aus Kapazität mal Widerstand RC . Will man die Zeit in Sekunden erhalten, so muß man die Größe des Kondensators in Farad und die Größe des Widerstands in Ohm einsetzen.

2.3.2 Die Halbwertszeit

Von Interesse ist manchmal die Halbwertszeit; das ist die Zeit, in der sich der Ladungszustand eines RC -Glieds um die Hälfte verringert.

Die Halbwertszeit errechnet sich aus:

$$\frac{1}{e^{\frac{t}{RC}}} = 0,5; \quad \tau_{0,5} \doteq 0,69 RC \quad (2-10)$$

Zur Auffindung der einzelnen Werte der Kurve in Abb. 2.9 wurden den einzelnen Zeitintervallen t für den Fall $RC = 5$ die entsprechend errechneten Potenzen in einer Tabelle gegenübergestellt.

2.3.3 Beispiel aus der Hydromechanik

Man kann das Zustandekommen der Funktion in Abb. 2.9 auch anders erklären. Für den Anfänger wäre folgendes Gedankenexperiment empfehlenswert:

Auf einer Transportanlage steht im gleichen Abstand eine Reihe gleichgroßer Flüssigkeitsbehälter, Abb. 2.10. Alle Behälter sind mit je einem Auslaufstutzen versehen, die einander ebenfalls vollkommen gleich sein sollen und durch einen Absperrhahn verschlossen sind. Auch sind alle Behälter am Beginn des Experiments bis zur gleichen Höhe h_0 (U_0) mit einer Flüssigkeit gefüllt; alle Absperrhähne sind geschlossen. Man denkt sich weiter ein Koordinatensystem mit den Achsen x und y . An der Stelle O soll sich ein Anschlagstutzen befinden, dessen Aufgabe es ist, die Hähne der gerade vorbeitransportierten Flüssigkeitsbehälter an einer bestimmten Stelle zu öffnen. An dieser Stelle beginnt das Auslaufen der Flüssigkeit der jeweils vorbeigeführten Behälter. Die Geschwindigkeit $v(t)$ des Transportbands soll konstant sein.

Man betrachte den Behälter 1, welcher gerade mit seiner Mittellinie die y -Achse erreicht. Der Flüssigkeitsspiegel hat darin die Höhe h_0 , genau wie der des noch geschlossenen nachfolgenden Behälters. Die Bewegung wird von links nach rechts angenommen. Beim Passieren der y -Achse wird der Absperrhahn durch den Anschlag O geöffnet, und die Flüssigkeit beginnt auszulaufen. In dieser Stellung ist der Flüssigkeitsdruck auf dem Niveau

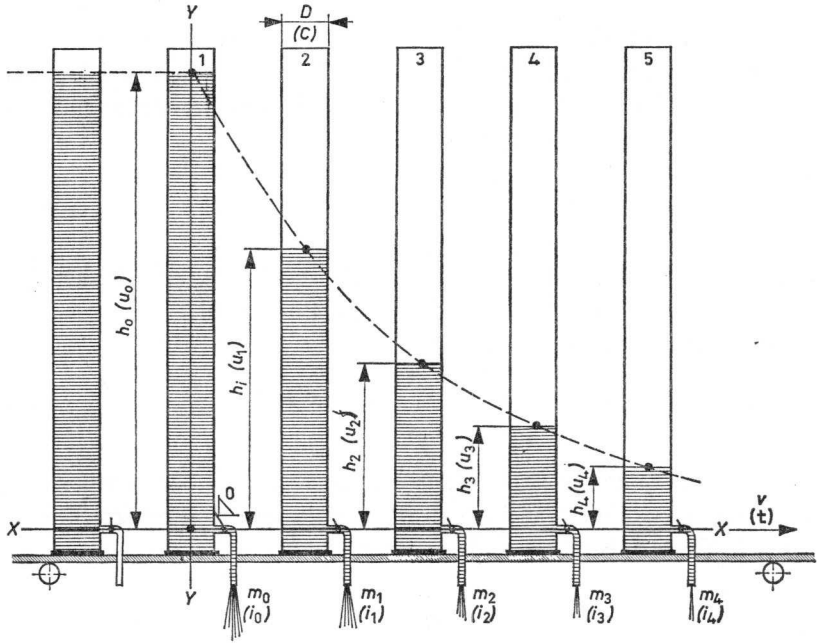


Abb. 2.10 Beispiel für die Entladung

der Absperrhähne sehr groß; demzufolge hat die sekundlich ausfließende Menge $m_0 (i_0)$ ein Maximum. Der Flüssigkeitsdruck läßt aber im Laufe der Zeit proportional zur bereits ausgeflossenen Menge erheblich nach; so ist der Zustand 2 nach Ablauf einer bestimmten Zeit erreicht. Hier ist die Flüssigkeitshöhe h_1 wesentlich geringer als h_0 ; damit ist auch die sekundliche Ausflußmenge, die den Auslaufstutzen verläßt, wesentlich geringer. Nach Ablauf einer weiteren gleichgroßen Zeit wird der Zustand 3 erreicht. Die Flüssigkeitshöhe beträgt hier h_2 , und die Austrittsmenge ist geringer als im Zustand 2. So fortfahrend wird nach dem Zustand 4 schließlich der Zustand 5 erreicht, bei dem infolge des stark nachlassenden Drucks nur ganz wenig Flüssigkeit in der gleichen Zeiteinheit den Auslaufstutzen verläßt. Verbindet man in Abb. 2.10 die jeweiligen Spiegelhöhen der betreffenden Stellungen 1 . . . 5 miteinander, so erhält man die gleiche Funktion, d.h. den gleichen Kurvenverlauf wie in Abb. 2.9.

In Abb. 2.10 wurden den betreffenden mechanischen Zustandsgrößen die entsprechenden elektrischen Größen zugeordnet. So kann man den Durchmesser der Behälter mit der Größe der Kapazität vergleichen. Die einzelnen Höhen der Flüssigkeitsspiegel gegenüber dem Auslaufniveau entsprechen den Spannungswerten in der elektrischen Darstellung. Die sekundlich auslaufende Flüssigkeitsmenge m_x ist den Stromwerten i ver-

gleichbar. Unter Berücksichtigung der Abstände der Behälter kann man für die Geschwindigkeit auch die Zeit t setzen. Alle diese Größen lassen sich in weiten Grenzen variieren und ergeben je nach Auslaufbedingung einen steileren oder weniger steilen exponentiellen Kurvenverlauf.

So könnte man z.B. den Auslaufstutzen wesentlich dünner ausbilden, so daß weniger Flüssigkeit pro Zeiteinheit ausläuft. Im elektrischen Parallelbeispiel würde das bedeuten, daß der Entladewiderstand R größer gemacht worden wäre. In diesem Fall würde die entstehende Kurve bedeutend flacher verlaufen; die Niveauabnahme von Stellung zu Stellung würde nicht so groß sein. Den gleichen Effekt könnte man allerdings auch erreichen, wenn die Grundfläche der Flüssigkeitsbehälter (die Größe des Kondensators) bei gleichbleibendem Auslaufstutzen vergrößert würde. Verdoppelt man z.B. die Grundfläche der Flüssigkeitsbehälter und sorgt dafür, daß die Auslaufmenge pro Zeiteinheit durch Vergrößerung der Auslaufstutzen ebenfalls doppelt so groß ist, so wird sich am Kurvenverlauf der Oberflächenspiegel nichts ändern. Das gleiche kann man auch von der elektrischen Entladeanordnung sagen. Wird der Kondensator um einen bestimmten Prozentsatz vergrößert und dementsprechend der Widerstand um den gleichen Prozentsatz verkleinert, so ändert sich am Entladeverhalten der RC -Anordnung nichts.

Das gleiche geht aus:

$$U = U_0 \frac{1}{e^{\frac{t}{RC}}} \quad (2-11)$$

hervor, worin das Produkt $R \cdot C$ im Nenner des Exponenten enthalten ist; bei gleichbleibendem Produkt ändern sich der Exponent und auch die Funktion nicht.

2.4 Das Lade- und Entladeverhalten gleicher RC -Glieder

Es ist lehrreich, Lade- und Entladefunktion des gleichen RC -Glieds ($RC=5$), die in Abb. 2.5 und 2.9 wiedergegeben sind, gemeinsam in einem Achsenkreuz unterzubringen. Man kann nach Abb. 2.11 die Gleichheit des Verlaufs feststellen. Die Ladekurve beginnt im Nullpunkt und nähert sich in charakteristischer Form dem Maximalwert 100% an, während die Entladekurve im Maximum beginnt und sich in gleichartigem Verlauf der x -Achse nähert. Man beachte, daß durch Spiegelung der einen Kurve um die 50%-Gerade, die zweite Kurve entsteht und umgekehrt. Betrachtet man Lade- und Entladevorgang des gleichen Netzwerkes nach Ablauf einer bestimmten Zeit t im Punkt t_1 , so ergibt sich für den Spannungszustand des Entladevorgangs

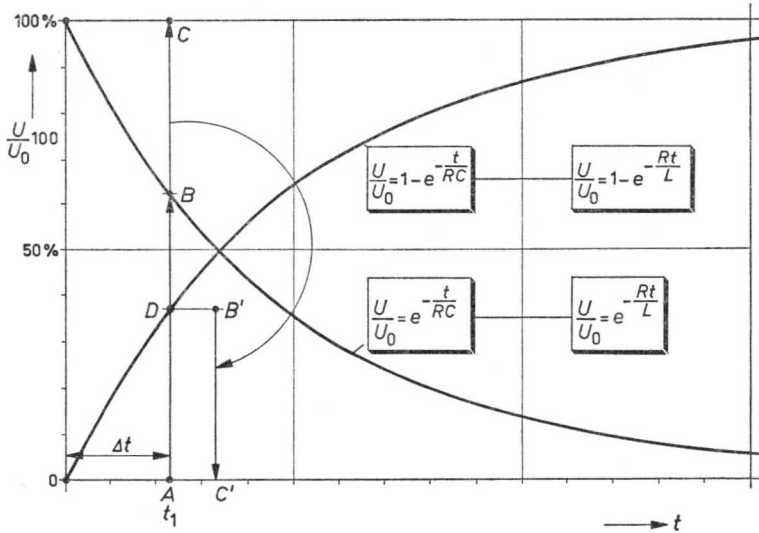


Abb. 2.11 Lade- und Entladekurve

eine Größe, die durch den Pfeil AB angedeutet ist. Diese Spannung ist um einen bestimmten Prozentsatz kleiner als der Wert 100%; die Größe der Spannungsverminderung wird durch den Pfeil BC angegeben. Klappt man nun diesen Pfeil um und trägt ihn entlang der Geraden AB von Punkt A aus in Richtung auf Punkt B auf, so ergibt sich Punkt D . Dieser Punkt liegt gleichzeitig auf der Kurve der Ladefunktion desselben RC -Glieds. So kann man bei bekanntem Kurvenverlauf des einen Vorgangs den Kurvenverlauf des korrespondierenden Vorgangs durch Spiegelung um die 50%-Gerade ermitteln.

Rechnerisch geht das auch aus den Gln. (2-6) und (2-7) hervor:

$$e^{\frac{-t}{RC}} + 1 - e^{\frac{-t}{RC}} = 1 \quad (2-12)$$

Addiert man die betreffenden Werte beider Gleichungen, so ergibt sich als Summe stets der Wert $1 = 100\%$.

2.4.1 Einfache Netzwerke mit verschiedenen Reaktanzen

In Abb. 2.11 wurden auch die Formeln der Ein- und Ausschaltfunktionen der eingliedrigen LR - und RL -Netzwerke aufgenommen. Wie man sieht, sind sie denen der Widerstands-Kondensator-Kombinationen (CR und RC) gleich, sie unterscheiden sich nur in der Definition der Zeitkonstante. Wie bereits behandelt, ist die Zeitkonstante eines CR - oder RC -Glieds gleich dem Pro-

dukt aus Kapazität und Widerstand. Die Zeitkonstante einer Induktivitäts-Widerstands-Anordnung bzw. einer Widerstands-Induktivitäts-Anordnung ist in beiden Fällen der Quotient aus Induktivität und Widerstand (siehe Abb. 2.12). Die Zeitkonstante des LR - oder RL -Glieds wird in Sekunden angegeben. Um diese Werte zu erhalten, muß die Induktivität in Henry [H] und der Widerstand in Ohm [Ω] eingesetzt werden:

$$\tau_{[s]} = \frac{L_{[H]}}{R_{[\Omega]}}$$

Es wäre schließlich noch zu bemerken, daß man Widerstands-Kapazitäts-Anordnungen in der Praxis sehr leicht mit allen möglichen Zeitkonstanten für entsprechend breite Frequenzbänder herstellen kann. Die Widerstands-Induktivitäts-Anordnungen sind dagegen technisch nicht so einfach realisierbar; sie gelten meistens nur für einen begrenzten Frequenzbereich, weil man nicht oder nur mit bestimmter Annäherung reine Induktivitäten herstellen kann.

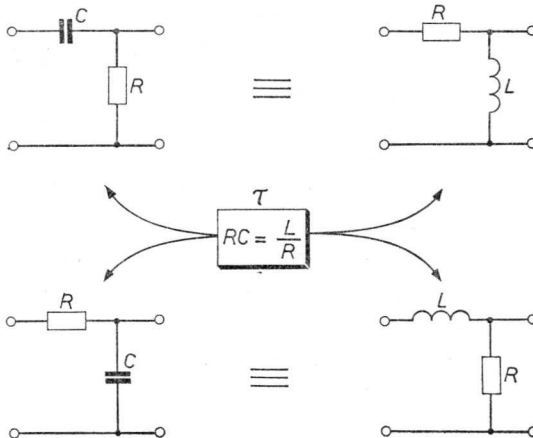


Abb. 2.12 Einfache Pässe mit verschiedenen Blindwiderständen, τ = Zeitkonstante

2.4.2 Ladung und Entladung bei verschiedenen Zeitkonstanten

Um dem Leser ein Gefühl für die Änderung des Kurvenverlaufs bei Änderungen der Zeitkonstanten der Hoch- und Tiefpässe zu vermitteln, wurden die Entlade- und Ladebedingungen mit den Zeitkonstanten als Parameter in Abb. 2.13 und 2.14 dargestellt. Das Koordinatensystem in Abb. 2.13 enthält auf der x -Achse eine Zeiteinteilung von 0 bis 15. Die Dimension dieser Einteilung wurde fortgelassen; man kann je nach Bedarf den Maßstab für den zu betrachtenden Hochpaß in s, ms, μ s bzw. ns annehmen. Die

y -Achse beinhaltet ebenfalls in relativer Darstellung das absolute Spannungsverhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung. Bei 36,8%, dem Wert $1/e$, befindet sich eine Parallele zur x -Achse. Diese Parallele ist das Entladenniveau nach Ablauf der Zeit, die der Zeitkonstante des Hochpasses entspricht. Für verschiedene Zeitkonstanten sind die Kurvenverläufe in dieses Koordinatensystem eingetragen. Auch die Parameterwerte wurden mit keiner Dimension versehen; dieselbe kann auch hier je nach Bedarf hinzugefügt werden. Nur eine Bedingung ist bei der Auswertung der Diagramme zu nennen, und zwar: Wird z.B. für die x -Achse die Dimension ms gewählt, so muß diese auch für die einzelnen Parameter gelten. Im rechten Drittel des Diagramms sind die Schaltbilder der Hochpässe in einfacher Darstellung enthalten. Die beiden Schaltbilder sind einander elektrisch gleich; für beide gelten die Kurvenscharen des Diagramms. Für die oberste Kurve hat τ den Wert 50. Dieses ist ein Wert, der bei folgendem Beispiel in Sekunden gegeben wäre:

$$R = 1 M\Omega; C = 50 \mu F$$

Diese Kurve verläuft mit mäßiger Schräge für den Zeitabschnitt 0 bis 10 fast geradlinig. Erst bei 50 hätte diese Linie die $1/e$ -Gerade erreicht. Betrachtet man dagegen nur den Zeitabschnitt von 0 bis 1, so kann man sagen, daß die Linie bestimmt geradlinig mit kleinster Schräge verläuft. Im obigen Beispiel ist der Kondensatorwert bereits groß ($50 \mu F$), und der Widerstandswert ist auch recht hoch. Es ist leicht einzusehen, daß man, sollte die Neigung der Kurve noch kleiner sein, den Kondensator noch wesentlich größer wählen müßte. Soll die Kurve völlig geradlinig und parallel zur x -Achse verlaufen, so muß entweder der Kondensator unendlich groß – elektrisch gesehen würde das eine Überbrückung des Kondensators bedeuten – oder der Widerstand unendlich groß sein. Bekanntlich wird das Produkt $R \cdot C$ nur dann unendlich, wenn zumindest einer seiner Faktoren unendlich ist.

Das gleiche kann man vom RL -Hochpaß sagen, dessen Zeitkonstante (der Quotient L/R) nur dann unendlich wird, wenn entweder L unendlich groß ist oder R den Wert 0 erreicht.

Die Neigung der Kurve $\tau = 20$ zur x -Achse ist bedeutend größer. Diese Kurve verläuft im dargestellten Zeitabschnitt fast geradlinig. Die Krümmung der Kurve $\tau = 10$ ist deutlich erkennbar; die Kurve schneidet die $1/e$ -Parallele auf der Zeitsenkrechten bei $t = 10$. Die Funktion $\tau = 5$ hat einen ähnlichen Verlauf; das charakteristische Entladenniveau wird nach der Zeit $t = 5$ erreicht. Das gleiche kann man für die Kurve $\tau = 2$ sagen, die nach der Zeit $t = 10$ annähernd die x -Achse erreicht. Die Kurven der Parameter 0,1, 0,2 und 0,5 erreichen die x -Achse beträchtlich früher. Mit Hilfe der

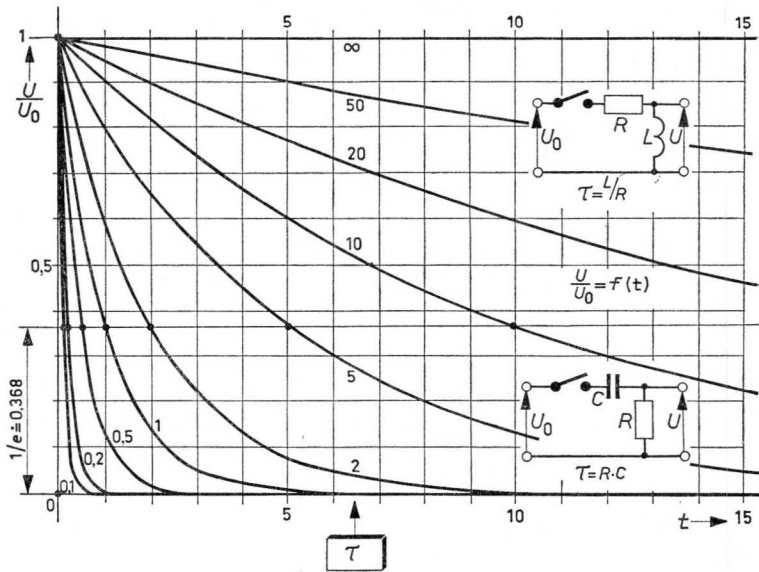


Abb. 2.13 Entladefunktionen für verschiedene Zeitkonstanten τ eines einfachen CR-(RL-) Glieds

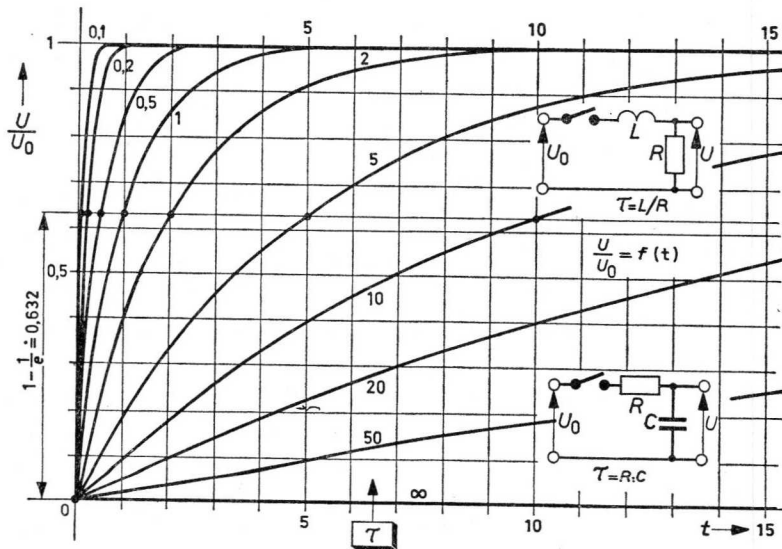


Abb. 2.14 Ladefunktionen für verschiedene Zeitkonstanten τ einfacher RC-(LR-)Glieder, Verformungsbereiche des Rechtecksignals

Abb. 2.13 kann man auch die Halbwertszeit für jede Parameter-Darstellung ermitteln. Unter Halbwertszeit versteht man, wie bereits erörtert, diejenige Zeit, die beim Entladevorgang verstreicht, bis der Ladungszustand seinen halben Wert erreicht hat. Es sind dieses die Schnittpunkte der entsprechenden τ -Linie mit der 0,5-Parallele.

In Abb. 2.14 sind die Bedingungen des eingliedrigen Tiefpasses als Lade-funktion für verschiedene Zeitkonstanten zeichnerisch dargestellt. Auch hier ist wie in Abb. 2.13 der eingliedrige Tiefpaß in RC - und LR -Ausführungen angedeutet. Für beide Ausführungen gelten die Kurvenscharen, und auch das absolute Spannungsverhältnis U/U_0 gilt unter der Voraussetzung, daß in einem Fall $\tau = RC$ und im anderen $\tau = L/R$ ist. In dieser Abbildung ist die Gerade $1 - 1/e$ zu beachten, die im Abstand 0,632 von 0 parallel zur x -Achse verläuft. Genau wie in Abb. 2.13 ist das ein Sonderniveau des Ladungszustands; es ist diejenige Ladung, die beim eingliedrigen Tiefpaß nach Ablauf der Zeitkonstante erreicht wird. Demzufolge schneiden alle τ -Kurven diese Gerade im jeweiligen Abstand ihrer Zeitkonstanten von der y -Achse.

Vergleicht man den entsprechenden Kurvenverlauf in Abb. 2.13 mit dem in Abb. 2.14, so fällt auf, daß jeweils zwei Kurven beider Bilder einander gleichen. Die Kurven sind spiegelbildlich, d.h. sie haben entgegengesetzte Richtung.

Wegen der besseren Vergleichsmöglichkeit wurden die Kurven nur für einige charakteristische Zeitkonstanten eingezeichnet. Selbstverständlich kann man eine entsprechende Lade- oder Entladekurve für jeden beliebigen Wert von τ zeichnen; man kann sie sich aber auch als organische Einordnung in das bereits bestehende Raster der Abb. 2.13 und 2.14 vorstellen, indem man je drei markante Punkte der gedachten Kurve bereits sinnfällig festlegen kann. Alle Kurven, auch die der Zwischenverläufe, laufen in Abb. 2.13 durch den Punkt 1 und in Abb. 2.14 durch den Punkt 0. Ein zweiter Punkt jeder beliebigen Kurve kann sehr leicht auf einer der beiden Zeitkonstanten-Geraden – in Abb. 2.13 die Gerade bei $1/e$, in Abb. 2.14 die Gerade bei $1 - 1/e$ – festgelegt werden. Bei bekannter Zeitkonstante des Hoch- oder Tiefpasses wird der Punkt auf der entsprechenden Geraden liegen, die im Abstand der Zeitkonstante parallel zur y -Achse verläuft. Der dritte Punkt eines zu definierenden Zwischenverlaufs liegt entweder in Abb. 2.13 auf der Nulllinie oder in Abb. 2.14 auf der Geraden 1.

Mit genügender Genauigkeit kann man den Abstand dieses Punkts von der y -Achse dadurch erhalten, indem man den fünffachen Wert der Zeitkonstante von der y -Achse aufträgt. Dieses erkennt man an den Kurvenscharen der Abb. 2.13 und 2.14; mit guter Genauigkeit nähert sich die

jeweilige τ -Linie der x -Achse im fünffachen Abstand ihrer Zeitkonstante von der y -Achse. Es empfiehlt sich, diese Darstellung eingehend zu betrachten, um die Zusammenhänge anhand dieser einfachen Gegebenheiten kennenzulernen.

AUFGABEN:

1. Ein Kondensator $C = 1 \mu\text{F}$ wird von einer Spannungsquelle $U_0 = 1000 \text{ V}$ über einen Widerstand $R = 1 \text{ M}\Omega$ von 0 V ausgehend geladen; wie groß ist:
 - a. die Kondensatorspannung nach Ablauf der Zeit $t = 0,5 \text{ s}$
 - b. der in diesem Augenblick fließende Strom ($T_1 = T_0 + t$)
 - c. nach welcher Zeit erreicht die Kondensatorspannung den halben Wert der Spannungsquelle?
2. Welche Dimensionen hat ein LR -Glied gleichen Verhaltens; ist es technisch realisierbar?
3. Der Verlauf der Ladekurve von $0 \dots 10 \text{ V}$ ist nach den Angaben der ersten Aufgabe rechnerisch zu ermitteln und zeichnerisch darzustellen.
4. Ein Kondensator $C = 0,1 \mu\text{F}$ ist auf 100 V geladen, ein Widerstand $R = 10 \text{ M}\Omega$ wird ihm parallelgeschaltet, wie groß ist die Spannung nach einer Entladezeit von 40 ms ?

PRÜFUNG IM NF-GEBIET

Bei der Reparatur und beim Abgleich elektronischer Geräte werden vorwiegend Rechteckgeneratoren zur Kontrolle des Frequenzumfangs und der Stabilität der Verstärker eingesetzt. Dadurch wird eine erhebliche Einsparung an Arbeitszeit möglich. In einem einzigen Arbeitsgang werden mehrere Messungen gleichzeitig durchgeführt. Die Verhältnisse ähneln denen beim Wobbeln eines Hf-Verstärkers, wo sich die Auswirkungen der Abgleichmaßnahmen in allen Erscheinungen sofort beurteilen lassen. In gleicher Weise ist es möglich, mit Hilfe von Rechtecksignalen umfassende, kennzeichnende Merkmale der Übertragungseigenschaften aktiver und passiver Vierpole zu erhalten. Für die Auswertung derartiger Prüfergebnisse ist die Kenntnis der notwendigen bzw. zulässigen Verformung des Eingangsrechtecksignals durch den Prüfling besonders wichtig.

Es wird zumindest im Nf-Gebiet nicht möglich sein, am Ausgang des Prüflings ein idealisiertes Rechtecksignal zu erhalten, wie es z.B. bei Breitbandverstärkern erreicht wird, da die Bandbreite des Prüflings in den meisten Fällen zu gering ist. Man muß daher die Verformungserscheinungen näher untersuchen und ihre Gesetzmäßigkeiten kennenlernen.

Aus den beiden vorangehenden Kapiteln ist ersichtlich, daß (vgl. Abb. 3.1) die hohen Frequenzen des Rechtecksignals in der Anstiegsflanke enthalten sind. Es wurde festgestellt, daß diese durch eine systematische Addition geeigneter harmonischer Schwingungsvorgänge aufgebaut wird. In Abb. 3.1 ist der interessierende Rechteckkurvenabschnitt durch eine schraffierte Fläche hervorgehoben, die mit B bezeichnet ist. Aus den Entlade- und Ladebedingungen entsprechend Kapitel 2 kann man weiter entnehmen, daß die Form des Kurvendachs des Rechtecksignals, in Abb. 3.1 mit A bezeichnet, für die tiefen Frequenzen charakteristisch ist.

3.1 Die tiefen Frequenzen des Rechtecksignals

Es sollen zunächst die tiefen Frequenzen der verformten Rechteckausgangsspannung betrachtet und die Übertragungseigenschaften des Prüflings mit dem ähnlichen Verhalten eines einfachen Hochpasses verglichen werden. Legt man an dessen Eingang ein annähernd ideales Rechtecksignal aus einem Generator mit niederohmigem Ausgang ($R_g \ll R$) und wählt die Frequenz F

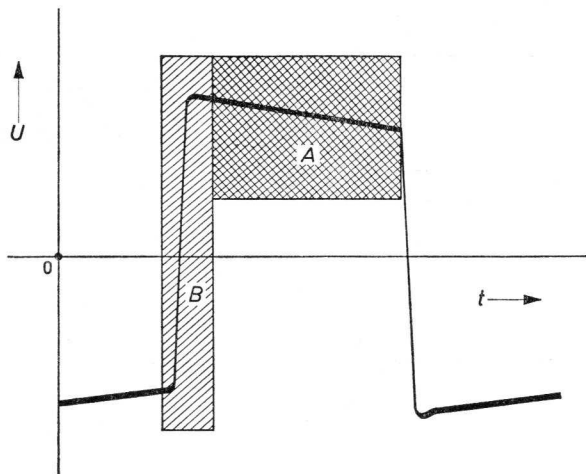


Abb. 3.1 Verformungsbereiche des Rechtecksignals

der Rechteckspannung so, daß die Beziehung $F > f_{gu}$ besteht, $-f_{gu}$ = untere Grenzfrequenz – dann wird die Rechteckspannung in der Dachschräge verformt. Vergrößert man die Frequenz F des Steuersignals, so wird die Dachschräge immer kleiner, um bei einem Frequenzverhältnis von $F/f_{gu} = 50$ fast zu verschwinden.

- Beispiel: 1. $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 18 \text{ nF}$, $F = 1 \text{ kHz} \dots 25 \text{ kHz}$
 2. $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 18 \text{ nF}$, $F = 100 \text{ Hz} \dots 2,5 \text{ kHz}$
 3. $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0,18 \text{ }\mu\text{F}$, $F = 100 \text{ Hz} \dots 2,5 \text{ kHz}$

Man verwendet zweckmäßig einen Oszillografen mit Gleichspannungsverstärker, z.B. PHILIPS GM 5600. Es zeigt sich, daß eine Verkleinerung der Rechteckfrequenz F nicht nur die Dachschräge der Amplitude vergrößert, sondern das Dach biegt sich auch durch. Diese Erscheinung beruht auf dem exponentiellen Verlauf der Entladung des Kondensators C , der bis zum Umschaltvorgang durch den Widerstand R entladen wird. Schaltet man sehr schnell um ($F > f_{gu}$), dann entlädt sich der Kondensator während der Wartezeit $T_w = T/2$ nur wenig, zeitsymmetrisches Rechtecksignal vorausgesetzt. Die Dachschräge ist gering, und die Dächer sind fast geradlinig. Ist dagegen die Wartezeit gegenüber der Zeitkonstante CR des Hochpasses groß, so wird auch der Dachabfall naturgemäß groß sein (Abb. 3.4, U ist klein). Man sagt: Die Rechteckspannung wird durch einen gegebenen Hochpaß mehr oder weniger differenziert.

Abb. 3.2 zeigt die Ersatzschaltung eines Rechteckgenerators, an den ein Hochpaß angeschlossen ist, während die Abb. 3.3 ein zeitsymmetrisches,

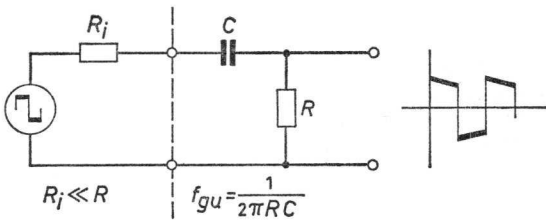


Abb. 3.2 Ersatzschaltung:
Hochpaß wird durch einen
Rechteckgenerator gespeist

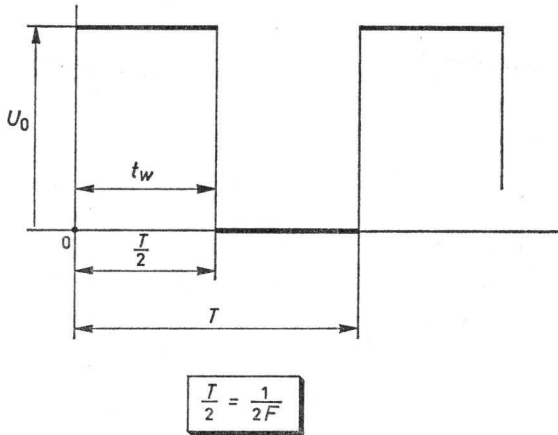
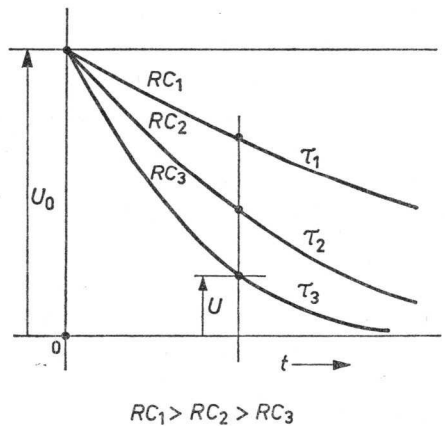


Abb. 3.3 Einschaltzeit ($t_w = T/2$) – Signalfrequenz

Abb. 3.4 Entladeverhalten verschiedener RC-Glieder



positives Rechtecksignal darstellt. In letzterer ist der Zusammenhang von Tastfolgefrequenz F und der Periodendauer T angegeben. Abb. 3.4 zeigt das Entladeverhalten verschiedener Hochpässe mit unterschiedlichen Zeitkonstanten.

3.1.1 Der Einschwingzustand eines Hochpasses

Will man die Verzerrungen des Rechteckdachs korrekt behandeln, so muß man zwei Schwingungszustände erkennen und beschreiben. Der eine Zustand ist der Einschwingzustand; er umfaßt das Verhalten eines CR -Glieds unmittelbar nach dem Einschalten. Dieser kommt zwar in der Praxis nur kurzzeitig vor, da sich innerhalb weniger Schwingungszüge bzw. Rechteckperioden der eingeschwungene Zustand einstellt. Er ist durch die Einpegelung des eventuell erdunsymmetrischen Steuersignals symmetrisch zur Nulllinie gekennzeichnet. Mit diesem Fall hat man es in der Nf-Praxis meistens zu tun. Das Vorhandensein des Kopplungskondensators C ist für die flächengleiche Einpegelung des Rechtecksignals zur Nulllinie verantwortlich.

In Abb. 3.5 ist der Einschwingzustand anhand weniger Perioden dargestellt. Die Betrachtung dieser Abbildung beginnt im Punkt A . Während der ersten Halbperiode fällt die Spannung am Ausgang des Hochpasses ab und erreicht am Ende der Halbperiode $T/2$ das Niveau des Punkts B . Nun vermindert der Steuergenerator schlagartig das Potential um den Betrag U_0 , der Punkt C wird erreicht. Der Steuergenerator hält dann während der nächsten Halbperiode $T'/2$ sein Potential konstant (siehe Abb. 3.3, zweite Hälfte von T). Das Spannungsniveau des Punkts C – in diesem Moment negativ – wird im Verlauf der Zeit $T'/2$ exponentiell gegen 0 angehoben,

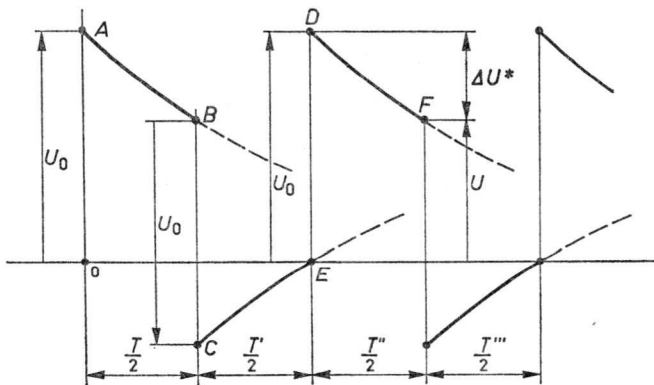


Abb. 3.5 Dachverformung am Beginn des Einschwingens

wobei dieser Entladevorgang am Ende der Zeit $T'/2$ im Punkt E durch den Umschaltvorgang des Rechteckgenerators plötzlich unterbrochen wird. Die Ausgangsspannung am Hochpaß wird nun in kürzester Zeit um den Betrag U_0 vergrößert, und das Niveau des Punkts A wird im Punkt D erreicht.

Die angestellte Betrachtung bezieht sich auf den Einschwingzustand, da der Ausgangspunkt 0 sowie der Punkt E auf der Nulllinie zu liegen kommen. In Wirklichkeit werden sich der Punkt E sowie die Punkte B , C und D nach unten bewegen, um sich symmetrisch zur Nulllinie einzustellen. An den Spannungsangaben der dritten Halbperiode $T''/2$, Abb. 3.5, erkennt man, daß die Ausgangsspannung U am Ende jeder Halbperiode um den Betrag ΔU^* kleiner als die Spannung U_0 am Periodenanfang ist. Die Spannung ist um einen bestimmten Prozentsatz gefallen, der von der unteren Grenzfrequenz f_{gu} des Tiefpasses abhängig ist. Diese Verformung des Dachs wird als „Dachschräge“ bezeichnet und meistens in % angegeben. Die Dachschräge kann somit als ein Maß für das Verhältnis der Tastfolgefrequenz F ($F = 1/T$) zur unteren Grenzfrequenz des Prüflings (f_{gu}) angegeben werden. Man errechnet sie aus:

$$S^* = \frac{U_0 - \Delta U^*}{U_0 + \Delta U^*} 100 [\%] \quad (3-1)$$

Will man diese Erkenntnis mit Hilfe anderer Größen mathematisch ausdrücken, so muß man von nachfolgenden Beziehungen ausgehen; nämlich der Entladefunktion eines CR -Glieds:

$$U = U_0 \frac{1}{\exp \frac{t}{CR}} \quad (3-2)$$

Es bedeuten: U_0 = Eingangsspannung
 U = Spannung nach Ablauf der Zeit t
 CR = Zeitkonstante
 \exp = Exponent der Basis e

Sowie von der Grenzfrequenzbedingung des CR -Hochpasses:

$$CR = \frac{1}{2\pi f_{gu}} \quad (3-3)$$

Nach der Darstellung der Abb. 3.3 gilt für die Entladezeit t die Beziehung:

$$t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2F} \quad (3-4)$$

Unter der Berücksichtigung dieser Bedingungen kann man folgendes

ableiten:

$$U = U_0 \frac{1}{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F}} \quad (3-5)$$

Und nach weiteren Umformungen lautet die Dachschräge S^* für den Einschwingzustand:

$$S^* = \frac{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} - 1}{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} - 0,5} 100 [\%] \quad (3-6)$$

Es gilt noch nachzutragen:

$$F = \text{Tastfolgefrequenz}$$

$$f_{gu} = \text{untere Grenzfrequenz}$$

Gl. (3-5) erhält man, wenn im Exponenten von Gl. (3-2) das t aus Gl. (3-4) ersetzt sowie das CR aus Gl. (3-3) anstelle des CR von Gl. (3-2) eingesetzt wird. Gl. (3-6) kommt folgendermaßen zustande:

Laut Normenvorschlag für Oszillografentechnik wird die Dachschräge in % angegeben. Es handelt sich dabei um das Verhältnis des Dachabfalls zum Eingangssignal, das auf den eingeschwungenen Zustand, d.h. auf einen zur Nulllinie symmetrischen Vorgang bezogen wird. Nach Abb. 3.6a ist aber die Nulllinie des Einschwingzustands zum Kurvenverlauf unsymmetrisch. Man muß, will man die Dachschräge ordnungsgemäß definieren, eine scheinbare Nulllinie $0'$ in der Mitte des Signals annehmen und den Prozentsatz auf diese beziehen. Die scheinbare Nulllinie liegt also derart, daß nach Abb. 3.6a die schraffierten Flächen ober- und unterhalb der Linie $0'$ einander gleichen. Unter Berücksichtigung der Abb. 3.6b und in Anwendung von Gl. (2-7) kann man also schreiben:

$$\frac{2U'}{U_0} = \frac{1}{e^{\frac{t}{RC}}} = \frac{1}{\exp \frac{t}{RC}} \quad (3-7)$$

Weiter kann man nach Abb. 3.6a definieren:

$$\Delta U^* = U_0 - 2U'$$

daraus:

$$2U' = U_0 - \Delta U^* \quad (3-8)$$

Setzt man Gl. (3-8) in Gl. (3-7) ein, so erhält man:

$$\frac{U_0 - \Delta U^*}{U_0} = \frac{1}{\exp \frac{t}{RC}} \quad (3-9)$$

Löst man Gl. (3-9) nach $\Delta U^*/U_0$ auf so wird:

$$\frac{\Delta U^*}{U_0} = 1 - \frac{1}{\exp \frac{t}{RC}} \quad (3-10)$$

Nach Abb. 3.6a kann man weiter folgern:

$$U_0 + \Delta U^* = 2U'_0$$

daraus:

$$U_0 = 2U'_0 - \Delta U^* \quad (3-11)$$

Wird U_0 aus Gl. (3-11) in Gl. (3-10) eingesetzt, ergibt sich nach Umformung und Auflösung:

$$\frac{\Delta U^*}{U'_0} = \frac{\exp \frac{t}{RC} - 1}{\exp \frac{t}{RC} - 0,5} \quad (3-12)$$

Statt der Exponenten t/RC setzt man auch hier die Werte der Gln. (3-3) und (3-4) ein und erhält:

Dachschräge im
Einschwingzustand:

$$\frac{\Delta U^*}{U'_0} = \frac{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} - 1}{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} - 0,5} \quad (3-13)$$

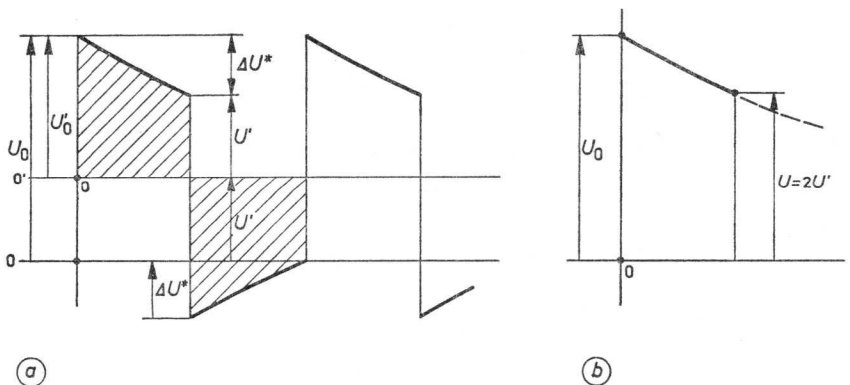


Abb. 3.6 Dachschräge zu Beginn des Einschwingens

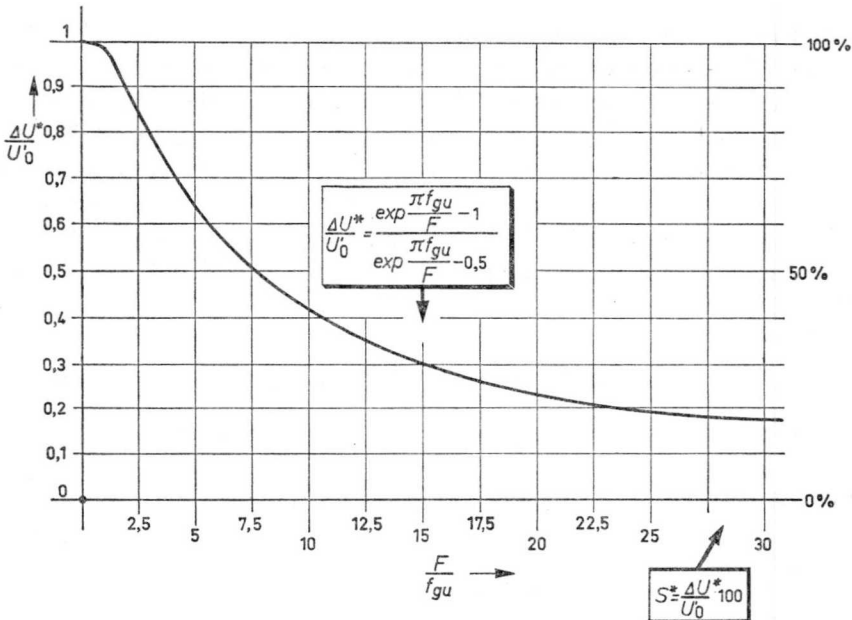


Abb. 3.7 Dachsträge des Einschwingzustands

Diese Gleichung wurde in Abb. 3.7 für verschiedene Frequenzverhältnisse F/f_{gu} grafisch dargestellt. Die y-Achse dieses Diagramms enthält in relativer Darstellung die Dachsträge ΔU^* und auf der x-Achse das Verhältnis von Tastfolgefrequenz zu unterer Grenzfrequenz des eingliedrigen Hochpasses. Man erkennt, daß die Dachsträge mit zunehmender Tastfolgefrequenz immer kleiner wird. Auf der rechten Seite der Abbildung ist der Maßstab in Prozent angegeben. Die Dachsträge des Einschwingzustands wurde mit S^* bezeichnet. Man sieht, daß diese Dachsträge bei einem Frequenzverhältnis von 10 bereits 43% beträgt, während ein Frequenzverhältnis von 30 eine Dachsträge von nur 18% hervorruft. Wie bereits ausgeführt, hat Gl. (3-13) keine allzugroße Bedeutung, da sie nur kurze Zeit während des Einpegelns zur Nulllinie gilt – genau nur zu Beginn der Einpegelung.

3.1.2 Dachsträge im eingeschwungenen Zustand

Der Einschwingzustand unterscheidet sich vom eingeschwungenen Zustand dadurch, daß sich eine mittlere Ladung am Kondensator C ausbildet, um welche die Kondensatorspannung variiert. Nach Abb. 3.8 beginnt die Entladung nicht im Punkt C (1), sondern etwas später im Punkt A , da der

Kondensator vom vorangegangenen Ladevorgang nicht restlos aufgeladen war. Die Entladekurve verläuft vom Punkt A durch die Mittellinie (0,5) und erreicht den Punkt B . Die Punkte A und B sind in senkrechter Richtung von der Waagerechten 0,5 gleichweit entfernt. Es wird verständlich, wenn man die Steilheit der Kurvenabschnitte betrachtet, daß die Dachschräge des eingeschwungenen Zustands niemals so groß wie die des Einschwingzustands sein kann. Der Dachverlauf von $T/2$ ist um die Zeit t phasenverschoben. Die Beziehung der Kurve zwischen den Punkten C und A lauten gemäß Gl. (2-7):

$$U'_0 = U_0 \frac{1}{\exp \frac{t}{RC}}; U_0 = U'_0 \exp \frac{t}{RC} \quad (3-14)$$

Für den Abschnitt C bis B kann man ebenfalls nach Gl. (2-7) definieren:

$$\frac{U'}{U_0} = \frac{1}{\exp \frac{t + T/2}{RC}} \quad (3-15)$$

Löst man Gl. (3-14) nach U_0 auf und setzt in Gl. (3-15) ein, dann erhält man nach entsprechender Umformung:

$$\frac{U'}{U'_0} = \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}}; U' = U'_0 \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}} \quad (3-16)$$

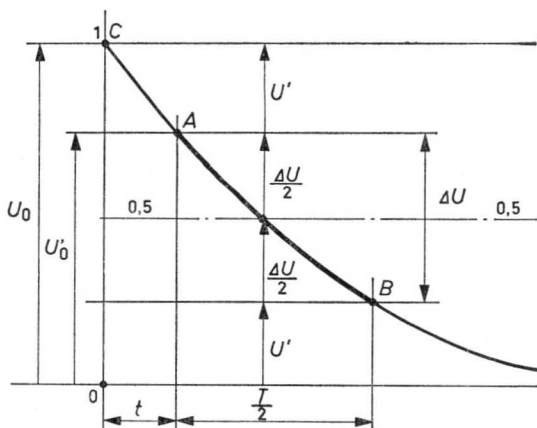


Abb. 3.8 Dachverlauf bei Null-Einpegelung

Diese Gleichung besagt, daß man bei der Betrachtung der e-Funktion von einem beliebigen Punkt der Kurve ausgehen und den zu betrachtenden Zeitabschnitt beliebig lang wählen kann, ohne daß der exponentielle Verlauf der Beziehung gestört wird. Man kann also gemäß Abb. 3.8 die Betrachtung im Punkt A beginnen, nur muß man natürlich die zugehörige Spannung U'_0 einsetzen, und erhält die Ausgangsspannung U' , indem die Eingangsspannung durch den Ausdruck $\exp T/2(RC)$ geteilt wird. Das bedeutet also, daß man einen Lade- oder Entladevorgang an jeder Stelle unterbrechen und nach einer bestimmten Zeit wieder fortsetzen kann, ohne daß sich an der Charakteristik des Kurvenverlaufs etwas ändert.

Für den eingeschwungenen Zustand ist die Dachschräge:

$$S = \frac{\Delta U}{U'_0} 100 [\%] \quad (3-17)$$

Es ist das besagte Verhältnis von Spannungsänderungen während der Entladung zur Spannung am Entladebeginn.

Nach Abb. 3.8 kann man also schreiben:

$$\Delta U = U'_0 - U' \quad (3-18)$$

Setzt man das herausgelöste U' aus Gl. (3-16) in Gl. (3-18) ein, so erhält man:

$$\Delta U = U'_0 - U'_0 \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}} \quad (3-19)$$

und nach Auflösung:

$$\frac{\Delta U}{U'_0} = 1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}} \quad (3-20)$$

Ersetzt man schließlich den Exponenten dieser Gleichung durch die Ausdrücke der Gln. (3-3) und (3-4), so erhält man die Beziehung für die Dachschräge des eingeschwungenen Zustands:

Dachschräge,
eingeschwungenen
Zustand

$$\frac{\Delta U}{U'_0} = 1 - \frac{1}{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F}} \quad (3-21)$$

Die grafische Darstellung dieser Funktion ist in Abb. 3.9 wiedergegeben. Ihr kann man entnehmen, daß die Dachschräge bei einem Frequenzver-

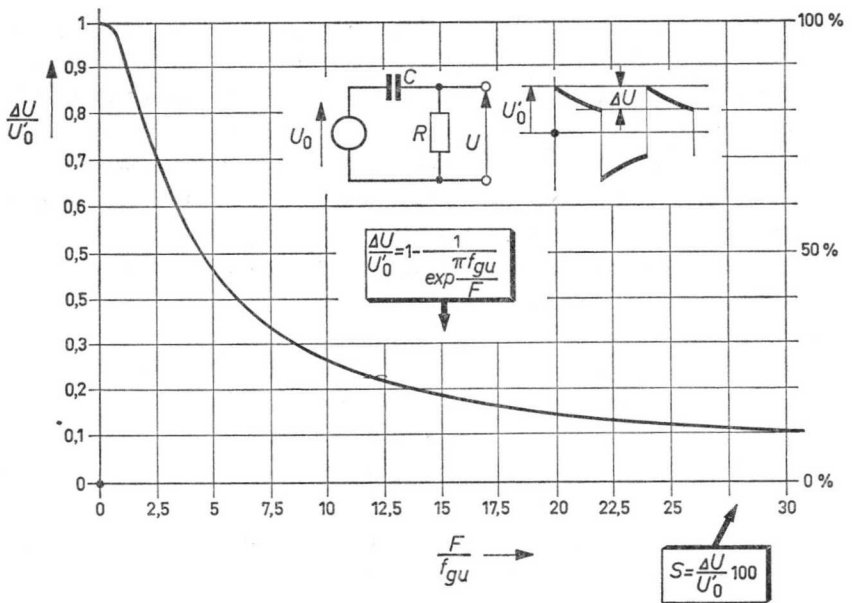


Abb.3.9 Dachstränge des eingeschwungenen Zustands in Abhängigkeit vom Verhältnis Rechteckfrequenz zur unteren Grenzfrequenz

hältnis von z.B. $F/f_{gu} = 5$ etwas größer als 45% ist. Mit steigender Tastfolgefrequenz wird die Dachstränge geringer, um bei einem Verhältnis von $F/f_{gu} = 30$ einen Wert von ca. 10% zu erreichen. Man erkennt aus der Darstellung der Beziehung, daß man die untere Grenzfrequenz des Prüfings, im angeführten Beispiel ein einfaches CR-Glied, sehr tief legen muß, will man das Dach eines Rechtecksignals unverfälscht oder auch nur annähernd naturgetreu übertragen. Bei zehnpromtlicher Dachstränge muß beispielsweise die untere Grenzfrequenz dreißigmal kleiner als die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals sein.

3.1.3 Zeichnerische Erläuterung des eingeschwungenen Zustands

In Abb. 3.10 ist das Zustandekommen der Dachstränge (in d) und der sägezahnähnlichen Spannung am Kondensator (in c) an einem einfachen Hoch-(Tief-)paß (in b) dargestellt. Die Eingangsspannung U_0 (in a) ist eine zeit-symmetrische Rechteckspannung. Wie bereits erwähnt, kann sie durch Umschalten des Schalters S von Stellung 1 nach Stellung 2 erzeugt werden. Der Schalter S verbindet einmal die Batterie mit dem CR-Glied, zum anderen wird in Stellung 2 das RC-Glied eingangsseitig kurzgeschlossen. Die Schalt-

zeiten sind mit t_1, t_2, t_3 , das jeweilige Ende eines Schaltzyklus ist mit T_1, T_2, T_3 bezeichnet. Der Übergang des Schalthebels S von Stellung 1 nach Stellung 2 sei als unendlich schnell angenommen, damit die Anstiegsflanke genügend steil erscheint. Man beginnt die Betrachtung bei Stellung 1 des Schalters S und setzt voraus, daß das Schaltgeschehen bei Beginn der Betrachtung bereits so lange andauerte, daß sich der eingeschwungene Ladezustand am Kondensator C ausbilden konnte. Betrachtet man zuerst die Spannung am Kondensator C , so läßt sich feststellen, daß am Beginn der Periode 1 eine Restladung U'_C im Kondensator vorhanden ist. Demnach beginnt die dargestellte Spannungskurve des Kondensators C im Punkt A (Teilbild c). Da die Batteriespannung U_0 größer ist als die Restladung U'_C des Kondensators, wird durch den Widerstand R ein Strom fließen, der den Kondensator C weiter auflädt. Die Kondensatorladung wird, beginnend im Punkt A , immer größer werden und schließlich nach dem Passieren der Waagerechten 0,5 den Punkt B erreichen. In diesem Augenblick hat die Spannung den Wert U''_C erreicht. Am Ende der ersten Periode, zu der Zeit T_1 , wird der Schalter S schlagartig in die Stellung 2 umgelegt und bewirkt, daß sich die im Kondensator gespeicherte Elektronenmenge über den Widerstand R ausgleicht. Auch dieser Vorgang verläuft exponentiell und beinhaltet das Kurvenstück von B bis C . Nach dem Ablauf der

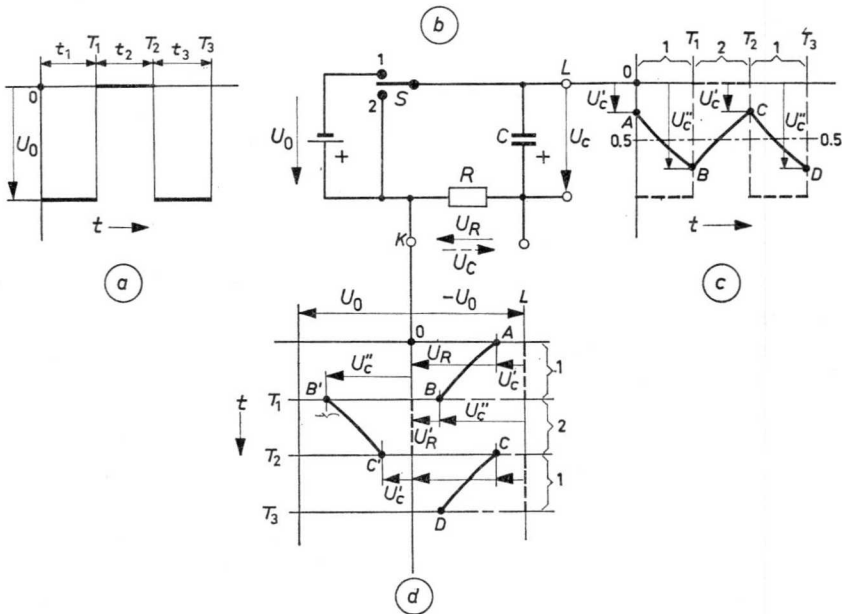


Abb. 3.10 Null-Einpegelung der Ausgangsspannung eines Hochpasses

zweiten Periode, zur Zeit T_2 , wird der Schalter S in Stellung 1 zurückgebracht und dadurch der Ladevorgang wiederholt. Bei flächengleicher Einpegelung zur Waagerechten 0,5 sind die Punkte A , B und C von dieser gleich weit entfernt. Die Ladung des Punkts C gleicht somit der des Punkts A (Abb. 3.10c), denn nach Ablauf einer vollständigen Periode muß der Ausgangszustand wieder erreicht sein, wenn der eingeschwungene Zustand gelten soll.

In Abb. 3.10c ist die dritte Halbperiode ebenfalls dargestellt; sie ist durch die Schalterstellung 1 gekennzeichnet. In gestrichelter Form ist darin auch die Eingangsrechteckspannung angedeutet. Das Teilbild c stellt die verzerrte Ausgangsrechteckspannung eines eingliedrigen Tiefpasses für den eingeschwungenen Zustand dar.

Interessant ist es, nun auch die Spannungsverhältnisse am Widerstand R in bezug auf den Pluspol der Batterie zu ermitteln. Der Widerstand R erhält zum Beginn der ersten Periode nicht die volle Spannung $-U_0$, sondern sie ist um den Betrag $-U'_C$, d.h., um die Kondensatorrestladung vermindert. Im Verlauf der ersten Periode (1 geschlossen) wird die Kondensatorspannung größer und die am Widerstand R verbleibende Restspannung immer kleiner. In Abb. 3.10d neigt sich also das Dach zur Nulllinie und erreicht den Punkt B . Zu dieser Zeit hat der Kondensator C eine Ladung $-U''_C$ erhalten. Zur Zeit T_2 legt der Schalter ruckartig von Stellung 1 in Stellung 2 um. Dadurch wird der geladene Kondensator C dem Widerstand R parallelgeschaltet; Punkt B' wird erreicht. Der gesamte Spannungssprung von B nach B' ist:

$$U''_C + U'_R = U_0$$

Im Verlauf der zweiten Halbperiode wird sich der Kondensator C natürlich über den Widerstand R exponentiell entladen und die Spannung von Punkt B' nach C' absinken lassen; die am Kondensator verbleibende Restspannung ist bei eingepegeltm Zustand wieder U'_C . Am Ende der zweiten Halbperiode schaltet S in Stellung 1, und am Widerstand R baut sich die Gesamtspannung $U_0 - U'_C$ auf. In Abb. 3.10d ist das durch den Punkt C dargestellt. Damit ist eine Periode beendet; man kann aus dem Gesagten folgern:

1. Bei einem eingliedrigen Hochpaß ist die Summe der Momentanwerte der Spannungen am Widerstand und am Kondensator zu jeder Zeit gleich der angelegten treibenden Spannung.
2. Im eingeschwungenen Zustand entsprechen die Dachverläufe der verzerrten Rechteckspannung am Widerstand R in Form und Aussehen der verzerrten Anstiegsflanke der Kondensatorspannung des gleichen Netzwerks.

3. Ein quasi-stationärer Zustand der Ausgangsspannungen – am Kondensator C oder am Widerstand R – kann sich nur dann einstellen, wenn sich die Kondensatorspannung flächengleich um die 0,5-Gerade einpegelt. Ist das nicht der Fall, so hat man es mit dem Einschwingzustand oder einer der Übergangerscheinungen vom Einschwing- zum eingeschwungenen Zustand zu tun.

Noch verständlicher wird diese Behauptung, wenn man Abb. 3.11 betrachtet. In dieser wurden die jeweiligen Momentanwerte der Spannungsabfälle am Widerstand und Kondensator zeichnerisch addiert. Die y -Achse liegt hier horizontal und die x -Achse, die den Zeitmaßstab beinhaltet, vertikal. Rechts von der x -Achse wurde im Abstand 0,5 eine senkrechte Mittellinie gezeichnet, die die Spannung U_0 halbiert. Während der gesamten Halbperiode 1 bleibt die Summe aus Kondensatorspannung und Spannungsabfall am Widerstand konstant und gleich U_0 . Um den gleichen Betrag, um den sich die Kondensatorladung erhöht, sinkt auch der Spannungsabfall am Widerstand. Für diese Periode sind die Spannungsquelle U_0 , der Widerstand R und der Kondensator C in Serie geschaltet. Der innere Widerstand der Batterie sei vernachlässigbar klein.

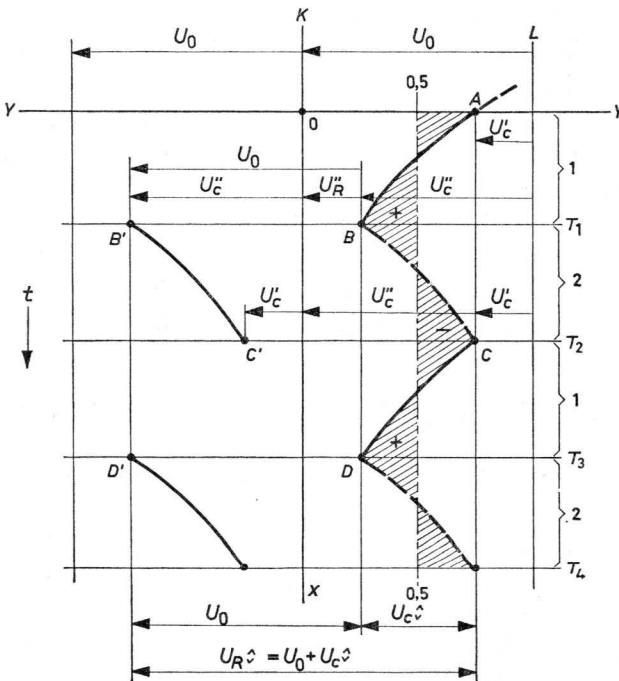


Abb. 3.11 Spannungsverhältnisse am CR -(LR -)Glieder

Bei Beginn der zweiten Halbperiode ist die Spannungsquelle vollständig abgeschaltet; der Kondensator – er hat die Ladung $+U_C''$ – wird parallel zum Widerstand R gelegt. Während der Spannungsabfall am Widerstand R – bezogen auf die Klemme K , Abb. 3.10b – bis zum Schluß der Periode 1 negativ war, wird die Spannung am Widerstand durch die Parallelschaltung des Kondensators C zum Widerstand R plötzlich positiv, und zwar mit einem Betrag, der der Kondensatorladung U_C'' am Schluß der ersten Halbperiode entspricht. Die eingepegelte Spannungskurve am Widerstand R überschreitet die x -Gerade um den Betrag U_C'' in positiver Richtung. Der gesamte Spannungssprung zur Zeit T_1 hat den Wert U_0 . Verschiebt man das nun anschließende Rechteckdach der Periode 2 um den Betrag U_0 nach rechts, so erhält man eine gestrichelte Kurve, die dem Ast BC in Abb. 3.11 entspricht. An sie reiht sich die Kurve CD an, die in Form und Verlauf als Parallelverschiebung des Kurvenstücks AB in senkrechter Richtung angesehen werden kann, wenn der eingeschwungene Zustand erreicht ist. Der unmittelbare Vergleich der Spannungsabfälle am Widerstand R mit der Kondensatorladung ist ein Beweis dafür, daß:

1. sich die Kondensatorspannung U_C im eingeschwungenen Zustand um die 0,5-Gerade einzupendeln hat,
2. nur dann die durch sie begrenzten negativen und positiven Flächen einander gleichen,
3. die Spannung $U_R \hat{=}$, die am Ausgang eines Hochpasses vorhanden ist, gleich der Summe aus Spannungsänderung am Kondensator $U_C \hat{=}$ ($=\Delta U_C$) und angelegter Eingangsspannung U_0 ist,
4. die Kondensatorrestladung U_C' am Beginn der Ladeperiode gleich dem Spannungsabfall U_R'' am Widerstand R am Ende des Ladevorgangs und,
5. die Form der Ausgangsspannung U_C oder U_R von der Lage des Eingangsspannungssignals zur Nulllinie unabhängig ist.

3.1.4 Vergleich: Einschwingzustand — eingeschwungener Zustand

In Abb. 3.12 wurden die Dachschrägen sowohl für den Einschwingzustand wie für den eingeschwungenen Fall in Abhängigkeit vom Frequenzverhältnis F/f_{gu} dargestellt. Die Kurve S^* gilt für den Einschwingzustand, die Kurve S für den eingeschwungenen Zustand. Hierbei ist erkennbar, daß die Dachschräge des eingeschwungenen Zustands in jedem Fall kleiner als die des Einschwingzustands ist, gleiches Frequenzverhältnis vorausgesetzt. In Abb. 3.13 kann man den Unterschied der Dachverläufe für einen bestimmten Fall besonders deutlich erkennen. Die Kurve S (eingeschwungener Zustand)

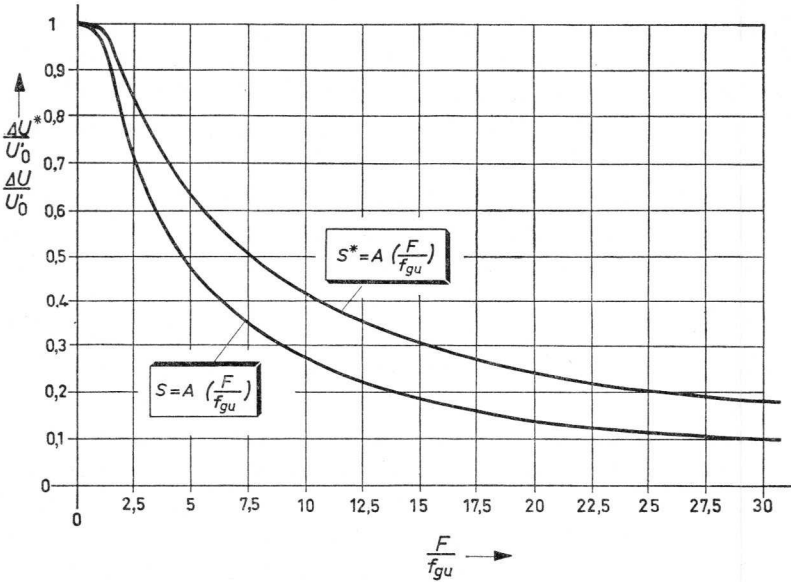


Abb. 3.12 Gegenüberstellung der Dachschrägen

verläuft nicht so steil wie die Kurve S^* . Das Kurvenstück S erhält man, indem der Kurvenabschnitt BD um den Betrag y senkrecht so weit verschoben wird, daß er mit dem Punkt B' direkt die Waagerechte 1 berührt. Die Kurve S^* (gestrichelt gezeichnet) wird dadurch erhalten, indem der Kurvenabschnitt AC um den Betrag x parallelverschoben wird, so daß der Punkt A' mit dem Punkt B' zusammenfällt. Die so erhaltenen Dachschrägen ΔU und ΔU^* machen die Unterschiede deutlich. Wie bereits erwähnt, ist der Einschwingzustand eine Übergangserscheinung, die kurz nach dem Einschalten abklingt.

3.1.5 Dachschräge — Zeitkonstante — Tastfolgefrequenz

Den unmittelbaren Zusammenhang zwischen der Dachschräge, der Zeitkonstante des Hochpasses und der Tastfolgefrequenz kann man Abb. 3.14 entnehmen. Darin sind drei Entladefunktionen von Abb. 2.13 übernommen worden; es sind dies die Kurven für die Zeitkonstanten 1, 5 und 10. Für alle drei Funktionen wurde die gleiche Variation der Kondensatorspannung ΔU_C angenommen. Wie bereits ausgeführt, variiert die Kondensatorspannung symmetrisch um die 0,5-Gerade. Die beiden Begrenzungslinien, die eine liegt im Abstand U'_0 und die andere im Abstand U' von der x -Achse

entfernt, schneiden die entsprechenden Funktionen in den Punkten K, F, B, L, G und C . Das jeweilige Kurvenstück entspricht dem verzerrten Dachverlauf der betreffenden Rechteckspannung; die drei Dachkurven sind dann die Strecken KL, FG und BC . Fällt man von jedem dieser Punkte ein Lot auf die Nulllinie und schraffiert die dadurch eingegrenzten Flächen, so erhält man die betreffenden positiven Flächen der verzerrten Rechtecksignale.

Verlängert man die Lote der Punkte auf die x -Achse so weit ins Negative, daß der Abstand der Punkte, z.B. IK, LM, EF, AB, HG und DC , jeweils U_0 beträgt, und zeichnet die spiegelbildlichen Dachverläufe, dann erkennt man ganz deutlich drei zur Nulllinie eingepegelte verzerrte Rechteckperioden. Die Dauer der Halbperioden wurde in Abb. 3.14 mit T_1, T_2 und T_3 bezeichnet. Diese Halbperiodenzeiten sind der Tastfolgefrequenz der entsprechenden Rechtecksignale umgekehrt proportional. Man erkennt, daß sich die Halbperiodenzeiten T_1, T_2 und T_3 ebenso wie die Zeitkonstanten RC der betreffenden CR -Glieder verhalten. Damit ist die Richtigkeit der Gl. (3-19) bewiesen. Diese Gleichung sagt etwas über die Dachschräge aus. Der Ausdruck der rechten Seite dieser Gleichung ist für die drei angegebenen Beispiele dann gleich, wenn die Hochzahl von $e, \exp F/2 RC$, in jedem Fall den gleichen Wert aufweist. Das trifft auch zu, denn im Fall $RC = 10$ ist T_1 zweimal größer als T_2 des Falls $RC = 5$ und zehnmal größer als der dritte

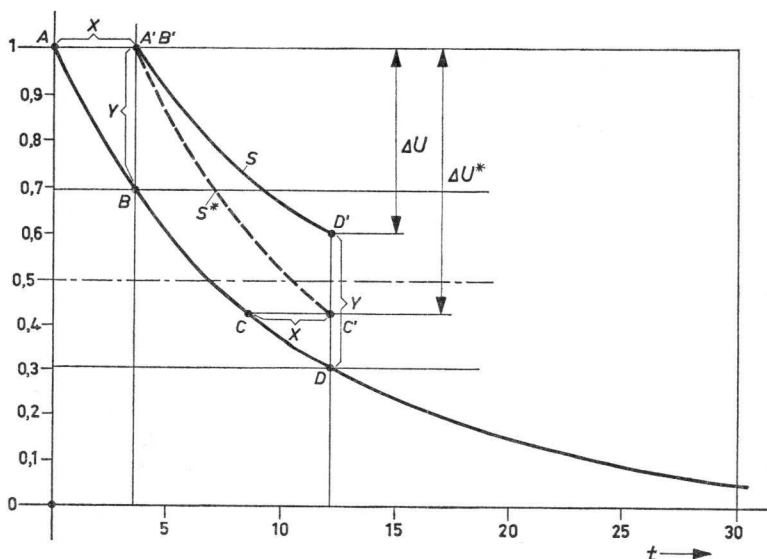


Abb. 3.13 Beispiel der unterschiedlichen Dachschrägen

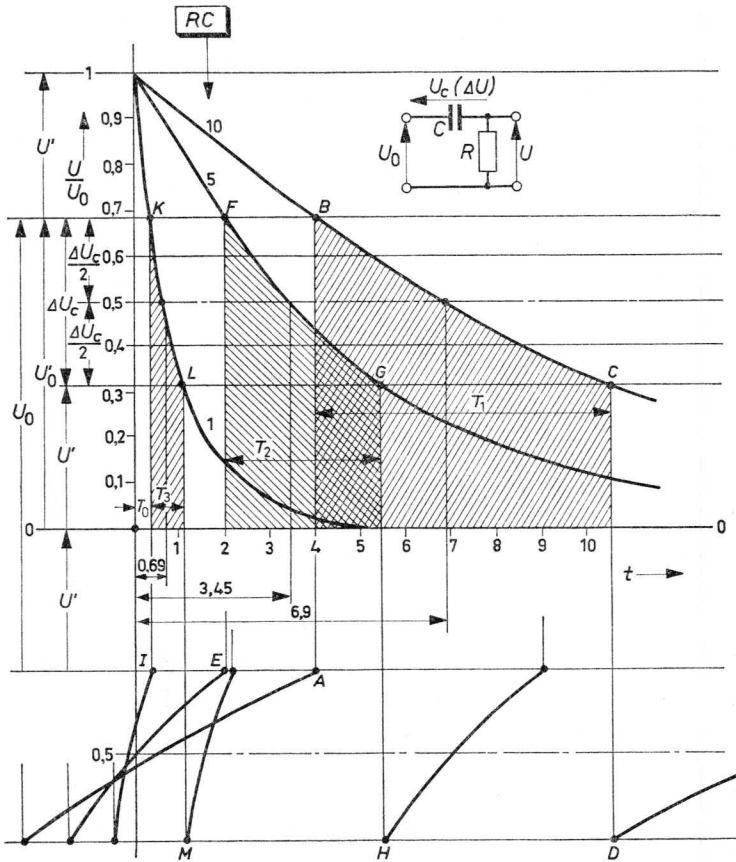


Abb. 3.14 Dachschräge – Zeitkonstante

Fall $RC = 1$. Die Richtigkeit der Gl. (3-21) läßt sich auch anhand dieser Abbildung beweisen. Man erhält nach den Gln. (3-20) und (3-21) dann die gleiche Dachschräge, wenn man erreicht, daß das Verhältnis f_{gu}/F gleichbleibt. Der Abb. 3.14 kann man entnehmen, daß bei einer kleinen RC -Konstante – einer großen unteren Frequenz – die Tastfolgefrequenz auch entsprechend größer sein muß. Die Grenzfrequenzen dieser Abbildungen verhalten sich wie $1/10 : 1/5 : 1$ und die Tastfolgefrequenzen wie $1/T_1 : 1/T_2 : 1/T_3$; da sich $T_1 : T_2 : T_3$ wie $10 : 5 : 1$ verhalten, entsprechen die Verhältnisse der Grenzfrequenzen denen der Tastfolgefrequenzen, womit auch die Richtigkeit der Gl. (3-20) bewiesen ist.

3.1.6 Dachschrägen einiger charakteristischer Frequenzverhältnisse

In Abb. 3.15 wurden in Anwendung der Beziehungen des eingeschwungenen Zustands (Gl. 3-20) die Prozentsätze der Dachschrägen S , die dazuge-

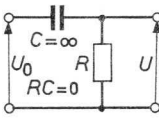
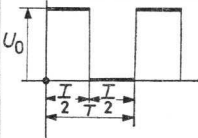
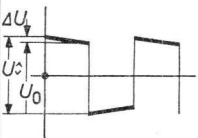
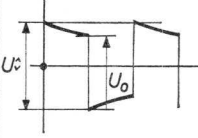
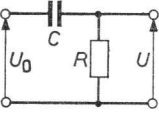
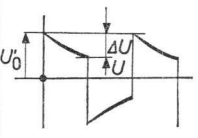
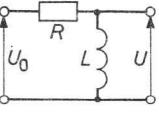
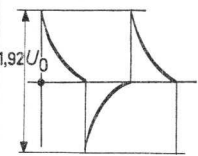
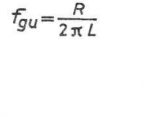
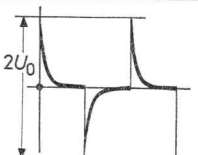
F/f_{gu}			s [%]	φ	u_c/u_o
∞			0	0°	1
20			14,5	$2,9^\circ$	1,08
10			27	$5,8^\circ$	1,16
5			47	$11,4^\circ$	1,307
	$f_{gu} = \frac{1}{2\pi RC}$				
1			95,7	45°	1,92
0,1			100	$84,3^\circ$	2
	$f_{gu} = \frac{R}{2\pi L}$				

Abb. 3.15 Frequenzverhältnis – Dachschräge – Phasenwinkel – Amplitudenverhältnis beim Hochpaßglied

hörigen Phasenwinkel und die Amplituden der Ausgangssignale für einige charakteristische Frequenzverhältnisse F/f_{gu} zusammengestellt. Die Form der Ausgangsspannung der ersten Reihe unterscheidet sich nicht von der des Eingangssignals; der Koppelkondensator ist hierbei unendlich groß. Diese Erscheinung ist bei allen Verstärkern vorhanden, die die Gleichspannungskomponente voll übertragen, z.B. bei modernen Oszillografen-Verstärkern. Gleichspannungs-Verstärker arbeiten bekanntlich ohne Koppelkondensatoren; ihre untere Grenzfrequenz ist daher 0.

Für die zweite Reihe wurde die Frequenz $F = 20 f_{gu}$ gewählt. Durch die Entladungserscheinung fällt das Dach während einer Halbperiode um 14,5% auf 85,5% ab. Der Phasenwinkel φ beträgt hierbei $2,9^\circ$. In der dritten und vierten Reihe ($F = 10 f_{gu}$, $F = 5 f_{gu}$) sinkt die Ausgangsspannung auf jeweils 73% und 53% der Spannung am Beginn der Halbperiode ab; die Phasenverschiebung erreicht hier Werte von $\varphi = 5,8^\circ$ und $\varphi = 11,4^\circ$.

In der vierten Reihe ist die beginnende Dachkrümmung gut erkennbar. In diesen beiden und in den nachfolgenden Fällen sind die Ausgangskurvenzüge jeweils symmetrisch zur Nulllinie. Interessant ist die fünfte Reihe mit dem Frequenzverhältnis $F = f_{gu}$. Der Ladezustand sinkt in diesem Fall auf 4,3% von U'_0 ; die Phasenverschiebung φ erreicht einen Wert von 45° . Man erkennt daraus, daß die Spannung Spitze-Spitze in diesem Fall etwa doppelt so groß wie im Fall der ersten Reihe ist, gleiche Ansteuerung vorausgesetzt. In der letzten Reihe wurde die Rechteckfrequenz zehnmal kleiner als die Grenzfrequenz des Hochpasses gewählt. Hierbei werden die Anstiegsflanken des Steuersignals differenziert; es entstehen sogenannte Nadelimpulse.

Um in der Praxis mit Hilfe eines Rechteckgenerators, z.B. PHILIPS GM 2314 oder GM 2324, die untere Grenzfrequenz eines Verstärkers mit brauchbarer Genauigkeit zu ermitteln, geht man folgendermaßen vor: Man variiert die Frequenz des Rechteckgenerators so lange, bis die Impulsstartpunkte annähernd in einer Geraden verlaufen und liest die Generatoreinstellung ab. Dieses Verfahren kann man bei nicht erheblich kompensierten Nf-Verstärkern anwenden; bei Verstärkern mit stark korrigiertem Frequenzverlauf ist es zweckmäßig, Baß- und Höheneinsteller vorher in ihre Normalstellung zu bringen. Es soll noch im Verlauf der Ausführungen darauf eingegangen werden, wie dieses zu geschehen hat. Liegt die ermittelte untere Grenzfrequenz zu hoch, so muß man beispielsweise alle CR- und RC-Glieder überprüfen:

- Gitterkondensatoren
- Katodenkondensatoren

- Gitterableitwiderstände und Kopplungskondensatoren
- Der verschobene Arbeitspunkt einer Röhre, hervorgerufen durch einen defekten Gitterableitwiderstand oder durch Vakuumfehler der Röhre, kann ebenfalls Ursache „fehlender Tiefen“ sein
- Auch ein hochohmiger (!) Windungsschluß im Ausgangsübertrager kann die gleichen Folgen haben
- Frequenzbestimmende Bauelemente in den Gegenkopplungs Zweigen haben ebenfalls einen Einfluß auf die untere Grenzfrequenz

Will man alle Einflüsse eines Nf-Verstärkers vom Eingang bis zur Schwingenspule erfassen, so oszillografiert man am besten den Spannungsabfall an einem niederohmigen Widerstand von 0,5 bis 1Ω , der mit der Schwingenspule in Serie zu schalten ist. Man kontrolliert damit den Schwingspulenstrom. In einigen Bereichen des gesamten Frequenzumfangs ist nämlich der Schwingspulenstrom nicht mit der Schwingspulenspannung in Phase. Bei elektrodynamischen Lautsprechern erfolgt aber die Energieumwandlung annähernd stromproportional. Um möglichst geringe Dachverzerrungen durch das Aufzeichnungsgerät zu erhalten, sollte man im Niederfrequenzgebiet Oszillografen mit Gleichspannungsverstärkern benutzen.

3.1.7 Die Dachschräge eines Wobbelindikators

Alle vorangehenden Überlegungen gelten in gleicher Weise auch bei der oszillografischen Abbildung niederfrequenter Resonanzkurven (Wobbeln). Im Fernsehgerät und in vielen Fm-Zf-Verstärkern mit überkritischer Kopplung ist in den waagerechten Dächern der Durchlaßkurven ein Gleichspannungsanteil enthalten, der natürlich so – wenig verzerrt – übertragen werden soll, daß dieser Teil der Resonanzkurve auch annähernd waagerecht erscheint (siehe Abb. 3.16a).

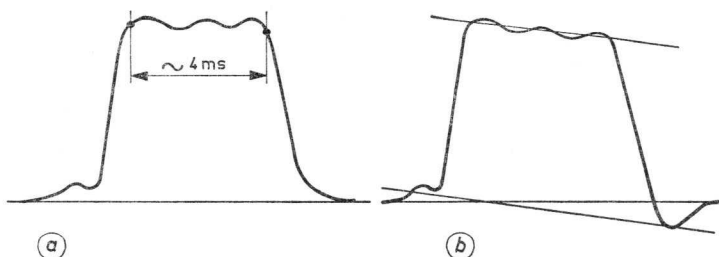


Abb. 3.16 Dachschräge eines Wobbelindikators

Bei vernünftiger Bildschirm- und Frequenzhubausnutzung kann der waagerechte Teil der Kurve ein Fünftel der Periodendauer von z.B. 50 Hz, eine Zeit von ca. 4 ms, betragen. Errechnet man hieraus die scheinbare Wobelfrequenz nach der Beziehung:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 125 \text{ Hz}$$

und läßt eine Dachschräge von 85,5% zu, dann muß der Oszillograf ein Zwanzigstel der scheinbaren Wobelfrequenz als untere Grenzfrequenz, ca. 6 Hz, noch übertragen. Ältere Oszillografen erfüllen diese Forderung kaum, und es ist daher bei der Beurteilung der mit diesen Oszillografen aufgezeichneten Wobebilder Vorsicht geboten. Man kann selbstverständlich diese Verzeichnung ermitteln und einkalkulieren. Auf jeden Fall wäre es falsch, auf ein waagrechtes Dach im Fall der Abb. 3.16b abzugleichen; das würde eine Bevorzugung des rechten Kurventeils bedeuten, und alle kunstgerechten Abgleichsbemühungen wären vergeblich, ja schädlich gewesen. Daher sollte man mit einem Rechteckgenerator ab und zu den Indikator einer Wobbelanlage überprüfen.

3.1.8 Ermittlung der unteren Grenzfrequenz aus der Amplitudenvergrößerung

Eine andere Methode, die untere Grenzfrequenz zu ermitteln, besteht darin, daß man Rückschlüsse aus der Amplitudenvergrößerung der Ausgangsspannung zieht, die bei Frequenzverkleinerung eines zeitsymmetrischen Rechtecksteuersignals auftreten. Nach Abb. 3.15 ist die Amplitude $U\hat{C}$ (U -Spitze-Spitze) des Ausgangssignals einer Rechteckprüffrequenz von $F = 20f_{gu}$ um den Betrag $\Delta U = 8\%$ größer als im Fall der waagerechten Dächer geworden ($f_{gu} = 0$; Gleichspannung wird übertragen).

Das Spannungsverhältnis $U\hat{C}/U_0$ wird:

$$\frac{U\hat{C}}{U_0} = 1 + \frac{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} - 1}{\exp \frac{\pi f_{gu}}{F} + 1} \quad (3-22)$$

$U\hat{C}$ = Spannung Spitze-Spitze am Ausgang

U_0 = Eingangsspannung, oder Ausgangsspannung bei
kleinster Verformung

f_{gu} = Untere Grenzfrequenz

F = Tastfolgefrequenz

Die Ausgangsamplitude wächst mit steigender Differenzierung nach dieser Beziehung. Sie ist in Abb. 3.17 grafisch dargestellt.

In der letzten Spalte der Tabelle von Abb. 3.15 sind auch diese Ergebnisse enthalten. Von Interesse dürfte hierbei die vierte Reihe sein, sie enthält das Frequenzverhältnis $F/f_{gu} = 5$. Die Amplitudenzunahme beträgt bei diesem Frequenzverhältnis ca. 30%.

Die Ermittlung der unteren Grenzfrequenz, z.B. von Nf-Verstärkern, kann demnach noch folgendermaßen abgewickelt werden:

1. Ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal von ca. 2 bis 3 kHz auf den Eingang geben ($F \cong 50 \cdot f_{gu}$)
2. Größe des Oszillogramms mit dem x -Einsteller des Oszillografen auf einen bestimmten Wert einstellen ($U_0 = 1$)
3. Die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals so lange verkleinern, bis $U_{\zeta} = 1,3$ ist; für diesen Fall ist $f_{gu} = F/5$

Bei dieser Prüfung ist eine konstante Eingangsrechteckamplitude aller Frequenzen F anzustreben. Ist die Tastfolgefrequenz des Rechteckgenerators nicht kontinuierlich veränderbar, so kann man dieselbe schrittweise grob

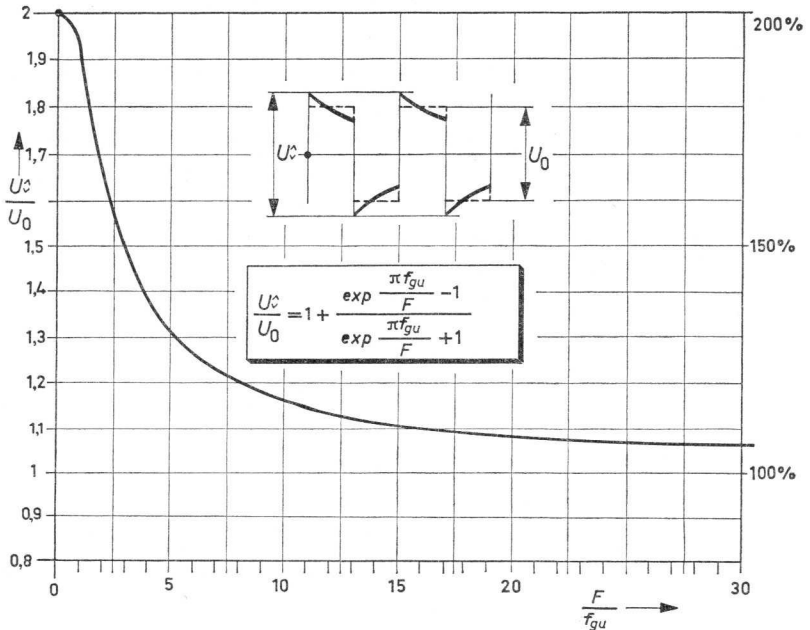


Abb. 3.17 Amplitudenzunahme U_{ζ} bei Frequenzannäherung $F \rightarrow f_{gu}$ (steigender Differenzierung)

ändern und aus der Amplitudenvergrößerung anhand der Abb. 3.17 das Frequenzverhältnis von unterer Grenzfrequenz zur Tastfolgefrequenz ermitteln. Am Schluß dieses Kapitels soll nach der Behandlung der hohen Frequenzen eine Schablone besprochen werden, die auch bei der Ermittlung der unteren Grenzfrequenz Anwendung finden kann.

3.1.9 Einige beispielhafte Oszillogramme

Abb. 3.18 zeigt ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal, das am niederohmigen Ausgang des PHILIPS Rechteckgenerators GM 2324 zur Verfügung steht. Die Impulsdächer verlaufen waagrecht, sie sind gleichmäßig stark aufgehellt; der schreibende Elektronenstrahl zeichnet die Dächer mit gleichbleibender Geschwindigkeit, denn die Geschwindigkeit des Strahls ist in x -Richtung bei guten Oszillografen konstant. Ein Flankenanstieg ist bei der abgebildeten Rechteckkurve nicht erkennbar. Die Anstiegszeit des Spannungssprungs ist bei brauchbaren Rechteckgeneratoren äußerst klein, praktisch erhält man einen senkrechten Spannungsanstieg; das Oszillogramm besteht deshalb im wesentlichen nur aus waagerechten Balken. Der senkrechte Anstieg und der Abfall bleiben wegen der hohen Schreibgeschwindigkeit unsichtbar. Nur wenn die Strahlhelligkeit weit über das normale Maß erhöht wird, werden auch diese Partien der Rechteckspannung schwach sichtbar.

Grundsätzlich kann man an der Helligkeit eines Kurvenabschnitts etwa erkennen, mit welcher Geschwindigkeit er aufgezeichnet wurde. Die resultierende Schreibgeschwindigkeit, die sich aus der x - und y -Ablenkgeschwindigkeit zusammensetzt, ist in gewissen Grenzen der Helligkeit des aufgezeichneten Bildelements umgekehrt proportional.

Abb. 3.19 zeigt das gleiche, jedoch durch einen Hochpaß geringfügig verformte Rechtecksignal. Die Dächer dieser Ausgangsspannung sind etwas geneigt; die Dachschräge ist aber bei einem Verhältnis von 20 : 1 sehr gering.

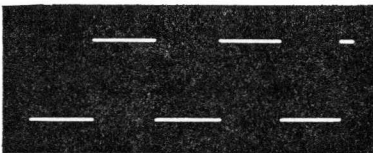


Abb. 3.18 $F/f_{go} = \text{sehr groß}$

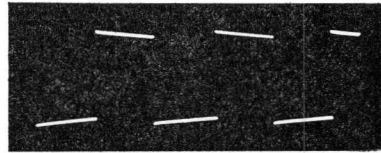


Abb. 3.19 $F/f_{gu} = 20$

Die Dachschräge in Abb. 3.20 ist dagegen bedeutend größer. Das Verhältnis von Tastfolgefrequenz zur unteren Grenzfrequenz beträgt hier 7. An diesem Bild ist bereits eine geringe Krümmung des Dachverlaufs erkennbar. Der Kurvenanstieg ist nach wie vor unsichtbar.

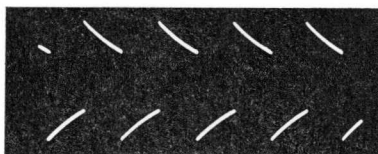
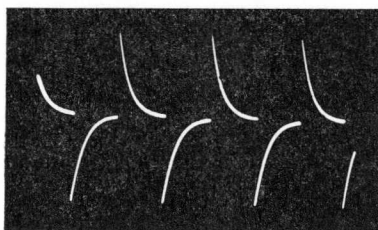
Abb. 3.20 $F/f_{gu} = 7$ Abb. 3.21 $F/f_{gu} = 1$

Abb. 3.21 wurde als letztes Bild dieser Reihe bei einem Frequenzverhältnis 1 : 1 aufgenommen. Hier ist erkennbar, daß die Schreibgeschwindigkeit des Dachs sehr unterschiedlich ist. So ist z.B. beim positiven Dach die Schreibgeschwindigkeit nach erfolgtem Anstieg in der y -Richtung sehr groß, um nach dem ersten Drittel der Periodenhalbzzeit wesentlich kleiner zu werden. Die resultierende Schreibgeschwindigkeit ist in der zweiten Hälfte der Periodenhalbzzeit geringer und deshalb ist die Dachlinie hier breiter. Wie bereits erwähnt, verlaufen die Endpunkte der positiven und negativen Dächer fast auf einer Geraden; der senkrechte Abstand der Dachspitzen (U_{C}) ist annähernd doppelt so groß (192%) wie der vertikale Dachabstand in Abb. 3.18. Es sind das die kennzeichnenden Merkmale für die Grenzfrequenzbedingung.

Grundsätzlich ist die untere Grenzfrequenz eines aperiodischen (nicht abgestimmten und nicht oder nur schwach korrigierten) Verstärkers immer dann größer als 0, wenn sich ein Kondensator oder ein Transformator im Signalweg befindet. Da in ein- oder mehrstufigen Verstärkern mehrere Bauelemente am Zustandekommen der unteren Grenzfrequenz und des Amplituden- und Phasenverlaufs beteiligt sind, ist das Verhalten derartiger Verstärker nicht absolut gleich dem Impulsverhalten eines eingliedrigen Tiefpasses. Man muß, wie bei vielen anderen Meßverfahren und Prüfmaßnahmen, bewußt vereinfachen, um übersichtbare und für die Praxis ausreichende Prüf- und Meßergebnisse zu erhalten. Im ersten Abschnitt des

Kapitels 3 sollte nur im wesentlichen auf die Signalverformung des Prüflings infolge begrenzter Übertragungseigenschaften tiefer Frequenzen eingegangen werden. In den weiteren Abschnitten des Kapitels 3, sollen diese Probleme noch einmal behandelt und diskutiert werden.

3.2 Die hohen Frequenzen des Rechtecksignals

Wie bereits ausgeführt, enthält ein Rechtecksignal neben einem Gleichspannungsanteil auch noch einen erheblichen Anteil hoher Frequenzen. Diese Oberwellen sind in der Anstiegsflanke des Rechtecksignals enthalten (siehe Abb. 3.1).

Durchläuft ein unverzerrtes Rechtecksignal, z.B. nach Abb. 3.18, einen schmalbandigen Verstärker, dessen obere Grenzfrequenz nahe der Tastfolgefrequenz liegt, so wird das Prüfsignal am Ausgang mit verzerrter Anstiegsflanke erscheinen. Man kann somit die Übertragungseigenschaften eines Nf-Verstärkers am oberen Bandende mit solchen Rechtecksignalen prüfen und in etwa abschätzen. Es läßt sich außerdem die Stabilität des Verstärkers hinsichtlich seiner Neigung zu gedämpften Schwingungen oder Überschwingen infolge Resonanzerscheinungen überprüfen. Der Verstärker wird unter Verwendung eines Rechtecksignals mit vielen Frequenzen gleichzeitig geprüft, wie das für die praktische Anwendung der Niederfrequenzverstärker bei hochwertiger Musikübertragung zutrifft.

Es ist auch hier zweckmäßig, die Signalverformung der Anstiegsflanke an einem einfachen elektrischen Netzwerk, einem Tiefpaß, zu untersuchen, um daraus gewisse Erkenntnisse für die Überprüfung komplizierter Baugruppen zu erarbeiten.

Abb. 3.22 enthält die Ersatzschaltung; sie besteht aus einem Tiefpaß, dargestellt durch ein RC -Glied, der aus einem niederohmigen Rechteckgenerator gespeist wird, dessen Innenwiderstand bedeutend kleiner als der ohmsche Widerstand des Tiefpasses ist. Die angedeutete Ausgangsspannung läßt eine Flankenverzerrung des Rechtecksignals erkennen. Infolge der

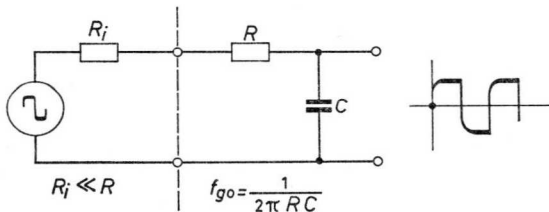


Abb. 3.22 Ersatzschaltung; Tiefpaß wird durch einen Rechteckgenerator gespeist

Zeitkonstante des RC -Glieds kann die Ausgangsspannung U nicht sofort die Größe der plötzlich hochgetasteten Eingangsspannung U_0 annehmen, weil sich der Kondensator C über den Widerstand R nicht unendlich schnell aufladen läßt. Wie bereits erwähnt, erfolgt der Ladevorgang des Tiefpasses ebenfalls exponentiell. Die Ladeperiode wird um so kürzer sein, je kleiner der Kondensator und je größer der Ladestrom ist; die Größe des Ladestroms ist vom Widerstand abhängig und ihm umgekehrt proportional. Die Zeitkonstante des Netzwerks ist genau wie beim Hochpaß $\tau = RC$ [Sekunden]. Will man bei dieser Definition die Zeit in Sekunden erhalten, so muß man den Wert des Kondensators in Farad und den Widerstandswert in Ohm einsetzen. Nach Abschnitt 2.2.1 ist es bekanntlich diejenige Zeit, in der der Kondensator C über den Widerstand R auf 63,2% ($1 - 1/e$) der plötzlich angelegten Eingangsspannung aufgeladen wird.

Nach der Grenzfrequenzbedingung:

$$f_{g0} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-23)$$

kann man für $\tau = R \cdot C = 1/2\pi f_{g0}$ schreiben. Mißt man die Zeit T_a an dem durch einen Tiefpaß verformten Rechtecksignal, so kann man daraus unmittelbar den Zusammenhang zwischen der oberen Grenzfrequenz f_{g0} und der Rechteckastfolgefrequenz F ableiten. In der Praxis ist es aber nicht ganz einfach, die Anstiegszeit verformter Rechtecksignale zu messen. Zweckmäßiger ist es, aus der Amplitudenverkleinerung Rückschlüsse zu ziehen. In Wirklichkeit stellt der Tiefpaß ein Siebglied dar, das auch die Rechteckamplitude bei steigender Tastfolgefrequenz einzuebnen trachtet. Steigert man also die Tastfolgefrequenz, dann wird der Siebfaktor immer größer, und am Ausgang eines derartigen Siebglieds steht schließlich, wenn einseitig mit einem zeitsymmetrischen, positiven oder negativen Rechtecksignal angesteuert wurde, die halbe Rechteckamplitude als Gleichspannung zur Verfügung.

Es gilt nun in ähnlicher Weise wie bei den tiefen Frequenzen, die Abhängigkeit der Ausgangsamplitude vom Frequenzverhältnis mathematisch zu erarbeiten. Aufgrund der Abb. 3.10 wurden zwei Schwingungszustände für ein CR -Glied mathematisch erfaßt und miteinander verglichen. Es wurden der Einschwingzustand und der eingeschwungene Zustand der Dachverformung definiert und beschrieben. Die gleichen Definitionen haben auch für den Tiefpaß Gültigkeit. Die erarbeiteten Gln. (3-13) und (3-21) können als Ausgangsbasis für die Definition ähnlicher Begriffe des Tiefpasses herangezogen werden.

3.2.1 Die Schwingungszustände beim Tiefpaß

Da der Einschwingzustand in der Praxis von untergeordneter Bedeutung ist, wird darauf nur am Schluß dieses Absatzes eingegangen.

In Abb. 3.23 ist der eingeschwungene Zustand der Spannung am Kondensator dargestellt. Die Eingangsamplitude ist mit U_0 bezeichnet, die Kondensatorspannung mit U_C . Außerdem ist die Spannung U'_0 als symmetrische Maximalspannung des eingeschwungenen Zustands eingetragen. Man erkennt, daß sich die Kondensatorladung durch vorangehende Einschwingvorgänge symmetrisch zur 0,5-Geraden derart einpegelt, so daß sowohl im Kondensator eine Restladung U' zum Beginn der Periode erhalten bleibt, als auch eine untere Grenze der Entladespannung, ebenfalls U' , vorhanden ist. Die Spannung am Kondensator schwankt bei entsprechender Integration zwischen den Punkten A, B, C und D in sägezahnähnlicher Form um den Mittelwert 0,5. Im Gegensatz zum Hochpaß, der die Eigenschaft hat, die hohen Frequenzen eines Rechtecksignals herauszukristallisieren – zu differenzieren – spricht man bei einem Tiefpaß von einer Summierung – Integration – des Rechtecksignals. Die vollständigen Lade- und Entladekurven werden nur zu einem Teil ausgenutzt, der beim eingeschwungenen Zustand symmetrisch zur $U_0/2$ -Geraden liegt.

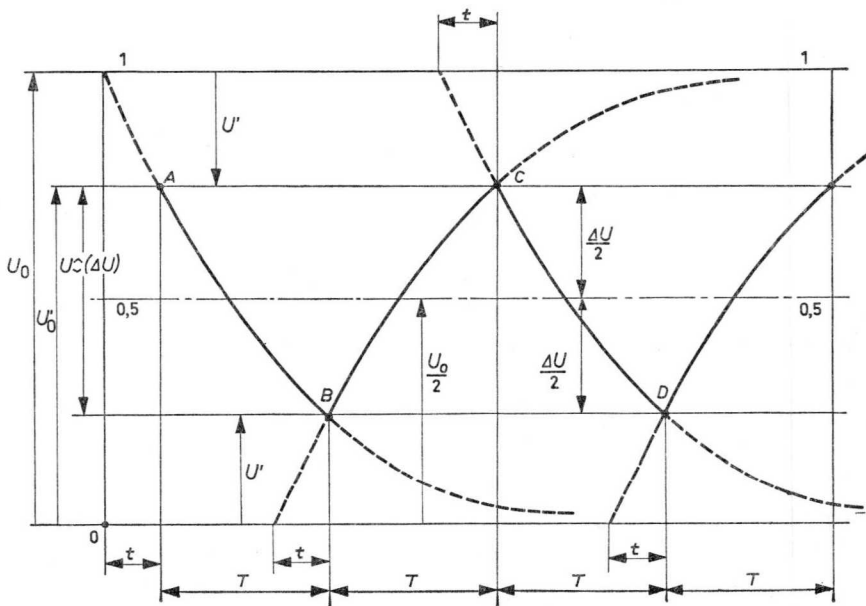


Abb. 3.23 Eingepegelte Spannung am Kondensator eines Tiefpasses

Zur Ermittlung der mathematischen Beziehungen für den eingeschwungenen Zustand übernimmt man aus dem Abschnitt 3.1.2 die Gl. (3-20):

$$\Delta U = U\hat{c}; \quad \frac{U\hat{c}}{U'_0} = 1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}}; \quad U'_0 = \frac{U\hat{c}}{1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}}} \quad (3-24)$$

die man nach U'_0 aufzulösen hat. In gleicher Weise wird Gl. (3-12) übernommen:

$$\frac{\Delta U^*}{U'_0} = \frac{\exp \frac{T}{2RC} - 1}{\exp \frac{T}{2RC} - 0,5}; \quad U'_0 = \frac{U\hat{c}^* \left(\exp \frac{T}{2RC} - 0,5 \right)}{\exp \frac{T}{2RC} - 1} \quad (3-25)$$

Auch diese Gleichung wird nach U'_0 aufgelöst. Da die linken Seiten der Gleichungen einander gleich sind, kann man auch ihre rechten Seiten gleichsetzen. Es entsteht:

$$\frac{U\hat{c}}{1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}}} = \frac{U\hat{c}^* \left(\exp \frac{T}{2RC} - 0,5 \right)}{\exp \frac{T}{2RC} - 1} \quad (3-26)$$

Die Gleichung wird nach $U\hat{c}^*$ aufgelöst:

$$U\hat{c}^* = \frac{U\hat{c} \left(\exp \frac{T}{2RC} - 1 \right)}{\left(1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}} \right) \left(\exp \frac{T}{2RC} - 0,5 \right)} \quad (3-27)$$

Unabhängig davon kann man für den Einschwingzustand definieren:

$$\frac{U\hat{c}^*}{U'_0} = 1 - \frac{1}{\exp \frac{T}{2RC}} \quad (3-28)$$

und in diese Gleichung das herausgelöste $U\hat{c}^*$ der Gl. (3-27) einsetzen. Es ist außerdem laut Grenzfrequenzbedingung Gl. (3-23):

$$RC = \frac{1}{2\pi f_{go}}$$

und nach Abb. 3.3:

$$T/2 = 1/2F$$

Nach entsprechendem Einsetzen und Umformen sowie Vereinfachen erhält man schließlich die Beziehung für den eingeschwungenen Zustand; sie lautet:

$$\frac{U_{\zeta}}{U_0} = 1 + \frac{0,5}{\exp \frac{2\pi f_{go}}{F}} - \frac{1,5}{\exp \frac{\pi f_{go}}{F}} \quad (3-29)$$

Diese Gleichung enthält die verhältnismäßige Amplitudenverringering bei entsprechender Integration durch einen eingliedrigen Tiefpaß. Es ist das Verhältnis der Kondensatorwechselspannung U_{ζ} zur Eingangsamplitude des

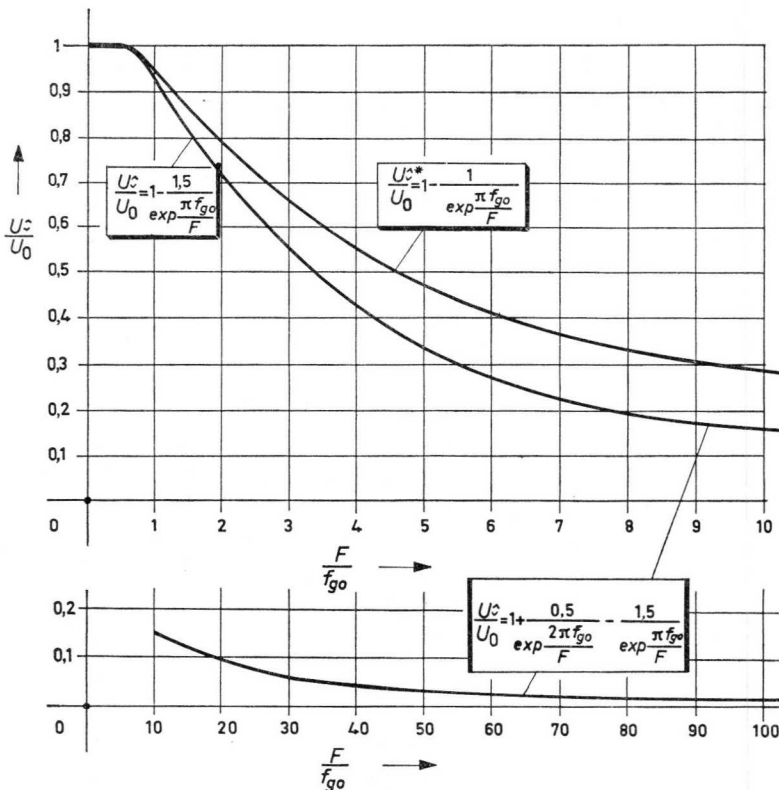


Abb. 3.24 Amplitudenverkleinerung U_{ζ} bei Frequenzerhöhung (zunehmender Integration) $F > f_{go}$

Rechtecksignals U_0 . Die nicht ganz übersichtliche mathematische Beziehung läßt sich einfacher in Form einer grafischen Darstellung verständlich machen. In Abb. 3.24 wurde daher sowohl für den Einschwingzustand als auch für den eingeschwungenen Zustand ein entsprechendes Diagramm aufgenommen.

In dieser Abbildung sind drei Funktionen untergebracht. Die obere Kurve enthält die Funktion des Einschwingzustands. Interessant ist die Tatsache, daß die rechte Seite der Formel zahlenmäßig mit Gl. (3-21) übereinstimmt, die das Verhalten des eingeschwungenen Zustands des Hochpasses umschreibt.

Die Beziehung für den eingeschwungenen Zustand ist bis zu einem Frequenzverhältnis von 0 bis 100 dargestellt worden. Dem Diagramm – es ist die untere Kurve und die Beziehung im unteren Teilbild – kann man entnehmen, daß selbst bei hohem Frequenzverhältnis eine kleine Restwechselspannung am Kondensator erhalten bleibt. Bei einem Frequenzverhältnis von 10 beträgt die Restwechselspannung U_{∞}/U_0 noch ca. 16% der eingangsseitig angelegten Mäander-Spannung; bei einem Frequenzverhältnis von 100 beträgt dieser Spannungsrest ca. 1,6%.

Die dritte Funktion ist der vereinfachte Ausdruck der zweiten. In ihr ist der eine Summand der rechten Seite zwecks Vereinfachung fortgelassen worden. Diese Vernachlässigung ist bis zu einem Frequenzverhältnis von 1/2,5 möglich; der dadurch entstehende Fehler ist kleiner als 5%.

3.2.2 *Flankenverzerrung der Rechteckspannung bei einigen charakteristischen Frequenzverhältnissen*

In Abb. 3.25 wurden verschiedene Daten der Verformung einer Rechteckspannung durch einen Tiefpaß für einige geeignete Frequenzverhältnisse in Form einer Tabelle zusammengestellt. In der dritten Spalte ist der Ausgangsspannungsanstieg dargestellt, wie er sich z.B. mit einer guten Annäherung auch bei einem Nf-Verstärker mit gleicher oberer Grenzfrequenz $f_{go} = 10$ kHz ausbilden würde. Man erkennt, daß die Anstiegsflanke im Fall $f_{go}/F = 10$ kaum verformt ist; bei $\tau = 3,2\%$ der Periodenhalbezeit $T/2$ sind 63,2% der Maximalamplitude erreicht. Mit steigendem Betrag des Frequenzverhältnisses wird diese Verformung immer kleiner. Interessant ist die letzte Reihe, $f_{go}/F = 1/\pi$. Während sich die Amplitude U_{∞}/U_0 in den fünf vorangehenden Fällen fast nicht ändert, ist sie im Fall der letzten Reihe der Tabelle in Abb. 3.25 um 48% kleiner als die Ausgangsamplitude der ersten Reihe. Im Extremfall $F/f_{go} = \infty$ ist ausgangssseitig eine reine Gleichspannung von $U = U_0/2$ zu erwarten.

In dieser Tabelle sind außerdem die Phasenwinkel φ enthalten. Die Phasenverschiebung ist bei einem Frequenzverhältnis von 1 gleich 45° .

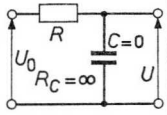
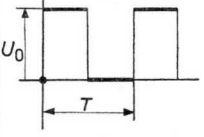
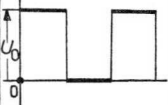
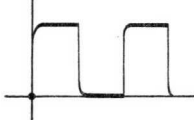
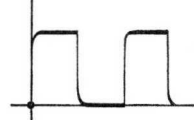
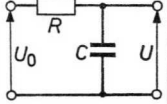
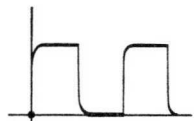
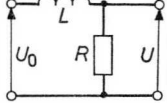
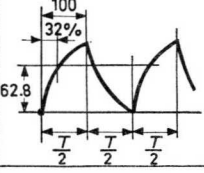
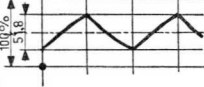
f_{go}/f			% von $\frac{T}{2}$	φ	U_c/U_o
∞			0	0°	1
20			1,6	$2,9^\circ$	1
10			3,2	$5,8^\circ$	1
5	 $f_{go} = \frac{1}{2\pi RC}$		6,4	$11,4^\circ$	1
1			32	45°	0,935
$\frac{1}{\pi}$	$f_{go} = \frac{R}{2\pi L}$		100		0,518

Abb. 3.25 Frequenzverhältnis - Anstiegszeit - Phasenwinkel - Amplitudenverhältnis beim Tiefpaß

3.2.3 Ermittlung der oberen Grenzfrequenz aus der Amplitudenverkleinerung (U_c/U_0)

Man kann, will man die obere Grenzfrequenz eines Nf-Verstärkers mit Hilfe eines Rechteckgenerators ermitteln, folgendermaßen verfahren:

1. Ein Rechtecksignal mit einer Tastfolgefrequenz von ca. 2–3 kHz auf den Eingang geben. Bei 10–15 kHz zu erwartender oberer Grenzfrequenz beträgt dann das Frequenzverhältnis $F'/f_{go} = 1/5$ (Nährungswert). Nach Abb. 3.24 wird das Rechtecksignal bei einem derartigen Frequenzverhältnis (0,2) noch nicht integriert.
2. Die auf dem Oszillografen abgebildete Spannungshöhe Spitze-Spitze ermitteln oder mit dem y -Einsteller auf ein bestimmtes Maß bringen.
3. Die Frequenz F' des Rechteckgenerators (symmetrisches Rechtecksignal ist dabei Voraussetzung) so lange (bis auf F'') erhöhen, bis sich der Spitze-Spitze-Wert des Schirmbilds auf dem Oszillografen gegenüber der Einstellung F' auf 51,8% verkleinert hat. Für diesen Fall gilt nach Abb. 3.25 das Frequenzverhältnis $F/f_{go} = \pi$.

Selbstverständlich darf sich die Ausgangsspannung des Rechteckgenerators nicht mit der Frequenz ändern. Die PHILIPS Rechteckgeneratoren GM 2314 und GM 2324 erfüllen diese Forderung weitgehend.

Erreicht ein Nf-Verstärker die angegebenen Werte nicht, so sind „nicht genug Höhen da“. Es sollten dann folgende Bauelemente kontrolliert werden:

- Außenwiderstände der Pentodenverstärkerstufen bezüglich Widerstandsvergrößerungen
- Hf-Siebwiderstände im Nf-Weg vom Demodulator ab hinsichtlich Vergrößerung ihrer Ω -Werte
- RC-Glieder im Rückkopplungsnetzwerk
- Erschöpfte Verstärkertrioden, deren innerer Widerstand größer geworden ist
- Ausgangsübertrager auf Vergrößerung des Streuflusses
- Anpassung, z.B. Lautsprecher stark überangepaßt

Bei allen diesen Untersuchungen im Nf-Bereich kann man selbstverständlich auch stufenweise vorgehen. Man speist am Verstärkereingang ein entsprechendes Rechtecksignal ein und tastet rücklaufend zum Ausgang hin die einzelnen „heißen“ Potentiale mit dem Oszillografenmeßkopf ab. Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Oszillografen an den Ausgang des Prüflings zu koppeln und das Rechtecksignal am jeweiligen Gitter der Verstärkerstufen einzuspeisen.

Am Schluß dieses Kapitels wird ein praktisches Beispiel der Überprüfung eines Stereo-Verstärkers gebracht, wobei auch die nachfolgenden Abschnitte dieses Kapitels Berücksichtigung finden.

3.2.4 Einige Beispiele der Flankenverformung in Oszillogrammen

Das erste Bild dieser Reihe, Abb. 3.26, wurde bei einem Frequenzverhältnis von $F/f_{go} = 1/20$ hergestellt. Ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal von 800 Hz erscheint am Ausgang eines RC-Glieds (Tiefpaß) in einer Form, wie sie das Bild wiedergibt. Der Flankenanstieg ist hier im letzten Viertel der Anstiegshöhe bzw. der Abfalltiefe erkennbar, und zwar im Gegensatz zu den vorangehenden Abbn. 3.18 bis 3.21, in denen die Umschalt-Sprunglinie bei normaler Helligkeit des Oszillografen unsichtbar bleibt. Der vom Wert 0 an in etwa Dreiviertel der Höhe sichtbare Anstieg wird kontinuierlich breiter, um in Dachhöhe die Stärke der Dachlinie anzunehmen. Entsprechend dem Aufladevorgang des Kondensators vermindert sich die Schreibgeschwindigkeit in y -Richtung exponentiell, bis die Dachhöhe erreicht ist; von da ab wird die resultierende Schreibgeschwindigkeit nur durch die horizontale Ablenkgeschwindigkeit, die x -Geschwindigkeit, bestimmt. Die Strichstärke bleibt somit bis zum Ende der Halbperiode gleich. Erhöht man die Frequenz des Ansteuersignals unter Beibehaltung des Netzwerks, z.B. im Fall der Abb. 3.27, so erkennt man deutlich die Verformung der Anstiegsflanke. Am jeweiligen Startpunkt ist die Umschaltlinie sehr dünn, um beim Erreichen des dem Startpunkt gegenüberliegenden Dachs die Strichstärke der Dachlinie anzunehmen. Das Frequenzverhältnis F/f_{go} hat in diesem Fall den Wert $1/5$.

Abb. 3.28 kam bei einem Frequenzverhältnis $F/f_{go} = 1$ zustande. Hier sind praktisch keine Dächer mehr vorhanden, denn die ganze Perioden-

Abb. 3.26 $F/f_{go} = 1/20$

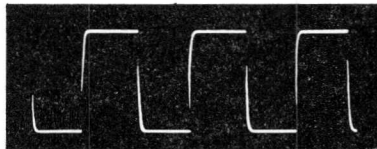


Abb. 3.27 $F/f_{go} = 1/5$



halbzeit wird zur Abwicklung des Umschaltvorgangs, zum Aufladen des Kondensators benötigt. Es ergibt sich sogar – betrachtet man den entsprechenden Amplitudenwert der Spalte 5 der Tabelle in Abb. 3.25 – daß die Periodenhalbzzeit für den Umschaltvorgang gar nicht ausreicht. Der Kondensator wird demnach nur auf 93,5% der Eingangsspannung aufgeladen. Der in der Flankensteilheit des Rechtecksignals enthaltene Oberwellenanteil wird durch den Hochpaß fast restlos unterdrückt, denn er schwächt bereits die sinusförmige Grenzfrequenz um 30%.

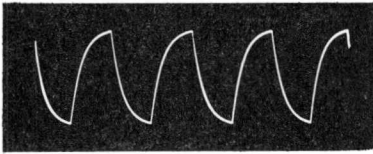


Abb. 3.28 $F = f_{go} =$ obere Grenzfrequenz

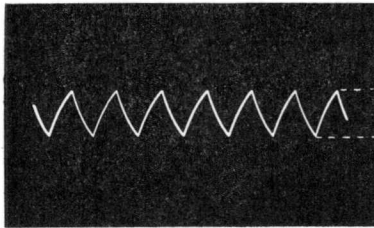


Abb. 3.29 $F/f_{go} = \pi$

Steigert man die Impulsfolgefrequenz des Ansteuersignals weiter, dann wird die Ausgangsamplitude $U_{\hat{c}}$ kleiner und erreicht schließlich 51,8% des Eingangsspannungswerts. Diesen Fall stellt Abb. 3.29 dar. Der Kurvenverlauf ist dreieckähnlich und gleichmäßig hell, die resultierende Schreibgeschwindigkeit ist in jedem Punkt der Kurve gleichgroß. Das Frequenzverhältnis beträgt hier $F/f_{go} = \pi$. Dieser Fall ist ein brauchbares Kriterium zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz aperiodischer Verstärker mit Hilfe von symmetrischen Rechtecksignalen.

3.2.5 Meßschablone zur Ermittlung der unteren und oberen Grenzfrequenz

Zur besseren Auswertung der verformten Rechtecksignale kann man sich einer Meßschablone bedienen, die folgendermaßen anzufertigen und zu handhaben wäre. Betrachtet man in Abb. 3.25 die entsprechende Spalte $U_{\hat{c}}/U_0$ so erkennt man, daß hier bei Änderung des Frequenzverhältnisses besonders an den Bereichsenden bei amplitudenmäßig gleichbleibender Ansteuerung (U_0) erhebliche Amplitudenänderungen der Ausgangsspannung

U auftreten. Diese Tatsache nutzt man zweckmäßigerweise aus und schließt aus der Amplitudenänderung auf das jeweilige Frequenzverhältnis. Dieses Verfahren ist insofern günstig, da die y -Verstärkung bei jedem Oszillografen kontinuierlich einstellbar ist und der 100%-Pegel bei der Frequenz $20 f_{gu} < F < 10 f_{go}$ leicht eingestellt werden kann. Erhöht man die Rechteckfrequenz so lange, bis die Amplitude U_{\circ} (U -Spitze-Spitze) auf 51,8% abgefallen ist, dann kann die obere Grenzfrequenz nach der Beziehung $f_{go} = F/\pi$ errechnet werden. Vermindert man dagegen die Rechteckfrequenz F , so steigt die Amplitude an; bei 192% besteht in guter Näherung Gleichheit zwischen der Rechteckfrequenz F und der unteren Grenzfrequenz f_{gu} des zu überprüfenden Verstärkers.

Abb. 3.30 enthält die entsprechenden Markierungen der y -Amplitude. Diese Abbildung kann als Vorlage zur Herstellung einer solchen Schablone

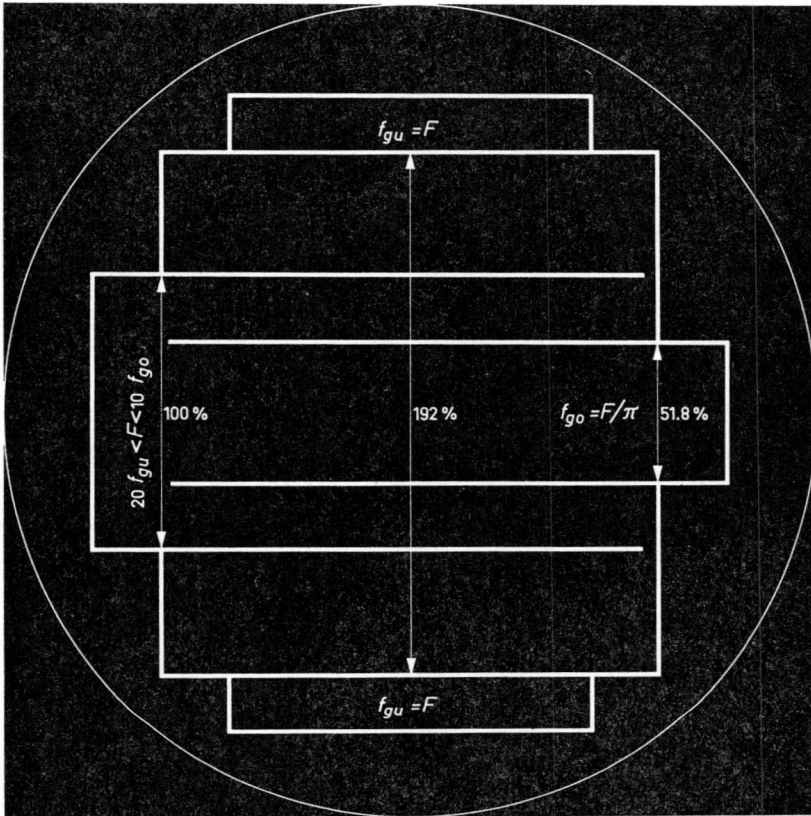


Abb. 3.30 Meßschablone zur Ermittlung der unteren und oberen Grenzfrequenz

dienen; sie ist weiß auf schwarz ausgeführt, damit sie nur fotografiert zu werden braucht und das Negativ nach entsprechender Verkleinerung als Schablone Verwendung finden kann.

3.3 Prüfung frequenzkorrigierter Nf-Verstärker

Um der menschlichen Ohrempfindlichkeit Rechnung zu tragen, die sowohl lautstärke- als auch frequenzabhängig ist, wird oft der sich durch annähernde Geradlinigkeit in der Mitte des Übertragungsbereichs sowie durch Höhen- und Tiefenabfall an den Bereichsenden auszeichnende normale Frequenzgang durch frequenzbestimmende Glieder erheblich korrigiert. Außerdem bedingt die geringe Kanalbreite im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich eine weitgehende Höhenbeschneidung, die man empfängerseitig auszugleichen trachtet. In der modernen Schaltungstechnik wird schon bei Geräten der mittleren Preisklasse auf eine individuelle Tiefen- und Höhengestaltung Wert gelegt, die entweder kontinuierlich oder mit Hilfe sogenannter Klangtasten bzw. -schalter stufenweise durchgeführt werden kann. Der Benutzer hat dann die Möglichkeit, ein seinem Geschmack entsprechendes Klangbild einzustellen. Die Wirksamkeit gerade dieser Einstellorgane kann man mit Rechtecksignalen schnell und objektiv überprüfen.

Um auch hier den für die Praxis notwendigen Überblick zu erhalten, ist es zweckmäßig, ein möglichst einfaches RC -Netzwerk für die Betrachtung heranzuziehen, damit weitere Grundsätze und Erkenntnisse der Rechteckverformung aufgrund seiner der Wirklichkeit annähernd entsprechenden Übertragungsverhaltens erarbeitet werden können.

3.3.1 Höhen werden bevorzugt

Das einfachste Netzwerk zur Anhebung der Höhen ist ein ohmscher Spannungsteiler, dessen Längswiderstand R_1 durch einen Kondensator C überbrückt ist. Variiert man die Frequenz F bei konstanter Eingangsamplitude U_0 vom Wert 0 (Gleichspannung) bis $F =$ sehr groß und trägt die zugehörige Ausgangsspannung U in ein Koordinatensystem ein, so erhält man das Liniendiagramm der Abb. 3.31. Die Ausgangsspannung dieses Netzwerks nimmt hierbei, von einem Kleinstwert ausgehend (bezeichnet mit U_{norm}):

$$U_{\text{norm}} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3-30)$$

mit steigender Frequenz zu, um den Maximalwert U_0 zu erreichen. Bei A erreicht die Beziehung $U = F(f)$ einen Wendepunkt; die zugehörige Frequenz kann man als Frequenzgrenze – im Gegensatz zur Grenzfrequenz –

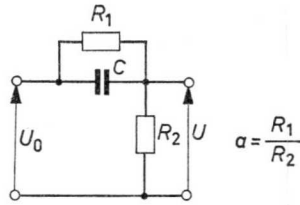
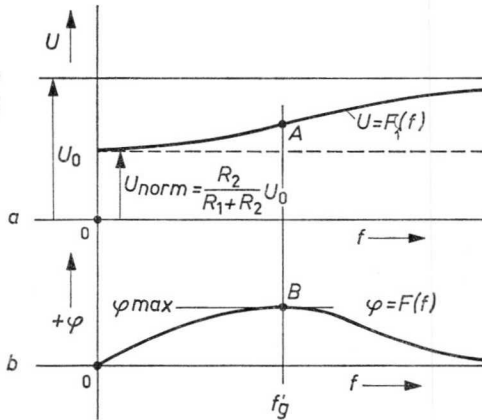


Abb. 3.31 Der überbrückte Hochpaß, Amplituden- und Phasengang



bezeichnen. Es ist dieses die charakteristische Frequenz, von der an die Höhen als bevorzugt gelten sollen. Diese Frequenz wird elektrisch dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenverschiebung von Eingangsspannung zu Ausgangsspannung bei ihr ein Maximum wird. In Abb. 3.31b ist die Funktion des Winkels angedeutet; man erkennt, daß der Winkel bei der Frequenz 0, bei Gleichspannung, auch den Wert 0 hat. Für diesen Fall wirkt nur der ohmsche Spannungsteiler, dessen Verhältnis von Längswiderstand zu Querswiderstand mit a bezeichnet wurde; der Kondensator C bleibt unwirksam.

Mit steigender Frequenz wird der Blindwiderstand des Kondensators immer kleiner, um bei einer sehr großen Frequenz dem Wert 0 zuzustreben. Für diesen Fall erreicht die Funktion des Winkels wieder die Nulllinie. Die dazwischenliegende Frequenzgrenze kann man folgendermaßen rechnerisch ermitteln:

$$R_2 C \omega = \frac{\sqrt{a+1}}{a} \quad (3-31)$$

$$a = \frac{R_1}{R_2} \quad (3-32)$$

$$f_g' = \frac{\sqrt{a+1}}{a 2\pi R_2 C} \quad (3-33)$$

Im Gegensatz zur unteren oder oberen Grenzfrequenzbedingung, bei der das Produkt $RC\omega = 1$ ist, ist hier der Ausdruck $R_2C\omega$ nicht gleich 1, sondern die Frequenzgrenze ist außerdem vom Widerstandsverhältnis a abhängig.

Zu dieser Gleichung gelangt man, wenn man nach der Maxima-Minima-Rechnung von der Funktion des Winkels φ ausgeht, welche lautet:

$$\tan \varphi = \frac{R_1^2 C\omega}{R_1 + R_2 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2} \quad (3-34)$$

Zur Ermittlung des maximalen Winkels (Extremwert) ersetzt man in dieser Gleichung R_1 durch aR_2 (aus Gl. (3-32)) und bildet die erste Ableitung, die man gleich 0 setzt ($d\varphi/df = 0$). Es entsteht die angegebene Grenzfrequenzbedingung.

$$\tan \varphi = \frac{R_1^2 C\omega}{R_1 + R_2 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2}; \quad \Omega = R_2 C\omega; \quad R_1 = aR_2$$

$$\tan \varphi = \frac{a^2 \Omega}{(a + 1) + a^2 \Omega^2}$$

$$\tan' \varphi = \left(\frac{u}{v} \right)' = \frac{u'v - v'u}{v^2} = 0 \quad (\text{Extremwert})$$

$$\tan' \varphi = \frac{a^2(a + 1 + a^2 \Omega^2) - 2a^4 \Omega^2}{(a + 1 + a^2 \Omega^2)^2} = 0$$

$$a^3 + a^2 + a^4 \Omega^2 - 2a^4 \Omega^2 = 0$$

$$a + 1 = a^2 \Omega^2$$

$$\Omega = R_2 C\omega = \frac{\sqrt{a + 1}}{a}$$

Dieses Netzwerk ist an sich ein widerstandsüberbrückter Hochpaß, welcher zwar die tiefen Frequenzen und Gleichspannung schwächt, aber nicht restlos unterdrückt. Während die Übertragungskennlinie bei einem Hochpaß durch den Punkt 0 läuft, beginnt sie beim überbrückten Hochpaß auf der y -Achse in der Höhe der Spannung U_{norm} , einem Wert, der vom Widerstandsverhältnis a abhängig ist (siehe Abb. 3.31a).

Den verschiedenen Widerstandsverhältnissen a wurden in einer Tabelle, Abb. 3.32, die entsprechenden Winkel sowie die Tangensbeträge und die jeweiligen Beträge der Funktion (3-31) gegenübergestellt. Als konkrete

Beispiele wurden in die beiden letzten Spalten der gleichen Tabelle Absolutwerte von f_g' und ω_g für die Anordnung $R_2 = 10^4$ und $C = 10^{-8}$ aufgenommen. Die vierte Spalte dieser Tabelle enthält den Abschwächungsfaktor der Amplituden U/U_0 ; es ist das Spannungsverhältnis im unbelasteten Zustand an der Frequenzgrenze. Die fünfte Spalte enthält die Spannungsabschwächung bei der Frequenz $f = 0$, also bei Gleichspannung.

Man erkennt aus dieser Zusammenstellung, daß die Frequenzgrenze f_g' bei einem Widerstandsverhältnis $a = 1$, $R_1 = R_2$ um den Faktor $\sqrt{2}$ höher als die Grenzfrequenz f_{gu} eines eingliedigen Hochpasses liegt, der aus den entsprechenden Elementen aufgebaut ist. Die maximale Phasendrehung eines derartigen Netzwerks variiert von $2,7^\circ$ bis $56,45^\circ$ unter Variation von $a = 0,1$ bis $a = 10$. Je kleiner also der den Kondensator überbrückende Längswiderstand ist, desto geringer ist die maximale Phasendrehung dieses Netzwerks. Am Fuß dieser Tabelle sind neben der Ersatzschaltung die beiden Gleichungen für das Spannungsverhältnis U/U_0 und den Tangensbetrag des Winkels φ aufgenommen.

3.3.2 Das Liniendiagramm des überbrückten Hochpasses

Die Ergebnisse der Tabelle von Abb. 3.32 wurden in Abb. 3.33 zu einem Liniendiagramm zusammengefügt. Darin ist der Schwächungsfaktor U/U_0 in Abhängigkeit von der relativen Frequenz $\Omega = F/f_{gu}$ mit a als Parameter aufgetragen.

Rechnerisch lautet die Beziehung:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{R_2 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2}{\sqrt{(R_2 + R_1 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2)^2 + (R_1^2 \omega C)^2}} \quad (3-35)$$

Ersetzt man hierin $R_1 = aR_2 = aR$

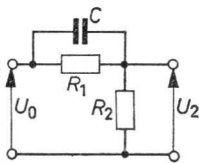
und $\omega CR_2 = \Omega$

dann wird:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1 + a^2 \Omega^2}{\sqrt{(1 + a + a^2 \Omega^2)^2 + a^4 \Omega^2}} \quad (3-36)$$

Die fünf a -Kurven verlaufen bei hohen Frequenzen in geringem Abstand annähernd parallel, sie nähern sich einander mit steigender Frequenz an und

$\frac{R_1}{R_2}$	$\frac{\sqrt{a+1}}{a}$	$\frac{a\sqrt{a+1}}{2(a+1)}$	$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{a+1}}$	$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{a+1}$	$\frac{f_a' = \frac{1}{\sqrt{a+1}}}{aR_2C2\pi}$	$\frac{\omega_a' = \frac{1}{\sqrt{a+1}}}{aR_2C}$	
a	$R_2C\omega_g$	$\tan \varphi_{max}$	φ_{max}	U_0	$f = 0$	$R_2 = 10^4; C = 10^{-8}$	$R_2 = 10^4; C = 10^{-8}$
0,1	10,50	0,0477	2,7°	0,954	0,910	16,7 kHz	105 · 10 ³
0,2	5,48	0,0974	5,2°	0,913	0,834	8,72 „	54,8 · 10 ³
0,3	3,80	0,1316	7,5°	0,877	0,770	6,05 „	38 · 10 ³
0,4	2,96	0,1690	9,6°	0,845	0,715	4,72 „	29,6 · 10 ³
0,5	2,45	0,2041	11,55°	0,817	0,667	3,90 „	24,5 · 10 ³
0,6	2,11	0,2371	13,3°	0,792	0,625	3,36 „	21,1 · 10 ³
0,7	1,86	0,2687	15,05°	0,767	0,588	2,96 „	18,6 · 10 ³
0,8	1,67	0,2985	16,6°	0,745	0,555	2,66 „	16,7 · 10 ³
0,9	1,53	0,3270	18,1°	0,725	0,526	2,44 „	15,3 · 10 ³
1	1,414	0,3540	19,5°	0,707	0,500	2,25 „	14,1 · 10 ³
2	0,864	0,5775	30°	0,577	0,333	1,375 „	8,64 · 10 ³
3	0,667	0,7500	36,9°	0,500	0,250	1,064 „	6,67 · 10 ³
4	0,558	0,8940	41,8°	0,447	0,200	0,890 „	5,56 · 10 ³
5	0,489	1,0210	45,6°	0,408	0,167	0,780 „	4,89 · 10 ³
10	0,332	1,5080	56,45°	0,302	0,091	0,529 „	3,32 · 10 ³



$$\frac{U}{U_0} = \frac{R_2 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2}{\sqrt{(R_2 + R_1 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2)^2 + (R_1^2 \omega C)^2}}$$

$$\tan \varphi = \frac{R_1^2 C \omega}{R_2 + R_1 + R_1^2 R_2 C^2 \omega^2}$$

Abb. 3.32 Tabelle für das Verhalten eines überbrückten Hochpasses bei sinusförmiger Ansteuerung und bestimmten Werten $a = R_1/R_2$

treffen sich im Unendlichen auf der 1-Geraden ($U/U_0 = 1$). Nach oben wird die Kurvenschar aller a -Werte durch die gestrichelt gezeichnete Linie begrenzt, die für den Wert von $a = \infty$ gültig ist. Es ist die Übertragungskurve eines normalen eingliedrigen Hochpasses, die bei der Grenzfrequenz $f/f_{gu} = 1$ den Betrag $0,707 (= 1/\sqrt{2})$ erreicht. Mit abnehmender Frequenz, jeweils in den Punkten A bis D als den ermittelten Frequenzgrenzen, scheren

die betreffenden a -Kurven aus und erreichen die x -Achse in Höhe des jeweils zutreffenden Amplitudenverhältnisses für die Frequenz $f = 0$, $\Omega = 0$.

Für Gleichspannung wirkt also der rein ohmsche Spannungsteiler: Gleichspannungs-Abschwächungsfaktor:

$$s = \frac{1}{a + 1} \quad (3-37)$$

In Abb. 3.33 wurden die Schaltung des überbrückten CR -Hochpasses sowie auch das entsprechende Netzwerk mit einer Induktivität als Blindwiderstand aufgenommen. Unterhalb dieser Teilbilder befindet sich die jeweilige Definition für die untere Grenzfrequenz. Die x -Achse bezeichnet das relative Frequenzverhältnis.

Setzt man dieses Frequenzverhältnis, den Ausdruck Ω , in Gl. (3-35) ein, dann erhält man die Beziehung der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung, die in Abb. 3.33 ebenfalls enthaltene Funktion, die neben der wählbaren Größe a als Unbekannte nur noch das besagte Frequenzverhältnis Ω umfaßt (siehe Gl. (3-36)).

Für $a = \infty$ wird der Ausdruck noch einfacher, er lautet:

$$\boxed{\frac{U}{U_0} = \frac{\Omega}{\sqrt{1 + \Omega^2}}} \quad (3-38)$$

und kennzeichnet die Übertragungseigenschaften eines nicht überbrückten eingliedigen Hochpasses. In das Liniendiagramm sind außerdem die zugehörigen Frequenzgrenzen f'_{g1} bis f'_{g4} für die betreffenden a -Werte eingezeichnet. Durch geeignete Auswahl des Widerstandsverhältnisses a ist man also in der Lage, den Grad der Höhenanhebung zu bestimmen, und durch Auswahl der Kondensatorgröße C kann man die Frequenzgrenze f'_g festlegen, von der ab die Höhenanhebung gelten soll.

In der Abb. 3.34 sind die Phasenwinkel für die a -Kurven der Abb. 3.33 in Abhängigkeit von der relativen Frequenz dargestellt. Da die Phasenverschiebung für die zu untersuchende Rechtecksignalverformung nicht unmittelbar benötigt wird, soll dem Leser eine ausführliche Behandlung dieses Themas erspart bleiben. Für den tiefer Interessierten möge das in Abb. 3.34 aufgenommene Vektordiagramm der Widerstände als Ausgangspunkt eines Selbststudiums dienen.

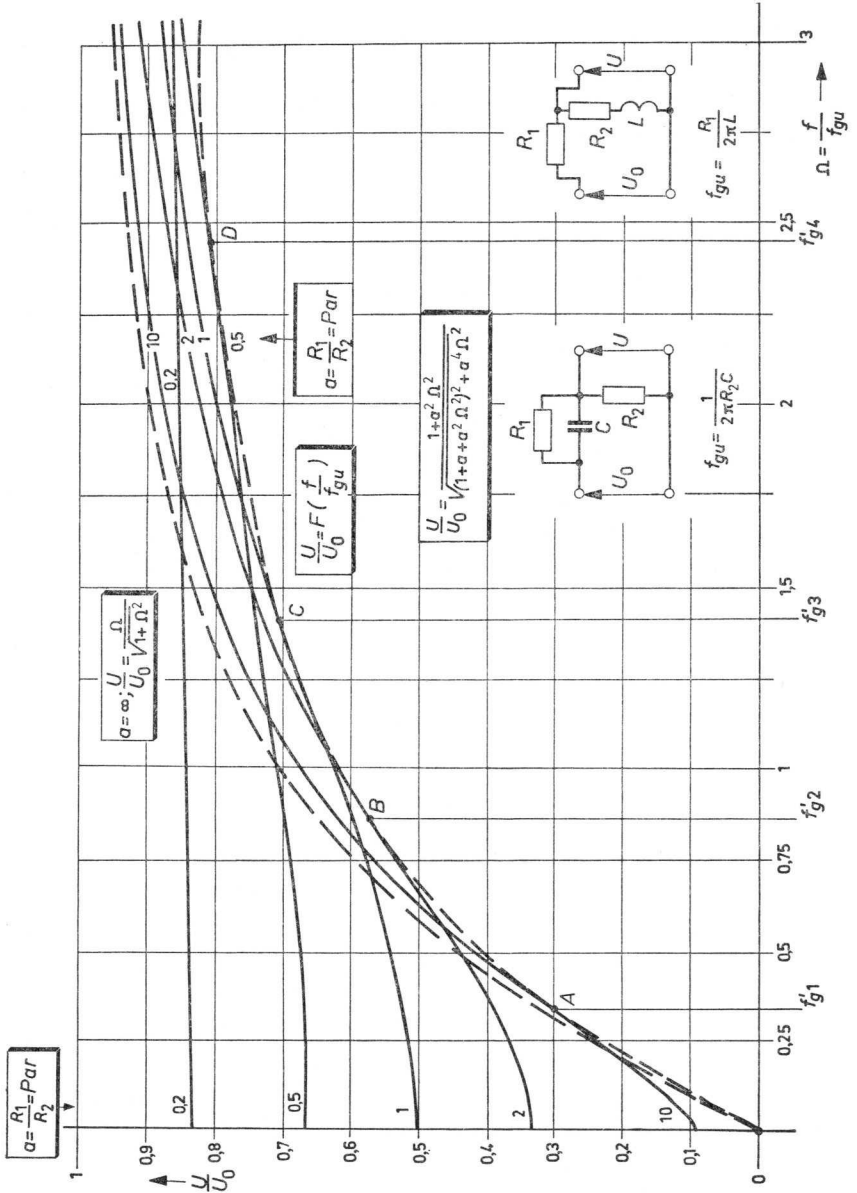


Abb. 3.33 Frequenzabhängiger Amplitudengang eines überbrückten Hochpasses

3.3.3 Verformung des Rechtecksignals durch einen überbrückten Hochpaß

Voranehend wurde untersucht und nachgewiesen, daß ein Hochpaß die Dächer der Rechtecksignals verformt, wenn das Verhältnis von Tastfolge-

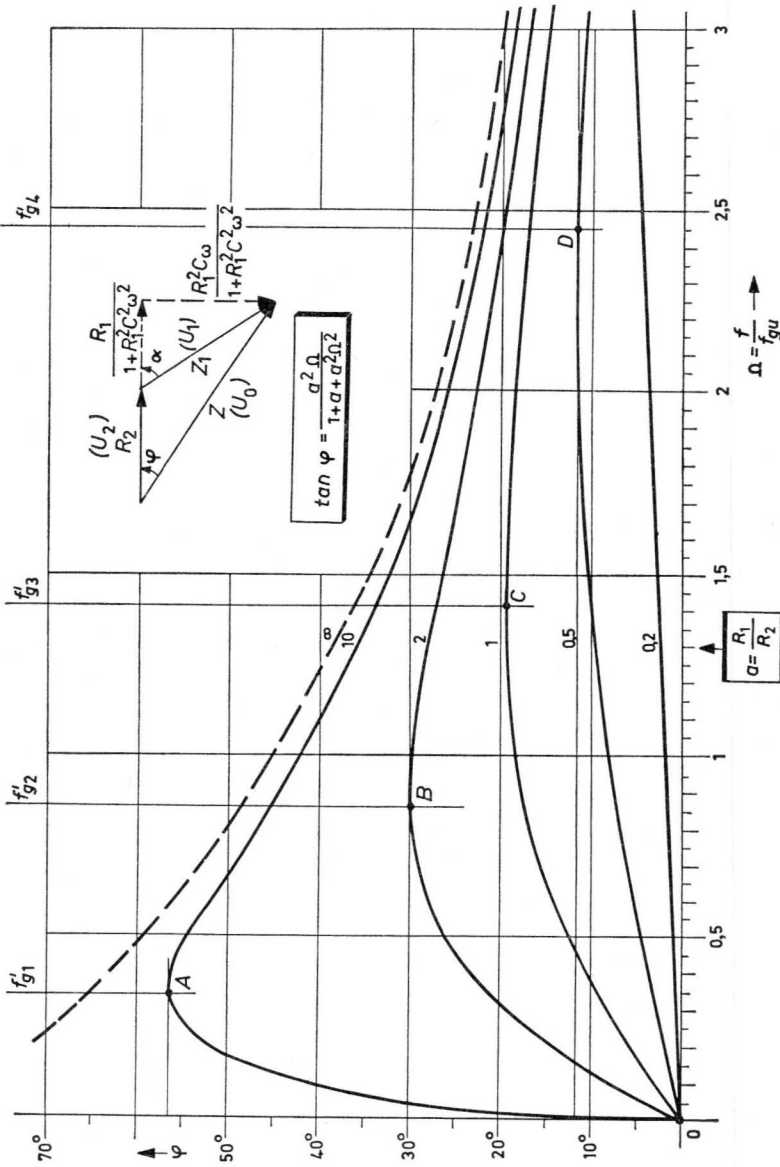


Abb. 3.34 Frequenzabhängiger Phasengang eines überbrückten Hochpasses

frequenz F zu der dem Hochpaß eigenen Grenzfrequenz f_{gu} eine bestimmte Größenordnung erreicht. Es gilt nun, das Verhalten eines überbrückten Hochpasses bei der Übertragung von Rechtecksignalen zu erörtern.

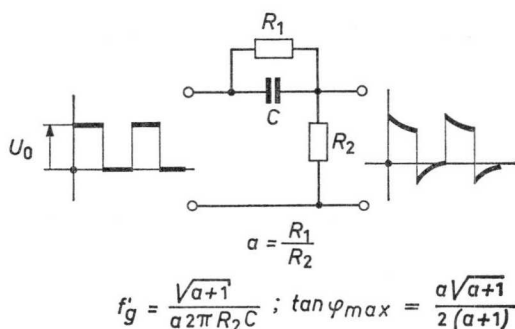


Abb. 3.35 Verformung des Rechtecksignals durch einen überbrückten Hochpaß

In Abb. 3.35 ist das Schaltbild eines überbrückten Hochpasses mit Ein- und Ausgangssignal gezeichnet. Zur Zeit $t = 0$ wird die Spannung eingangsseitig plötzlich auf den Wert U_0 gebracht. Da der Kondensator ungeladen ist, liegt momentan am Ausgang die volle Eingangsspannung. Der durch den Widerstand R_2 fließende Strom lädt teilweise den Kondensator C auf. Die am Kondensator liegende, wachsende Spannung wirkt der treibenden Eingangsspannung entgegen und vermindert den Strom durch R_2 . Die Ausgangsspannung nimmt im Verlauf der Zeit entsprechend ab. Dieser Ladevorgang ist im Gegensatz zum einfachen Hochpaß früher beendet, da die Gegenspannung an C nicht den vollen Wert von U_0 erreicht. Die maximale Kondensatorspannung beträgt gemäß Abb. 3.31 $U_{Cmax} = U_0 - U_{norm}$; außerdem verlängert der Widerstand R_1 die Ladezeit etwas.

Den Betrag der Ausgangsspannung U kann man errechnen aus:

$$U = U_0 \frac{R_2 + R_1 e^{-\frac{t}{RC}}}{R_1 + R_2} \quad (3-39)$$

Legt man an dieses Netzwerk eine Gleichspannung, dann wird t sehr groß, der Betrag $\exp -\frac{t}{RC} \rightarrow 0$ (wird fast Null); die kleinste Ausgangsspannung erreicht den Wert:

$$U_{min} = U_{norm} = U_0 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (3-40)$$

Der RC -Betrag ist aus dem Produkt $(R_1 \parallel R_2) C$ zu ermitteln. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung ist kleiner als der Widerstand R_2 , was bedeutet, daß der Ladevorgang schneller als beim reinen eingliedrigem Hochpaß abgeklungen ist.

Ersetzt man R_1 in der Gleichung

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

durch aR_2 , dann wird:

$$R = \frac{aR_2R_2}{aR_2 + R_2} = R_2 \frac{a}{a+1} \quad (3-41)$$

Eingangs wurde nach Gl. (3-4) $t = 1/2F$ definiert, wobei ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal vorausgesetzt wurde. Ersetzt man diese Werte im Exponenten von e , so kann man denselben unter Berücksichtigung von Gl. (3-41) wie folgt umformen:

$$-\frac{t}{CR} = -\frac{1(a+1)}{2FR_2Ca} = -\frac{\pi\sqrt{a+1}}{F} \cdot \frac{\sqrt{a+1}}{2\pi R_2Ca} \xrightarrow{f'_g} \exp = -\frac{\pi f'_g \sqrt{a+1}}{F} \quad (3-42)$$

Ersetzt man den Widerstand $R_1 = aR_2$ auch in der Beziehung (3-39) und deren Exponenten von e durch den Ausdruck (3-42), so erhält man den Endzustand der Funktion, die die Signalverformung eines zeitsymmetrischen Rechtecksignals beschreibt.

Diese Gleichung lautet:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1 + a \exp -\frac{f'_g \pi \sqrt{a+1}}{F}}{1 + a} \quad (3-43)$$

$$a = R_1/R_2$$

$f'_g =$ Frequenzgrenze, von welcher ab die Höhen angehoben werden

$F =$ Tastfolgefrequenz des Rechteckprüfsignals

Diese Gleichung enthält an sich zwei Unbekannte, wenn man das Frequenzverhältnis f'_g/F als eine Größe ansieht. Man kann diese Gleichung lösen, indem man eine Größe jeweils annimmt, z.B. a , und in einem Diagramm allen Werten von f'_g/F die relativen Amplitudenwerte U/U_0 zuordnet. Diese Darstellung wird Parameterdarstellung genannt, sie wurde in Abb. 3.36 angewendet. Die a -Kurven dieser Abbildung – es sind sechs aufgenommen worden, und zwar: $a = 0; 0,2; 0,5; 1; 2$ und 5 – beginnen sämtliche im Punkt P auf der 1-Geraden. Es folgt dann ein ihrem a -Wert entsprechender Abfall, der im Abstand der 1-Senkrechten von der y -Achse weitgehend abgeschlossen ist. Von hier aus verlaufen alle Kurven parallel zur x -Achse. Diese Kurven entsprechen den Dachverläufen verformter Rechtecksignale bei Höhenbevorzugung.

Auf dem rechten Rand der Abbildung, der 3-Senkrechten, wurde eine Einteilung für die Zwischenwerte des a -Rasters angebracht. Diese Abbildung kann also als Meßschablone verwendet werden.

Zum Beispiel sei ein Netzwerk angenommen, dessen Längswiderstand R_1 gleich seinem Querwiderstand R_2 ist, dann ist $a = 1$. Die verformte Rechteckspannung kann man nach Abb. 3.37a wie folgt analysieren. Zur Zeit $t = 0$ wird die Spannung U_0 hochgetastet, der Punkt A wird unmittelbar erreicht. Am Ausgang liegt die volle Eingangsspannung, da der Widerstand R_1 durch den ungeladenen Kondensator elektrisch überbrückt ist. Trotz Verbleibens der vollen Eingangsspannung U_0 an den Eingangsklemmen während der gesamten Halbperiode $T/2$ fällt die Ausgangsspannung, beginnend bei A , exponentiell ab und erreicht am Ende der Halbperiode den Punkt B . Der Abfall erfolgt nach der Funktion:

$$U = U_0 \frac{R_2 + R_1 \exp - \frac{t(R_1 + R_2)}{R_1 C R_2}}{R_1 + R_2} \quad (3-44)$$

oder nach der weiterentwickelten Beziehung (3-43), deren Zusammenhänge

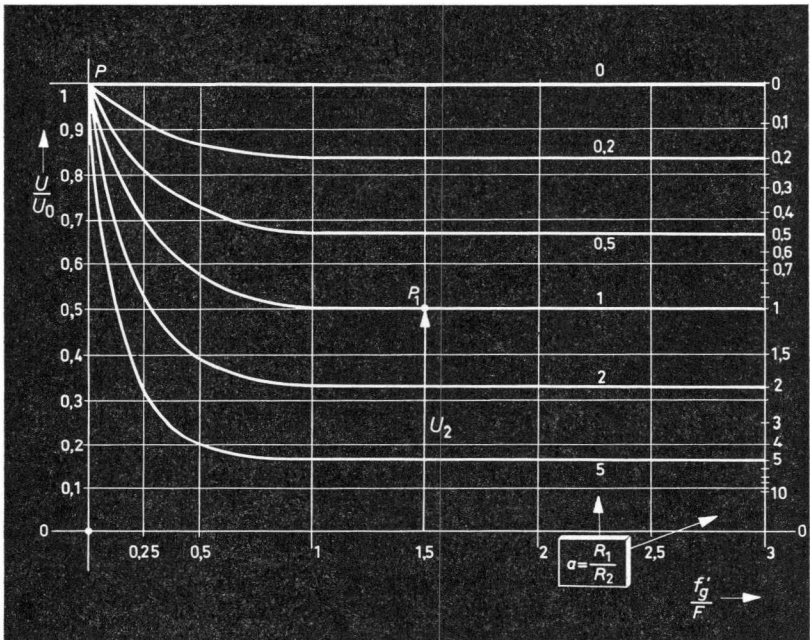


Abb. 3.36 Meßschablone zur Ermittlung der Höhenanhebung

in Abb. 3.36 dargestellt sind. Im Punkt B hat die Spannung, wenn die Halbzeit $t = T/2$ lang genug war, den Wert $U_0 R_2 / (R_1 + R_2)$ erreicht, so daß der Kondensator C auf annähernd halbe Spannung $U_0/2$ aufgeladen werden konnte; denn laut Annahme ist:

$$R_1 = R_2; a = 1; s = \frac{1}{1 + 1} = 0,5$$

In Abb. 3.36 hat die Kurve $a = 1$ die gleiche Krümmung und den gleichen Verlauf wie das durch ein Netzwerk dieser Ausführung verformte Dach eines zeitsymmetrischen Rechtecksignals. Man kann, vergleicht man die Dachverläufe der Oszillogramme mit der Kurvenschar der Abb. 3.36, Rückschlüsse auf das Frequenzverhältnis ziehen.

Abb. 3.37b zeigt die Verformung eines Rechtecksignals, dessen Frequenz mindestens doppelt so hoch wie die Frequenz des Teilbilds 3.37a ist, nach dem Durchlaufen des gleichen Netzwerks.

Man erkennt, daß die Spannung U_C am Kondensator bei gleicher Ladebedingung, aber kürzerer Ladezeit, kleiner als im Fall a ist. So liegt der Punkt E höher als der Punkt B . Der Unterschied beträgt ΔU . Am Ende der ersten Halbperiode $T/2$ wird die Eingangsspannung U_0 schlagartig weggenommen. Es wird der Punkt F erreicht, der nicht mehr so weit wie der Punkt C im Negativen liegt. Der Spannungsunterschied beträgt auch hier ΔU . Um diesen Betrag ist die Spannung U_C kleiner als im Fall a .

Um Verwechslungen der Verformungserscheinungen eines überbrückten Hochpasses mit denen eines einfachen Hochpasses zu vermeiden – vgl. Abb. 3.37b mit Abb. 3.5 – sollte man bei der Ermittlung der Frequenzgrenze möglichst mit Tastfolgefrequenzen arbeiten, die in der Größenordnung der

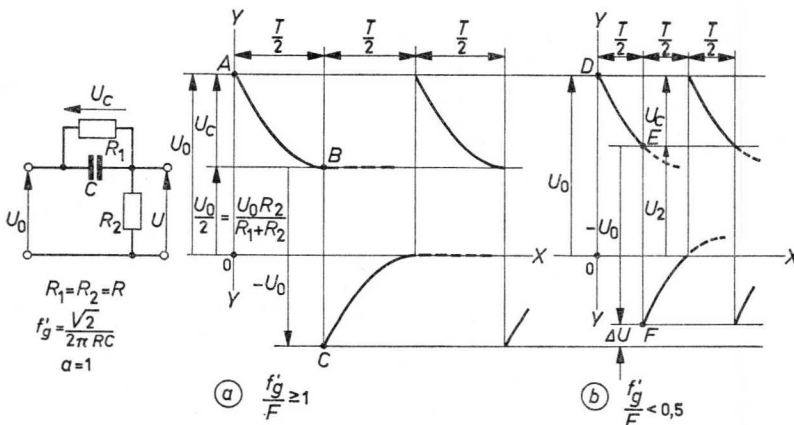


Abb. 3.37 Beispiele der Verformung des Rechtecksignals bei zwei verschiedenen Rechteckfrequenzen

Frequenzgrenze f'_g normaler Nf-Verstärker liegen. Zu empfehlen sind Frequenzen von 2 bis 10 kHz.

Es ist zweckmäßig, die Tastfolgefrequenz des Rechteckgenerators innerhalb dieses Bereichs vom hohen Ende anfangend so lange zu vermindern, bis eine Zunahme der Spannung $U_{\hat{c}}$ nicht mehr erfolgt. Für diesen Fall ist $\Delta U = 0$ geworden, und die Tastfolgefrequenz ist tief genug für eine Auswertung der Dachkurve in Sachen „Höhen bevorzugt“.

3.3.4 Meßschablone zur Ermittlung der Höhenanhebung und ihre Anwendung

In Abb. 3.38 ist die Anwendung der in Abb. 3.36 wiedergegebenen Schablone erläutert. Diese kann fotografiert und das Negativ nach entsprechender Verkleinerung als Meßschablone verwendet werden. Das verkleinerte Negativ wird so auf das Oszillogramm gelegt, daß der Punkt P auf der Spitze eines Linienzugs des Dachverlaufs zu liegen kommt. Mit dem y -Einsteller des Oszillografen stellt man die Amplitude des Oszillogramms so ein, daß die dem Punkt P entgegengesetzten waagerechten Dachverläufe auf der Nulllinie der Schablone erscheinen. Der x -Einsteller des Oszillografen wird nun so betätigt, daß das zu kontrollierende Dach des Oszillogramms entweder auf einer der a -Linien der Schablone liegt oder sich harmonisch in einen der Zwischenräume einordnet. Nach diesen Einstellvorgängen ist man in der Lage, über das Verhalten des Netzwerks – oder das ähnliche Verhalten eines Nf-Verstärkers – folgende Aussagen zu machen:

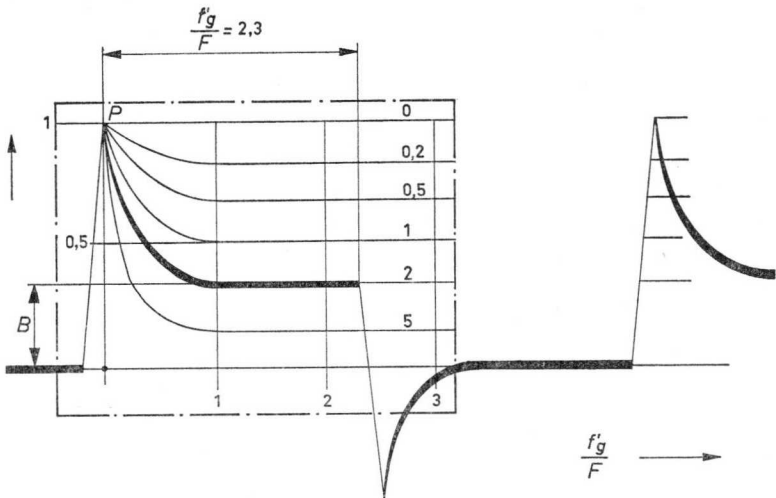


Abb. 3.38 Anwendung der Meßschablone von Abb. 3.36

1. Das Verhältnis von Frequenzgrenze des Prüflings zur Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals kann auf der x -Achse der Schablone abgelesen werden; im Beispiel der Abb. 3.38 ist $f_g' = 2,3F$. Ist die eingestellte Frequenz des Rechteckgenerators z.B. 1,6 kHz, dann beträgt die Übergangsfrequenz f_g' von welcher ab die Höhen bevorzugt werden, ca. 3,75 kHz.
2. Der Faktor, um den die Höhen bevorzugt werden, läßt sich auf der y -Achse der Schablone ablesen; er ergibt sich aus der Häufigkeit, mit der die Strecke B – der Abstand der Horizontalverläufe der Dächer – in der Größe 1 enthalten ist, z.B. $1/3,33 = 3$ oder $a + 1 = 2 + 1 = 3$.

In den meisten Fällen kommt es in der Reparaturtechnik darauf an, im Zweifelsfall möglichst viele Übertragungseigenschaften eines Nf-Verstärkers zeitsparend zu prüfen. Die Meßgenauigkeit braucht dabei nicht allzugroß zu sein. Bei einiger Übung lernt man die Gebrauchswerte durch bloßes Betrachten der richtig ausgewählten verformten Rechteckoszillogramme abzuschätzen und die entsprechenden Folgerungen daraus zu ziehen.

Man merke sich allgemein:

1. Eine „Nase“ auf der linken Seite des Rechteckdachs – bei Verwendung einer Tastfolgefrequenz von ca. 1 bis 3 kHz – erscheint dann, wenn der vom Signal durchlaufene Nf-Verstärker oder sonstige Prüfling ab einer gewissen Frequenz, der Frequenzgrenze f_g' , die Höhen bevorzugt.
2. Je höher die Spitze dieser „Nasen“ ist, desto größer ist der Grad der Höhenanhebung.
3. Je schmaler die Basis der „Nasen“ ist, desto größer ist der Unterschied zwischen der Frequenzgrenze und der Tastfolgefrequenz des zeitsymmetrischen Rechtecksignals.

In Abb. 3.39 sind drei Beispiele der Höhenanhebung dargestellt. Die Amplituden der Höhen sind im Teilbild a um ein Drittel größer als die der normalen, mittleren Frequenzen. Die Basis B der charakteristischen „Nasen“ beträgt hier 50% der Periodenhalbwert. Im Teilbild b wurde ein Frequenzverhältnis von $f_g'/F = 2$ verwendet; die Höhen werden hier um 100% gegenüber den mittleren Frequenzen bevorzugt. Das dritte Teilbild c beinhaltet das gleiche Amplitudenverhältnis wie b , dagegen wurde die Tastfolgefrequenz des Prüfsignals um den Faktor 2,5 verkleinert. Die Basis B der „Nasen“ ist hier kleiner, sie beträgt etwa ein Fünftel der Periodenhalbwert.

Diese Hinweise können selbstverständlich nur Richtlinien für die erste Näherung sein, um Oszillogramme von verzerrten Rechtecksignalen beurteilen zu können. An anderer Stelle wurde bereits erwähnt, daß in Niederfrequenzverstärkern nicht nur ein einfaches RC - oder CR -Netzwerk die

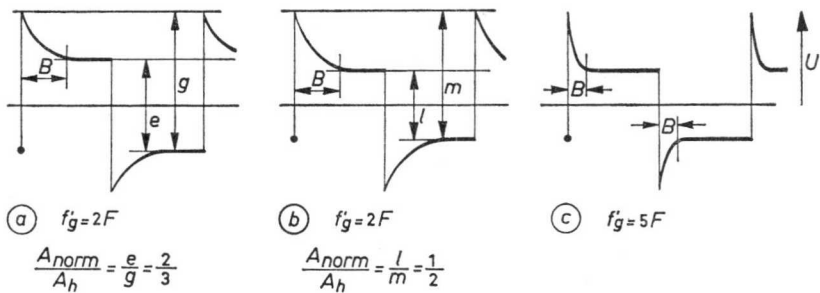


Abb. 3.39 Auswertung der Meßergebnisse

Übertragungseigenschaften formt, sondern eine Reihe hintereinander- und parallelgeschalteter, zum Teil frequenzbestimmender Widerstandsarten. Der große Vorteil der Prüfmaßnahmen mit Rechtecksignalen besteht eben nicht in der Präzision, sondern im umfassenden Aussagewert des Prüfergebnisses.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß man das letzte Glied einer Nf-Übertragungsanlage, den Lautsprecher, mit dieser Prüfmethode nicht erfassen kann. Selbst wenn man den Schwingspulenstrom oszillografiert, wie bereits erwähnt und empfohlen wurde, bleibt dennoch der letzte Schritt, die angestrebte lineare Umwandlung des Schwingspulenstroms in Schallenergie, unerfaßt. Wollte man auch diesen Übertragungsvorgang in die Prüfung einbeziehen, so müßte man im schalltoten Raum mit Hilfe eines guten Mikrofons (Kondensatorausführung) einen Teil der abgestrahlten Schallenergie in elektrische Ströme zurückverwandeln, deren Oszillogramm dann auszuwerten wäre.

In manchen Fällen wird man beim Durchprüfen eines Nf-Verstärkers mit Rechtecksignalen sehr spitze und verhältnismäßig hohe Erhebungen (Nasen) am Dachanfang ermitteln. Sie deuten auf wenig gedämpfte Resonanzerscheinungen des Verstärkers hin, die im allgemeinen außerhalb der Übertragungsfähigkeit der Lautsprecher liegen und daher unschädlich sind. In Abb. 3.40 sind in etwa die Durchlaßkurve des Lautsprechers *a*, die des Verstärkers *b* und die summierte Übertragungskurve *c* in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die *c*-Kurve ist idealisiert. Man erkennt, daß die Übertragungskurve des Verstärkers *b* außerhalb des Übertragungsbereichs des Lautsprechers *a* eine Resonanzstelle aufweist. Diese Resonanzstelle kann oft erhebliche Amplituden besitzen, sie ist aber für den gesamten Übertragungszweck unschädlich, da der Lautsprecher außerstande ist, diese Frequenzen in Schallenergie umzuformen. Solche Resonanzspitzen sind in der Hauptsache bei Nf-Verstärkern mit transformator-

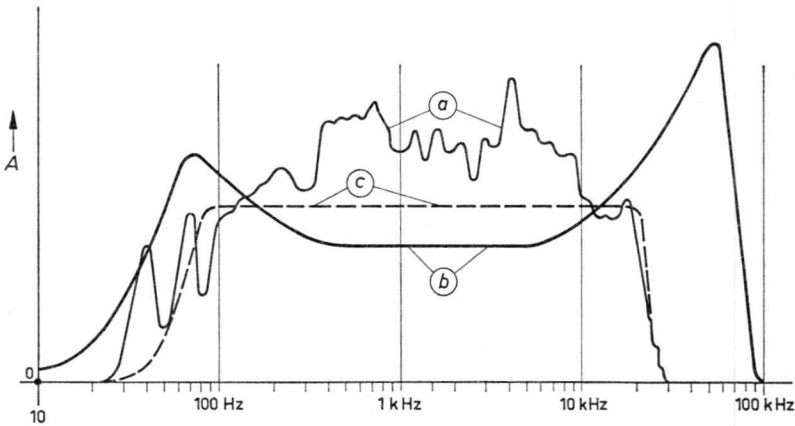


Abb. 3.40 Übertragungskennlinien einer Nf-Anlage

losem Ausgang anzutreffen. Die Höhenunterdrückung durch die Wicklungskapazität und den Streufaktor des Ausgangsübertragers ist hierbei nicht vorhanden.

3.3.5 Tiefen werden bevorzugt

Der Grund für die Notwendigkeit der Anhebung der tiefen Frequenzen in der Niederfrequenz-Übertragungstechnik liegt an den für diesen Frequenzbereich ungünstigen Abstrahlungsbedingungen der Gehäuse und Schallwände. Der Grad der Bevorzugung der Tiefen ist meistens geringer als der mögliche Faktor der Betonung im hohen Frequenzbereich. Im Gegensatz zu früher hat sich der Geschmack der Hörer seit Anwendung der Frequenzmodulation im Ukw-Bereich zugunsten einer stärkeren Akzentuierung der Höhen verlagert, doch bevorzugt man auch heute noch eine gewisse, nicht übertriebene Baßbetonung.

Es ist zweckmäßig, auch bei der Behandlung dieses Teilabschnitts, von möglichst einfachen Netzwerken ähnlichen Verhaltens auszugehen. Der einfachste Vierpol dieser Art ist ein „gemilderter“ Tiefpaß. Die Milderung der Tiefpaßwirkung von RC wird durch Einfügen eines zusätzlichen Widerstands R_2 in den Kondensatorzweig, den Querszweig, erreicht. Die Reihenfolge von R_2 und C zwischen den Ausgangsklemmen ist für die Wirkungsweise des Vierpols belanglos.

In Abb. 3.41a ist ein derartiger Vierpol dargestellt; im Teilbild b sind Amplituden- und Phasenverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz wiedergegeben. Diese Anordnung von R_1 , R_2 und C überträgt Gleichspannung

und niedrige Frequenzen bei hochohmiger Belastung annähernd ohne Dämpfung. Mit steigender Frequenz wird der Blindwiderstand des Kondensators C kleiner, und der mit dem Kondensator C in Serie liegende Widerstand R_2 kommt immer mehr als Querwiderstand zum tragen. In Verbindung mit R_1 erfolgt eine Aufteilung der Eingangsspannung U_0 , und die Ausgangsspannung U wird mit steigender Frequenz kleiner. Diese erreicht bei sehr hohen Frequenzen je nach Widerstandsverhältnis $a = R_2/R_1$ einen Minimalwert U_{norm} , der trotz steigender Frequenz nicht mehr unterschritten wird. Das ist leicht verständlich, denn wenn sich auch der Blindwiderstand im Querzweig dem Wert $R_C = 1/\omega C = 0$ nähert, so bleibt doch der Widerstand R_2 in dem zur Diskussion stehenden Frequenzbereich als Arbeitswiderstand vollwertig erhalten. In Abb. 3.41b ist auch die Phasenkurve $\varphi = F(f)$ enthalten. Man erkennt, daß sie an einer Stelle bei der Frequenz f_g einen Höchstwert erreicht. Der Phasenwinkel φ ist hier im Gegensatz zum überbrückten Hochpaß negativ, die Ausgangsspannung eilt der Eingangsspannung nach. Diese charakteristische Frequenz f_g des gemilderten Tiefpasses sollte man als Frequenzgrenze kennzeichnen.

Man verwechselse sie aber nicht mit den Grenzfrequenzen f_{go} oder f_{gu} (obere bzw. untere Grenzfrequenz), die bekanntlich für einen Amplitudenabfall von 30% und eine Phasenverschiebung von 45° gelten. Unter dem

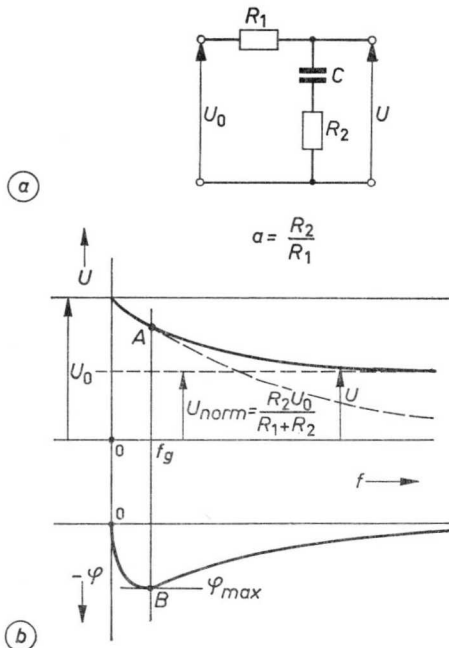


Abb. 3.41 Gemilderter Tiefpaß, Amplituden- und Phasengang

Ausdruck Frequenzgrenze f_g soll im Rahmen dieses Buchs eine Frequenz verstanden werden, von welcher an bei frequenzkorrigierten Nf-Verstärkern entweder die benachbarten Höhen oder Tiefen angehoben werden; man spricht auch von der Übergangsfrequenz. Sie ist durch die maximale Phasenverschiebung im Übertragungsbereich gekennzeichnet. Nach Abb. 3.41 wird für das Widerstandsverhältnis a ähnlich wie beim überbrückten Hochpaß der Ausdruck $a = R_2/R_1$ eingeführt; im Teilbild a ist der Ausdruck angedeutet. Damit soll dokumentiert werden, daß diese Spannung $U_{\text{norm}} = U_0 R_2/(R_1 + R_2)$ das Übertragungsniveau der mittleren Frequenzen ist.

Rechnerisch kann man die Frequenzen zwischen dem normalen Frequenzbereich und den Tiefen aus der nachfolgenden Beziehung ermitteln:

$$R_1 C \omega_g = \frac{1}{\sqrt{a^2 + a}} ; \quad \boxed{f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C \sqrt{a^2 + a}}} \quad (3-45)$$

hierin sind: R_1 und C Bauelemente des Netzwerks
 f_g = Frequenzgrenze
 $a = R_2/R_1$

Zu dieser Bedingung kommt man ähnlich wie im Fall des überbrückten Hochpasses (siehe Abschnitt 3.3.2), wenn man von der Tangensfunktion des Winkels φ ausgeht, welche für den eingliedrigen Tiefpaß lautet:

$$\boxed{\tan \varphi = \frac{R_1 C \omega}{1 + R_1 R_2 \omega^2 C^2 + R_2^2 \omega^2 C^2}} \quad (3-46)$$

Ersetzt man in dieser Gleichung den Widerstand R_2 – es ist das Bauelement, welches den normalen Tiefpaß in seiner Wirkung, die Höhen zu unterdrücken, mildert – durch den Betrag $R_2 = aR_1$, differenziert die Gleichung nach der Frequenz und setzt die so erhaltene erste Ableitung gleich 0, dann erhält man einen Punkt der Tangens-Kurve, der den Maximalwert \tan_{max} kennzeichnet. Die Tangente an der Kurve $\varphi = \psi(f)$ im Maximalwert φ_{max} verläuft parallel zur x -Achse; ihre Steigung ist Null, der $\tan' \varphi$ ist ebenfalls Null.

$$\tan \varphi = \frac{R_1 C \omega}{1 + R_1 R_2 \omega^2 C^2 + R_2^2 \omega^2 C^2}; \quad \Omega = R_1 C \omega; \quad R_2 = aR_1$$

$$\tan \varphi = \frac{\Omega}{1 + a\Omega^2 + a^2\Omega^2}$$

$$\tan' \varphi = \left(\frac{u}{v} \right)' = \frac{u'v - v'u}{v^2} = 0 \quad (\text{Extremwert})$$

$$\tan' \varphi = \frac{1 + a\Omega^2 + a^2\Omega^2 - (2a\Omega + 2a^2\Omega)\Omega}{(1 + a\Omega^2 + a^2\Omega^2)^2} = 0$$

$$1 + (a + a^2)\Omega^2 - 2a\Omega^2 - 2a^2\Omega^2 = 0$$

$$1 + (a + a^2 - 2a - 2a^2)\Omega^2 = 0$$

$$(-a - a^2)\Omega^2 = -1$$

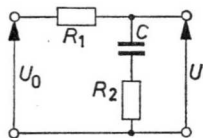
$$\Omega^2 = \frac{1}{a^2 + a} \quad ; \quad R_1 C \omega = \frac{1}{\sqrt{a^2 + a}}$$

Daß die Kurve der Winkelfunktion von φ zwischen den Frequenzen 0 und ∞ einen Maximalwert haben muß, geht daraus hervor, daß nämlich der Phasenwinkel bei den Frequenzen $f = 0$ und $f = \infty$ gleich Null sein muß. Sowohl im ersten Fall als auch bei der Frequenz $f = \infty$ hat der Kondensator überhaupt keine Wirkung. Im zweiten Grenzfall $f = \infty$ stellt der Kondensator einen Kurzschluß dar, über den der Widerstand R_2 ohne Phasenverschiebung parallel zum Ausgang liegt.

3.3.6 Liniendiagramm eines gemilderten Tiefpasses

Für verschiedene Widerstandsverhältnisse $a = R_2/R_1$ wurden für eine Reihe von interessanten Bedingungen die entsprechenden Werte errechnet und in einer Tabelle, Abb. 3.42, zusammengefaßt. Die erste Spalte neben der willkürlich Veränderlichen a enthält das jeweilige Verhältnis von $f_g/f_{gu} = 1/\sqrt{a^2 + a}$, es ist das Verhältnis von der Frequenzgrenze des gemilderten Tiefpasses zur Grenzfrequenz des reinen eingliedrigten Tiefpasses. Die zweite Spalte gibt über die Tangensbeträge der maximalen Phasendrehungen φ_{\max} Auskunft, während die dritte Spalte den jeweiligen Phasenwinkel φ ausweist. In der vierten Spalte sind die entsprechenden Amplitudenverhältnisse von U/U_0 für den Fall $f = f_g$, die Frequenzgrenzbedingung, eingetragen. Die fünfte Spalte enthält den Grad der Amplitudenschwächung bei der theoretisch unendlich hohen Eingangsfrequenz. Der jeweilige Kehrwert dieser Zahlen ergibt die Faktoren für die „Tiefenbetonung“ der einzelnen Widerstandsverhältnisse in guter Näherung. Zum Beispiel werden die tiefen Frequenzen bei einem Wert von $a = 0,5$ um 300% bevorzugt; macht man $R_1 = R_2$, $a = 1$, so beträgt der Faktor für die Tiefenanhebung 200%. Die beiden letzten Spalten enthalten Werte eines konkreten Beispiels

$\frac{R_2}{R_1}$	$\frac{1}{\sqrt{a^2 + a}}$	$\frac{1}{2\sqrt{a^2 + a}}$	$\frac{U}{U_0} = \sqrt{\frac{a}{a+1}}$	$\frac{U}{U_0} = \frac{a}{a+1}$	$\frac{f_g = 1}{2\pi R_1 C \sqrt{a^2 + a}}$	$\frac{\omega_g = 1}{R_1 C \sqrt{a^2 + a}}$	
a	$R_1 C \omega_g$	$\tan \varphi_{max}$	φ_{max}	$f = f_g$	$f = \infty$	$R_1 = 10^4;$ $C = 10^{-8}$	$R_1 = 10^4;$ $C = 10^{-8}$
0,1	3,020	1,510	56,5°	0,302	0,091	4,8 kHz	30,20 · 10 ³
0,2	2,040	1,020	45,6°	0,408	0,167	3,24 „	20,40 · 10 ³
0,3	1,602	0,801	38,7°	0,481	0,231	2,55 „	16,02 · 10 ³
0,4	1,336	0,668	33,8°	0,535	0,286	2,12 „	13,36 · 10 ³
0,5	1,155	0,577	30°	0,578	0,333	1,84 „	11,55 · 10 ³
0,6	1,022	0,511	27°	0,613	0,375	1,62 „	10,22 · 10 ³
0,7	0,916	0,458	24,6°	0,642	0,412	1,46 „	9,16 · 10 ³
0,8	0,833	0,417	22,6°	0,667	0,444	1,33 „	8,33 · 10 ³
0,9	0,764	0,382	20,9°	0,688	0,473	1,22 „	7,64 · 10 ³
1	0,707	0,354	19,5°	0,707	0,5	1,12 „	7,07 · 10 ³
2	0,408	0,204	11,5°	0,817	0,667	0,65 „	4,08 · 10 ³
3	0,288	0,144	8,2°	0,866	0,75	0,43 „	2,88 · 10 ³
4	0,224	0,112	6,4°	0,895	0,8	0,36 „	2,24 · 10 ³
5	0,1826	0,0913	5,2°	0,913	0,834	0,289 „	1,83 · 10 ³
10	0,0954	0,0477	2,7°	0,954	0,91	0,150 „	0,954 · 10 ³



$$\frac{U}{U_0} = \frac{\sqrt{(1 + R_1 R_2 \omega^2 C^2 + R_2^2 \omega^2 C^2)^2 + R_1^2 \omega^2 C^2}}{1 + [(R_1 + R_2) \omega C]^2}$$

$$\tan \varphi = \frac{R_1 \omega C}{1 + R_1 R_2 \omega^2 C^2 + R_2^2 \omega^2 C^2}$$

Abb. 3.42 Tabelle für das Verhalten eines gemilderten Tiefpasses bei sinusförmiger Ansteuerung und bestimmten Werten $a = R_2/R_1$

mit der RC -Anordnung $R_1 = 10^4 \Omega$ und $C = 10^{-8}$ F. Die Zahlen dieser Tabelle wurden für die Erstellung der Diagramme in der Abb. 3.43 und Abb. 3.44 verwendet.

Abb. 3.43 zeigt das Liniendiagramm der Amplitudenverhältnisse von der Ausgangs- zur Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz. Das Widerstandsverhältnis $a = R_2/R_1$ dient in der Darstellung als Parameter;

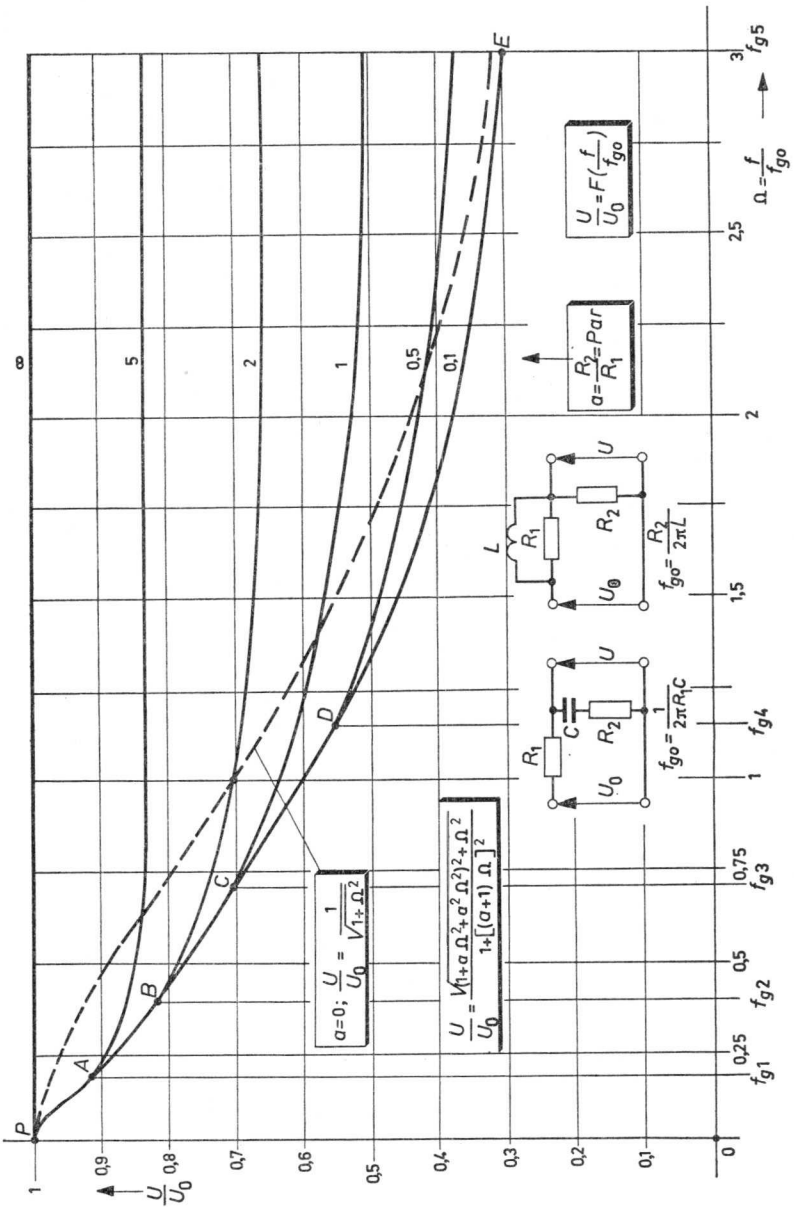


Abb. 3.43 Frequenzabhängiger Amplitudengang eines gemilderten Tiefpasses

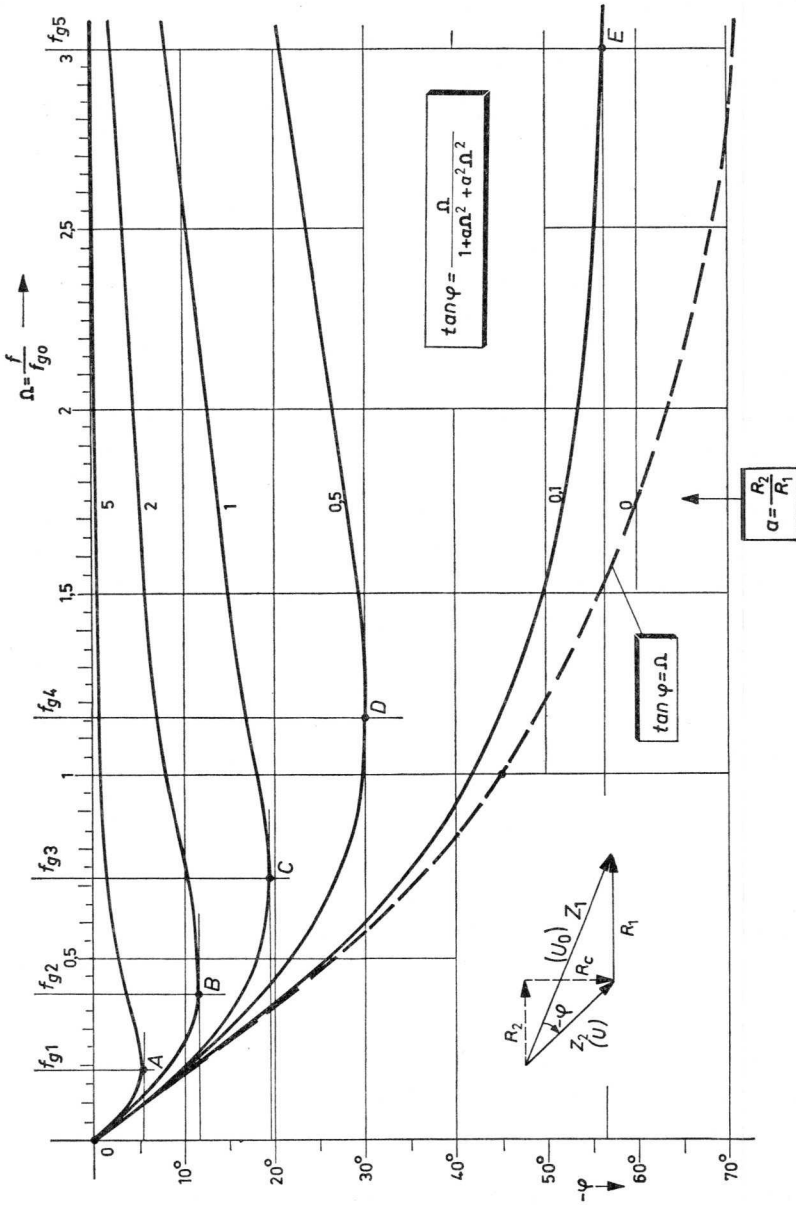


Abb. 3.44 Frequenzabhängiger Phasengang eines gemilderten Tiefpasses

es ist eine Größe, die für eine ganze Meßreihe jeweils konstantgehalten wird. Für sieben a -Werte ($a = 0; 0,1; 0,5; 1; 2; 5$ bzw. ∞) wurden die Kennlinien in das Achsenkreuz eingezeichnet. Die y -Achse enthält das Amplitudenverhältnis, während die x -Achse das Frequenzverhältnis beinhaltet. Alle Kurven beginnen im Punkt P , der auf der y -Achse im Abstand $U/U_0 = 1$ vom Mittelpunkt 0 des Koordinatensystems liegt. Das ist erklärlich, da der Kondensator sich bei $f = 0$, also bei Gleichspannung, sehr schnell auflädt und sich dann die volle Eingangsspannung am Ausgang aufbaut.

Die Kurve $a = \infty$ ist eine Gerade im Abstand 1 parallel zur x -Achse. Bekanntlich wird der Quotient $a = R_2/R_1$ dann unendlich, wenn entweder $R_2 = \infty$ oder $R_1 = 0$ ist. In beiden Fällen wird theoretisch der Kondensator C des Netzwerks unwirksam, und man erhält eine frequenzunabhängige Übertragungskennlinie. Macht man dagegen a endlich groß, z.B. $a = 5 \dots 2 \dots 1 \dots$ usw., so fällt bei Steigerung der Frequenz von 0 aus die Ausgangsspannung sehr schnell ab. In den Punkten A, B, C, D und E , bei der jeweiligen Frequenzgrenze, beginnen nacheinander die betreffenden a -Kurven von der vom Punkt P aus gemeinsam zurückgelegten Richtung allmählich abzuweichen. Sie scheren von der jeweiligen Frequenzgrenze an aus und streben einem minimalen Grenzwert zu; sie verlaufen von einem annähernd der dreifachen Frequenzgrenze entsprechenden Wert an parallel zur x -Achse.

Man kann also mit einer für die Praxis ausreichenden Genauigkeit feststellen, daß die Ausgangsamplitude eines gemilderten eingliedrigen Tiefpasses ab einer Frequenz, die etwa dreimal so hoch wie die Frequenz bei der Frequenzgrenze ist, nicht mehr frequenzabhängig ist. Der Fall $a = 0$ und $R_2 = 0$ stellt die Kennlinie des normalen ungemilderten eingliedrigen Tiefpasses dar.

In Abb. 3.44 sind die entsprechenden Winkelfunktionen für die betreffenden Amplitudenfunktionen der Abb. 3.43 eingezeichnet. Da die Ausgangsspannung U der Eingangsspannung U_0 um den Winkel φ nacheilt – der Kondensator C muß immer erst geladen werden, bevor sich eine Spannung an ihm aufbauen kann – sind die Phasenwinkel-Kurven negativ und entsprechend dargestellt worden. Die Abbildung enthält ebenfalls das Vektordiagramm.

3.3.7 Vergleich: überbrückter Hochpaß—gemilderter Tiefpaß

Es ist lehrreich, die Zahlen beider Tabellen von Abbn. 3.32 und 3.42 miteinander zu vergleichen. Für entsprechende Widerstandsverhältnisse sind die Ergebnisse der Spalten φ_{\max} , U/U_0 bei $f = f_g$, U/U_0 für $f = 0$ oder $f = \infty$

einander gleich. Für den Fall des Milderungsfaktors eines Tiefpasses $a' = 0,5$; $1/a' = 2$ und den entsprechenden Fall eines überbrückten Hochpasses $a = 2$ sind die Amplituden- und Phasenverhältnisse einander in Abb. 3.45 gegenübergestellt.

Bei dieser Gegenüberstellung wurde angenommen, daß die beiden Längswiderstände R_1 und R'_1 , die Kondensatoren C und C' und die den beiden Querableitungen angehörenden Widerstände R_2 und R'_2 einander gleich sind. In den Schaltbildern sind die Widerstände R_2 und R'_1 gestrichelt ge-

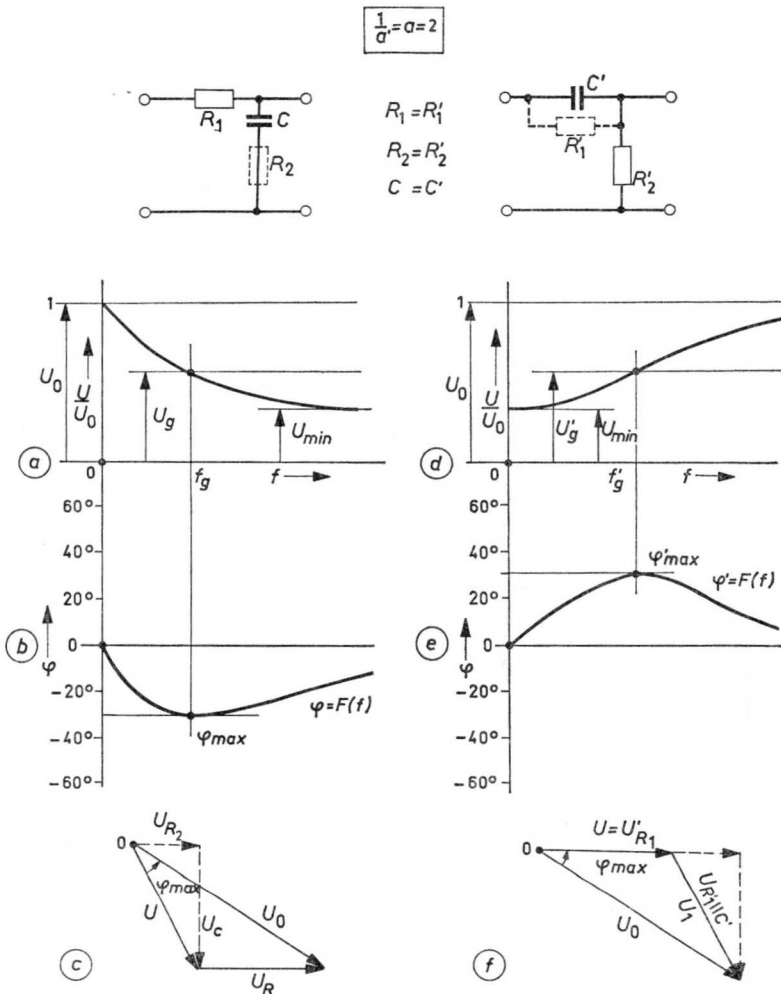


Abb. 3.45 Gegenüberstellung: gemilderter Tiefpaß – überbrückter Hochpaß

zeichnet, um anzudeuten, daß es die Korrekturalemente sind, die nicht zum normalen Hoch- und Tiefpaß gehören. Beide Bauelemente mildern die Phasenwirkung der Netzwerke und korrigieren den Frequenzverlauf. Während R_2 eine vollständige Unterdrückung der mittleren und hohen Frequenzen verhindert – ein normaler Tiefpaß würde das bei geeigneter Bemessung bewerkstelligen – sorgt das Korrekturglied R'_1 beim Hochpaß für eine, wenn auch geschwächte, Übertragung der tiefen Frequenzen. Ein normaler Hochpaß würde die Tiefen sehr stark unterdrücken. Eine Hintereinanderschaltung beider Pässe ergäbe ein Netzwerk, welches sowohl tiefe wie hohe Frequenzen gegenüber den mittleren (im angenommenen Beispiel um den Faktor 3) bevorzugen würde. Wie bereits erwähnt, sind die Ausgangsspannungen und Absolutwerte der Phasenwinkel bei entsprechendem Aufbau der korrigierten Pässe an der Frequenzgrenze jeweils einander gleich. In Abb. 3.45c und f sind die jeweiligen Vektordiagramme für die Frequenzgrenze dargestellt. Abbn. b und e beinhalten die Liniendiagramme der Phasenverschiebung. Die Teilbilder a und d enthalten die Amplitudenverhältnisse in absoluter Darstellung.

Das Vektorbild 3.45c ist wie folgt zustande gekommen: Vom Endpunkt des U_{R_2} -Vektors wird der U_C -Vektor senkrecht nach unten aufgetragen. Ausgehend von dessen Endpunkt schließt sich horizontal der U_{R_1} -Vektor an. Damit sind die Spannungsabfälle, die auf die Eingangsspannungsklemmen bezogenen inneren Spannungen des Netzwerks, amplituden- und phasengerecht angeordnet. Die Eingangsspannung U_0 verläuft vom Anfangspunkt des U_{R_2} -Vektors zum Endpunkt des U_{R_1} -Vektors. Die Ausgangsspannung U ist die vektorielle Summe von U_{R_2} und U_C , sie eilt der Eingangsspannung um den Winkel φ nach. Das Vektordiagramm dreht sich entgegen dem Uhrzeigersinn um den Nullpunkt.

Das Vektordiagramm der Abb. 3.45f kommt auf ähnliche Art zustande. Geht man von der unteren Eingangsklemme aus, so ist zunächst der Spannungsabfall am Widerstand R'_2 in positiver reeller Richtung aufzutragen (von 0 aus waagrecht nach rechts). Von der Spitze dieses Vektors U'_{R_2} ausgehend wird der Spannungsabfall U_1 unter einem Winkel aufgetragen; es ist der Abfall an der Parallelschaltung von R'_1 und C' . Die vektorielle Summe der inneren Spannungsabfälle $U = U'_{R_2}$ und U_1 ergibt die Eingangsspannung in Form des Vektors U_0 , welcher im Nullpunkt beginnt und im Endpunkt des Vektors $U_1 = U'_{R_1} \parallel C'$ endet. Der Winkel φ'_{\max} ist für den Sonderfall $f = f_g$ gleich dem Winkel φ_{\max} , er ist jedoch voreilend, also positiv.

In Abb. 3.46 wurden die beiden Vektordiagramme der analogen, korrigierten Pässe für den Fall $f = f_g$ ineinandergezeichnet; das Ergebnis ist ein

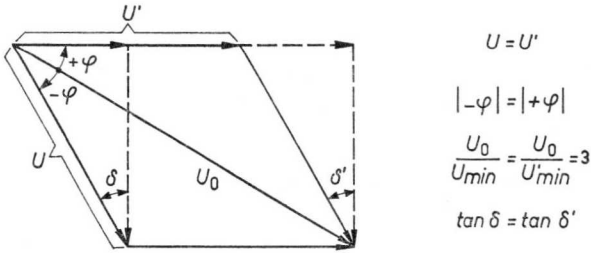


Abb. 3.46 Vektorbild eines gemilderten Tiefpasses und des entsprechenden überbrückten Hochpasses

Parallelogramm mit U_0 als langer Diagonale. Man kann also zusammenfassend feststellen:

1. Der gemilderte Tiefpaß und der überbrückte Hochpaß haben an der Frequenzgrenze gleiches Verhalten, wenn sie aus gleichen Elementen aufgebaut sind.
2. Während die Ausgangsspannung an der Frequenzgrenze beim gemilderten Tiefpaß der Eingangsspannung um den Phasenwinkel φ_{max} nacheilt, ist die Phasenverschiebung φ'_{max} an der Frequenzgrenze des überbrückten Hochpasses um den gleichen Betrag voreilend.

3.3.8 Verformung eines Rechtecksignals durch einen gemilderten Tiefpaß

Die im Abschnitt 3.2 angestellten Untersuchungen am eingliedigen Tiefpaß hinsichtlich der Signalverformung haben gezeigt, daß besonders die Anstiegsflanke bei geeigneter Wahl der Tastfolgefrequenz verformt wird. Es gilt nun zu klären, in welchem Maße ein gemilderter Tiefpaß den Flankenanstieg verformt. Nach Abb. 3.47 ist der Kondensator im Einschaltmoment ungeladen. Es fließt ihm von den Eingangsklemmen durch die Widerstände R_1 und R_2 ein im Verlauf der Ladeperiode exponentiell abnehmender Strom zu. Dieser sofort vorhandene Ladestrom erzeugt auch am Korrekturwiderstand R_2 einen Spannungsabfall, der zusammen mit

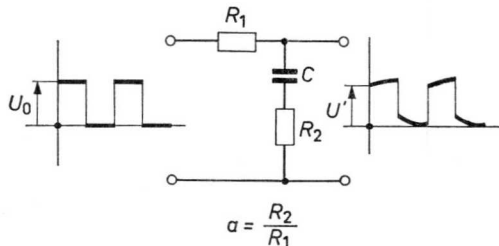


Abb. 3.47 Verformung des Rechtecksignals durch einen gemilderten Tiefpaß

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C \sqrt{a^2 + a}}; \quad \tan \varphi_{max} = \frac{1}{2\sqrt{a^2 + a}}$$

dem Spannungsverlust an R_1 die Eingangsspannung ausmacht. Die Spannung U_0 verteilt sich im Einschaltmoment auf die beiden Widerstände, solange sich im Kondensator noch keine Ladung angesammelt hat; wobei der Spannungsanteil des Widerstands R_2 gleichzeitig die Ausgangsspannung U darstellt. Im Gegensatz zum eingliedrigen Tiefpaß beginnt der Kurvenzug der jeweiligen Periode nicht auf der Nulllinie (siehe Abb. 3.22 und 3.25), sondern bei einem Anfangswert U' , der vom Verhältnis der Widerstände $a = R_2/R_1$, dem Grad der Milderung des Tiefpasses abhängig ist.

In der ersten Halbperiode lädt sich der Kondensator C je nach der Zeitkonstante und der Dauer der Ladeperiode mehr oder weniger auf, um sich in der zweiten „Halbzeit“, wenn die Eingangsspannung auf Null heruntergetastet ist, über die Widerstände R_1 und R_2 und den inneren Widerstand des Steuergenerators zu entladen. Um diesen inneren Widerstand bei allen Überlegungen nicht berücksichtigen zu müssen, soll eine ausreichend niederohmige Steuerung vorausgesetzt werden. Der innere Widerstand des Generators R_i soll, wie eingangs schon betont, klein gegenüber dem Scheinwiderstand des Netzwerks sein.

Der Verlauf der Ausgangsspannung folgt der Bedingung:

$$\frac{U}{U_0} = 1 + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) e^{-\frac{t}{(R_1 + R_2)C}} \quad (3-47)$$

Ersetzt man in dieser Gleichung R_2 durch aR_1 und R_1C durch den Ausdruck der Frequenzgrenzbedingung

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C \sqrt{a^2 + a}}; \quad R_1 C = \frac{1}{2\pi f_g \sqrt{a^2 + 1}} \quad \text{und} \quad t = \frac{1}{2F}$$

dann erhält man folgenden Exponenten von e in:

$$\begin{aligned} \exp = -\frac{t}{R_1 C (1 + a)} &= -\frac{2\pi f_g \sqrt{a^2 + 1}}{2F(1 + a)} = -\frac{\pi f_g}{F} \sqrt{\frac{a^2 + a}{(1 + a)^2}} = \\ &= -\frac{\pi f_g}{F} \sqrt{\frac{a}{a + 1}} \end{aligned} \quad (3-48)$$

Der Endzustand der Gleichung, die über die Signalverformung eines gemilderten Tiefpasses Auskunft gibt, lautet:

$$\boxed{\frac{U}{U_0} = 1 - \frac{1}{a + 1} \exp - \frac{f_g \pi}{F} \sqrt{\frac{a}{a + 1}}} \quad (3-49)$$

Es bedeuten:

$$a = R_2/R_1$$

f_g = Frequenzgrenze, bis zu der die tiefen
Frequenzen angehoben werden

F = Tastfolgefrequenz

3.3.9 Meßschablone zur Ermittlung der Tiefenanhebung

Abb. 3.48 ist die grafische Nutzenanwendung der Gl. (3-49). Die Größe f_g/F ist die willkürliche Veränderliche; zu jedem Wert dieser Größe wurde das betreffende Spannungsverhältnis U/U_0 aufgetragen. Der Wert a ist der Parameter. In der Abbildung sind 10 Kurven enthalten, wobei eine Variation der Größe a von 0,005 bis 5 berücksichtigt wurde. Man erkennt, daß die Kurven von $a = 5$ bis $a = 0,5$ einen ähnlichen Verlauf haben; sie beginnen in unterschiedlicher Höhe auf der y -Achse in Punkten, deren Abstände von der x -Achse – setzt man sie zum Abstand der Größe $y = 1$ ins Verhältnis – den Grad der Tiefenanhebung angeben. Die Kurven verlaufen erst mit unterschiedlicher Steigung annähernd linear, um sich dann der

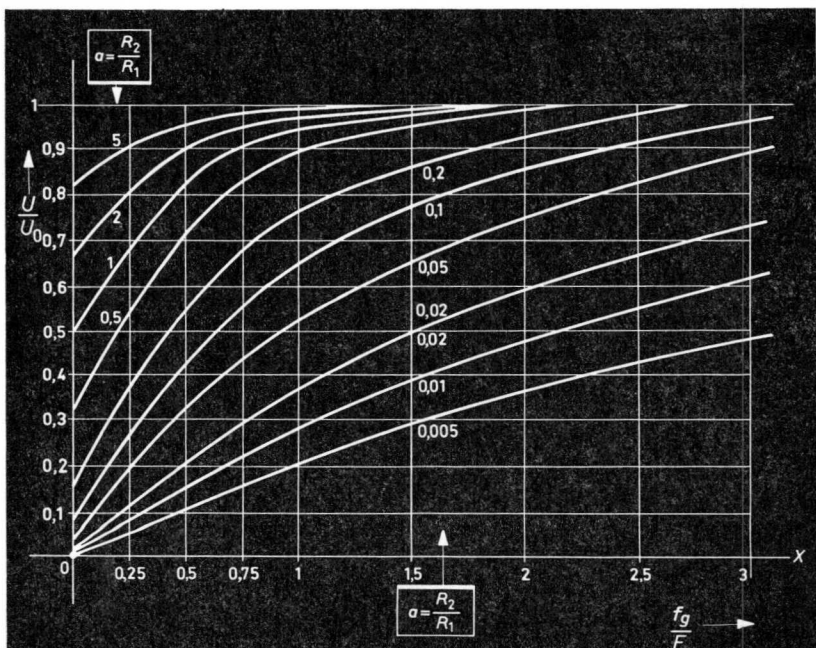


Abb. 3.48 Meßschablone zur Ermittlung der Tiefenanhebung

Geraden $y = 1$ anzunähern. Diese Art des Kurvenverlaufs wird aber von einer bestimmten Größe an von a ($\sim 0,2$) nicht mehr eingehalten. Mit fallendem a -Wert wird die Charakteristik der jeweiligen Kurve geradliniger. Das kann man:

1. mit der Definition der Frequenzgrenze und
2. durch die Wahl des Maßstabs für die x -Achse begründen.

Aus der Tabelle der Abb. 3.42 geht hervor, daß die Frequenzgrenze mit kleiner werdendem a immer höhere Werte annimmt. Das bedeutet: Die Frequenz, bei der jeweils die größte Phasenschiebung stattfindet, steigt bei stetiger Verkleinerung von a unverhältnismäßig schnell an. Will man den x -Maßstab einhalten, so muß man, um z.B. den x -Wert $2 = f_g/F$ zu erreichen, die Impulsfolgefrequenz $F = 1/T$ des Rechtecksignals groß machen, was bedeutet, daß die Zeit $t = T/2$ als Wartezeit, in der die Aufladung bzw. Umladung des Kondensators erfolgt, sehr klein wird. Der Kurvenanstieg wird dadurch zunehmend linearisiert.

Diese Gegebenheit ist auch anhand der Tabelle 3.42 ersichtlich. Macht man das Verhältnis $R_2/R_1 = a$ klein, so wird der Widerstandswert R_2 bei konstantem Wert R_1 sehr klein gewählt werden müssen, z.B. $R_2 = 0,01 R_1$. Nach der Beziehung (3-45) kann man für diesen Fall die Frequenzgrenze berechnen aus:

$$R_1 C \omega'_g = \frac{1}{\sqrt{0,01^2 + 0,01}} \doteq 10$$

Die Frequenzgrenze liegt also in diesem Beispiel etwa zehnmal höher als die obere Grenzfrequenz des reinen Tiefpasses, denn für diesen lautet die Grenzfrequenzbedingung bekanntlich:

$$f_{g0} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Würde man einen eingliedigen Tiefpaß eingangsseitig mit einer derartig hohen Tastfolgefrequenz ansteuern, dann würde sich ausgangsseitig die gleiche Verformung ergeben wie sie – gleiche Maßstäbe vorausgesetzt – die Kurve $a = 0,01$ der Abb. 3.48 anzeigt.

Alle diese Kurven stellen in Wirklichkeit die verformten Flanken der Steuersignale dar, die durch das Übertragungsverhalten gemilderter eingliedriger Tiefpässe oder ähnliche Übertragungseigenschaften frequenzkorrigierter Nf-Verstärker zustandekommen.

Man kann also die Darstellung der Abb. 3.48 in Form eines Fotonegativs als Meßschablone verwenden, um anhand verformter Rechtecksignale Aussagen über die Verformungsursachen der betreffenden Prüfobjekte machen

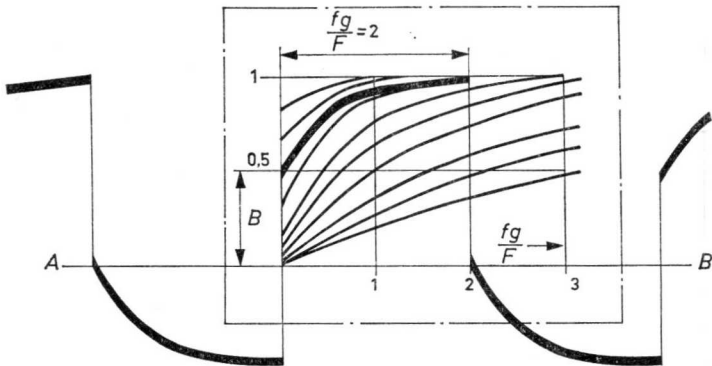


Abb. 3.49 Anwendung der Meßschablone von Abb. 3.48

zu können. In der Praxis wird man wahrscheinlich nur die Kurvenschar von $a = 5$ bis $a = 0,5$ und deren Zwischenräume benötigen. Erfahrungsgemäß werden die tiefen Frequenzen kaum stärker bevorzugt.

In Anwendung der Schablone, Abb. 3.49, legt man diese so auf das Oszillogramm, daß ihre x -Achse in einer gedachten Geraden AB' zu liegen kommt, die die Startpunkte der negativen Dächer miteinander verbindet. Ist dagegen die Schablone am Oszillografen befestigt, so muß selbstverständlich die gedachte Gerade des Oszillogramms mit dem Vertikaleinsteller in die erwähnte Lage gebracht werden. Als nächstes ist die y -Achse der Schablone mit der Anstiegsflanke einer Halbperiode des verformten Rechtecksignals zur Deckung zu bringen. Verläuft die Anstiegsflanke nicht senkrecht, dann muß man dafür sorgen, daß diese beide Achsen schneidet, also durch den Nullpunkt des Koordinatensystems der Schablone verläuft. Der dritte Einstellvorgang bezieht sich auf die Vertikalverstärkung des Oszillografen. Das Dach des Oszillogramms muß entweder auf einer der a -Linien liegen oder sich harmonisch in einen der Zwischenräume einordnen.

Nach erfolgter Einstellung vermag man, ähnlich wie bei der Anwendung der Meßschablone nach Abb. 3.36 und 3.38, hinsichtlich der Übertragung der tiefen Frequenzen folgende Aussagen zu machen:

1. Den Grad der Anhebung der Tiefen erkennt man am Beginn der dachgleichen a -Kurve der Schablone oder der gedachten Kurve, wenn sich der Flankenanstieg des Oszillogramms nur in einen der Zwischenräume einordnen läßt. Der Kehrwert des so ermittelten y -Werts gibt den Überhöhungsfaktor α an:

$$\alpha = \frac{a + 1}{a} = \frac{U_0}{U} = \frac{1}{y}$$

In Abb. 3.49 ist die Strecke $B = 0,5$.

2. Auf der x -Achse der Schablone liest man bei entsprechender Einstellung der Halbperiodenbreite das Verhältnis f_g/F ab. Aus diesem Betrag kann man dann die Frequenzgrenze ermitteln. Die Halbperiodenbreite des Oszillogramms wird am Steuergenerator so eingestellt, daß sich der Anstiegsverlauf, wie erwähnt, entweder mit einer der a -Kurven der Schablone deckt oder harmonisch in eines der Zwischenfelder einordnet.

So erhält man zwei wesentlich kennzeichnende Größen, die über die Frequenzkorrektur eines aperiodischen Verstärkers im Bereich der tiefen Frequenzen Auskunft geben.

Zusammenfassend wäre also festzuhalten, daß sich eine Bevorzugung der tiefen Frequenzen in von links nach rechts ansteigenden Dächern der Ausgangsoszillogramme äußert.

3.4 Die Zusammenwirkung der Verformungseinflüsse

In der Praxis kann man – zumindest im Nf-Gebiet – die Verformungserscheinungen der Rechtecksignale nicht voneinander trennen, da die obere und untere Grenzfrequenz nicht genügend weit auseinanderliegen. Nach den vorangehenden Ausführungen müßte durch das Prüfobjekt für genügend kleine gegenseitige Beeinflussung die Bedingung:

$$50f_{gu} \leq F \leq \frac{f_{go}}{20}$$

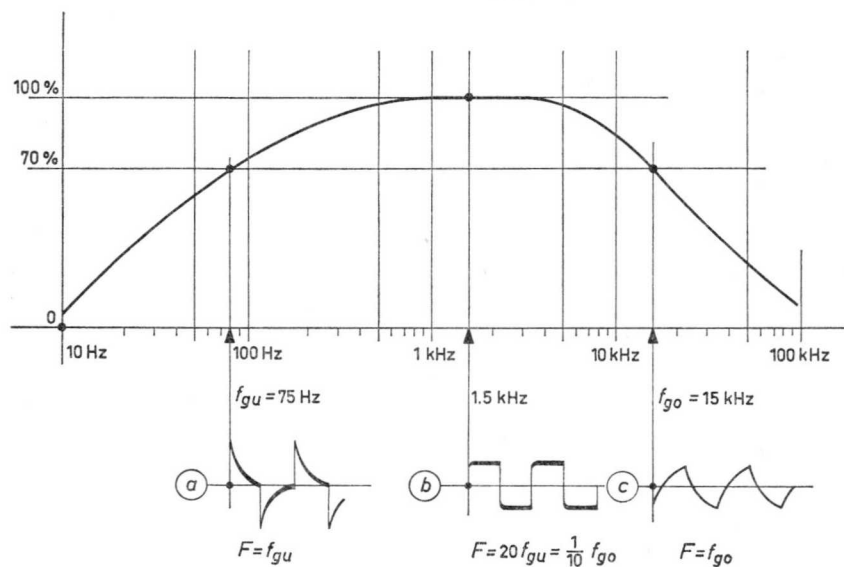


Abb. 3.50 Durchlaßkurve und Rechtecksignal-Verformung eines Nf-Verstärkers

hinsichtlich des Frequenzumfangs erfüllt werden. Bei einer unteren Grenzfrequenz von $f_{gu} = 50$ wäre eine obere Grenzfrequenz von $f_{go} = 1000$ $f_{gu} = 50$ kHz erforderlich; eine Erwartung, die man an Hi-Fi-Anlagen stellt und bei Verstärkern mit eisenlosem Ausgang auch annähernd erreicht. Die meisten Nf-Verstärker älterer Rundfunkgeräte und Ela-Anlagen übertragen aber vielfach nur das Frequenzgebiet zwischen ca. 75 Hz und 15 kHz. Prüft man derartige Verstärker mit einem symmetrischen Rechtecksignal, z.B. $F = 1,5$ kHz, dann hat man die dritte Reihe der Tabelle in Abb. 3.25 und die zweite Reihe der Tabelle nach Abb. 3.15 zu berücksichtigen, um die zu erwartende Signalverformung schätzen zu können.

In Abb. 3.50 ist der Frequenzgang eines nichtkorrigierten Nf-Verstärkers in logarithmischem Frequenzmaßstab dargestellt. Die untere Grenzfrequenz dieses Verstärkers beträgt $f_{gu} = 75$ Hz, die obere Grenzfrequenz $f_{go} = 15$ kHz. Für drei charakteristische Frequenzen sind in Abb. 3.50 verformte Mäandersignale enthalten. Das Teilbild *a* enthält die Signalverformung bei der unteren Grenzfrequenz; die Dachschräge dieses verformten Signals beträgt ca. 100%. Das Teilbild *c* beinhaltet die Verformungserscheinung bei der oberen Grenzfrequenz; man erkennt deutlich die Flankenverformung.

Bei einer derartigen Durchlaßkurve ist es zunächst zweckmäßig, die Tastfolgefrequenz so zu wählen, daß sowohl die Dachverformung als auch die Deformierung der Anstiegsflanke möglichst klein ist. Macht man die Tastfolgefrequenz zwanzigmal größer als die untere Grenzfrequenz und zehnmal kleiner als die obere Grenzfrequenz, dann erhält man am Ausgang des Verstärkers oder eines entsprechenden Vierpols ein Oszillogramm, wie es

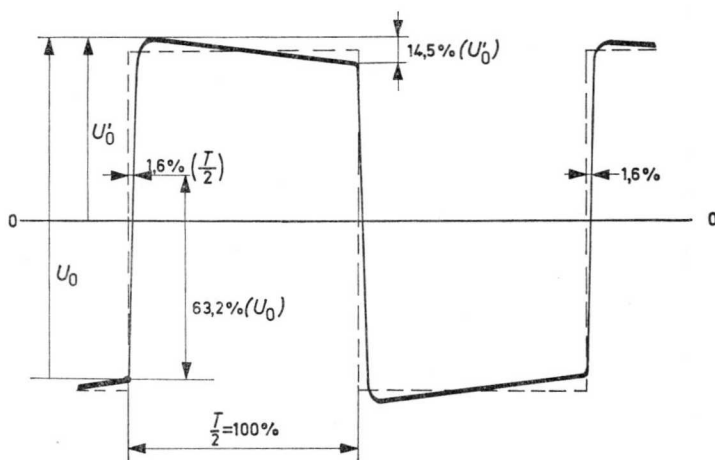


Abb. 3.51 Verformung infolge Höhen- und Tiefenbeschnidung

in Teilbild *b* wiedergegeben ist. Dieses Teilbild ist in Abb. 3.51 mit Angabe der Verformung in Prozent dargestellt. Die bei einem Frequenzverhältnis von 20 durch die untere Grenzfrequenz verursachte Dachschräge beträgt 14,5%, die Flankenverformung 1,6% der Zeit $T/2$ bei einem Frequenzverhältnis von $f_{g0}/F = 10$ in Höhe von 63,2% der Amplitude. Liegen die beiden Grenzfrequenzen f_{gu} und f_{g0} so weit auseinander, dann beeinflussen sich die Verformungserscheinungen des Dachs und der Flanke gegenseitig nur wenig.

In der Praxis kommen aber derartig einfache, nichtkorrigierte Nf-Verstärker nicht sehr häufig vor. Die meisten Verstärker sind mehr oder weniger frequenzkorrigiert. Der Grad der Korrektur ist außerdem häufig durch sogenannte Klangeinstellorgane getrennt für Tiefen und Höhen oder auch gemeinsam wählbar.

Ein Beispiel der Durchlaßkurven solcher Verstärker ist in Abb. 3.52 enthalten. Auch hier wurde eine logarithmische Frequenzeinteilung verwendet; der Amplitudenmaßstab ist linear. Die Amplitudenfunktion entsprechend der Einstellung „Höhen und Tiefen bevorzugt“ ist voll ausgezogen, die Kurve „Klangeinstellung normal“ ist gestrichelt dargestellt. Für die verschiedenen Einstellungen des Rechteckgenerators sind in den Teilbildern *a* bis *e* die zu erwartenden Oszillogramme dargestellt. Das Teilbild *a* gibt das verformte Mäandersignal bei der Einstellung $F = f_g$ (Hochton- und Tieftoneinsteller auf Maximum) wieder.

Im Bild *c* ist das Oszillogramm angedeutet, das bei gleicher Stellung des Rechteckgenerators wie im Fall des Bilds *a* zustandekommt, vorausgesetzt, daß der Hochtoneinsteller in Stellung „normal“ gebracht wird. Der Unterschied beider Bilder besteht nur darin, daß Bild *c* die in Bild *a* enthaltenen „Nasen“ am jeweiligen Dachanfang nicht aufweist. Der Anstieg des Rechteckdachs beider Bilder ist für die Tiefenbetonung kennzeichnend.

Während die Basis der „Nasen“ in Bild *a* sehr schmal ist, sind diese bei einer Tastfolgefrequenz von 1,5 kHz breiter geworden. Der Dachanstieg ist hier kleiner, da sich die Tiefenanhebung bei diesem Frequenzverhältnis nicht mehr so stark bemerkbar macht. Bei weiterer Steigerung der Tastfolgefrequenz (Bild *d*) bis zur oberen Frequenzgrenze f_g' werden die „Nasen“ immer breiter. Dieser Fall ist in Teilbild *b* wiedergegeben. Hier ist die Basis der „Nasen“ fast der Halbperiodenzeit des Mäandersignals gleich. Man vergleiche die Form mit der Meßschablone gemäß Abb. 3.36.

Das Teilbild *e* unterscheidet sich von den vorangehenden Oszillogrammen durch ein größeres Amplitudenverhältnis f_{g0}/F und erhebliche Verformungserscheinungen der Anstiegsflanken. Es kommt bei einer Tastfolgefrequenz zustande, die etwa doppelt so groß wie die Frequenz bei der Frequenzgrenze ist.

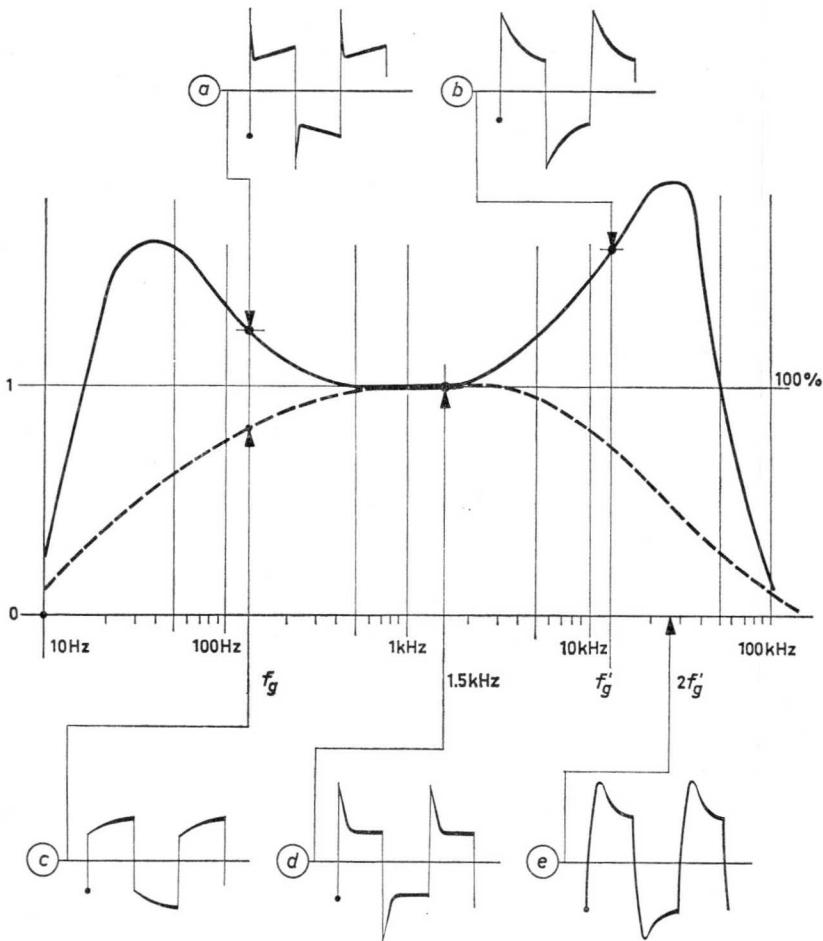


Abb. 3.52 Durchlaßkurve und Rechtecksignal-Verformung eines frequenzkorrigierten Nf-Verstärkers

3.4.1 Einige Oszillogramme als Beispiele

Als Beispiel dienen noch einige Oszillogramme. Abb. 3.53 enthält ein Oszillogramm, welches an einem normalen überbrückten Hochpaß hergestellt wurde. Der Flankenanstieg ist in diesem Bild steil, da die obere Grenzfrequenz im Netzwerk sehr hoch liegt. Der Grad der Höhenbevorzugung beträgt in diesem Fall nicht ganz 100%, denn die „Nase“ des jeweiligen Halbbilds ist etwas kürzer als der senkrechte Abstand der Dächer. Die Basis der „Nasen“ beträgt ca. $1/6$ der Periodenhalbzzeit. Betrachtet man die Kurve

$a = 1$ in Abb. 3.36, so kann man den Wert für das Frequenzverhältnis f_g'/F mit einem Betrag von 3 bis 3,5 überschlägig angeben. Es ist weiter erkennbar, daß das an die „Nase“ anschließende Dach nicht restlos horizontal verläuft. Dieser Umstand deutet an, daß die tiefen Frequenzen bis zum Gleichstromanteil nicht vollständig übertragen werden.

Der Meßaufbau der Abb. 3.53 wurde auch für die Erstellung der Abb. 3.54 beibehalten. Die Tastfolgefrequenz des Steuersignals wurde allerdings beträchtlich erhöht. Dabei erscheint zwangsläufig das erste Viertel der betreffenden Halbperiode etwa auf Halbperiodenbreite auseinandergezogen. Das Verhältnis f_g'/F wurde kleiner und daher die Basis der „Nasen“ größer. Am Oszillogramm erkennt man die Erhöhung der Tastfolgefrequenz auch daran, daß der Flankenanstieg nunmehr sichtbarer hervortritt. Anhand der Meßschablone gem. Abb. 3.36 kann man hierfür ein Frequenzverhältnis $f_g'/F = 1$ annehmen. Man kann also in diesem Fall die Frequenz der Frequenzgrenze, es ist die Frequenz von welcher an die Höhenanhebung erfolgt, der Frequenz gleichsetzen, die am Rechteckgenerator eingestellt ist.

Ein weiteres Beispiel aus der Praxis enthält Abb. 3.55; es gibt die Ausgangsspannung des Nf-Verstärkers eines Fernsehgeräts PHILIPS 23 TD 362 wieder. Der Verstärker wurde eingangsseitig mit einem Rechtecksignal angesteuert. Die Ausgangsspannung wurde parallel zum Lautsprecher abgegriffen; es ist also nicht der Strom, sondern die Spannung oszillografiert worden. Die Tastfolgefrequenz betrug 1,6 kHz. Hier fällt die steile Anstiegsflanke auf, was darauf hindeutet, daß die obere Grenzfrequenz des Verstärkers sehr hoch liegt. Interessant ist weiterhin der Grad der Höhenbevorzugung, der hier mit dem Faktor 4 angegeben werden kann. Est ist zu vermuten, daß die Eigenresonanz der Lautsprecherschwingspule für diese Tatsache verantwortlich ist.

Die Form des Oszillogramms der Abb. 3.56 kann als Bestätigung der Annahme gelten. Dieses Bild ist unter gleichen Voraussetzungen wie das vorangehende zustande gekommen. Es wurde jedoch nicht, wie im Fall der Abb. 3.55, die Ausgangsspannung parallel zur Schwingspule oszillografiert, sondern es wurde stromproportional ausgekoppelt. In Serie mit der Schwingspule wurde ein 10- Ω -Widerstand ($R_L = 800 \Omega$) geschaltet und die daran abfallende Spannung dem Oszillografen zugeführt. Das Verhältnis der Amplituden der hohen Frequenzen zu denen der mittleren und tiefen Frequenzen erscheint hier wesentlich günstiger; es kann mit dem Faktor 2 angegeben werden. Weiterhin ist das Dach hier ansteigend. Das ist eine Aussage über die Bevorzugung der tiefen Frequenzen. Bei der Aufnahme der Abbn. 3.55 und 3.56 war der Hochtoneinsteller voll aufgedreht. Um die Wirkung des Hochtoneinstellers zu demonstrieren und zu kontrollieren,

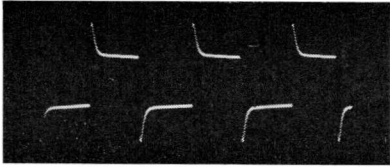


Abb. 3.53 Durch einen überbrückten Hochpaß verformtes Rechtecksignal, $f_a'/F = 3,5$

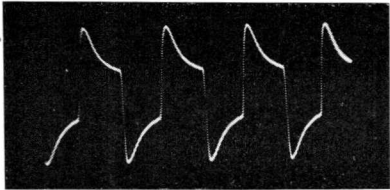


Abb. 3.54 $f_a'/F = 1$

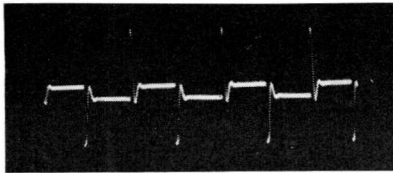


Abb. 3.55 Signalverformung durch den Nf-Verstärker eines Fernsehgeräts, Spannungsverlauf an der Schwingspule

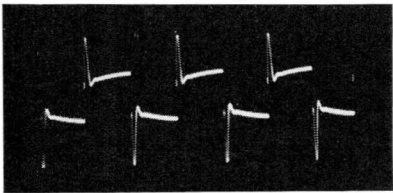


Abb. 3.56 Stromverlauf in der Schwingspule, Hochtoneinsteller „voll aufgedreht“

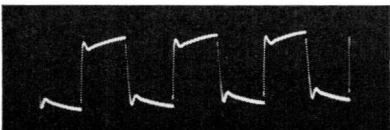


Abb. 3.57 Hochtoneinsteller auf normal

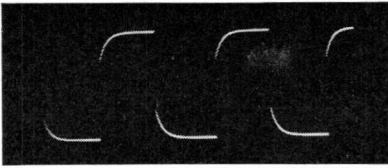


Abb. 3.58 Durch einen gemilderten Tiefpaß verformtes Rechtecksignal, $f_g/F = 2,5$

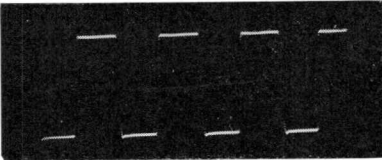


Abb. 3.59 Signalverformung durch den Nf-Verstärker eines Rundfunkgeräts, Tonkorrektureinsteller auf normal

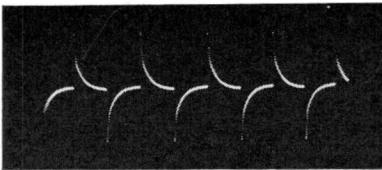


Abb. 3.60 Rechtecksignalfrequenz = untere Grenzfrequenz

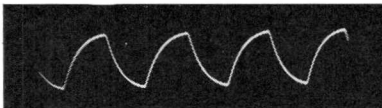


Abb. 3.61 Rechtecksignalfrequenz = obere Grenzfrequenz

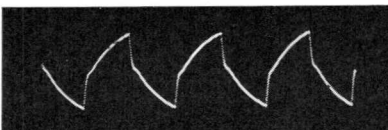


Abb. 3.62 Hochtoneinsteller „zugedreht“

wurde die Abb. 57 angefertigt. Unter Beibehaltung der sonstigen Einstellungen wurde nur der Hochtoneinsteller so weit zurückgedreht, bis das Dach annähernd waagrecht verläuft. Diese Hochtoneinstellung ist notwendig, wenn vom Verstärker eine annähernd amplitudengleiche Übertragung aller Frequenzen des gewünschten Umfangs verlangt wird. Auf das Vorhandensein der kleinen „Nasen“ am Dachbeginn soll im Verlaufe des Buchs noch eingegangen werden. Der deutlich hervortretende Flankenanstieg zeigt, daß die obere Grenzfrequenz des Geräts durch die Betätigung des Hochtoneinstellers kleiner geworden ist.

In Abb. 3.58 ist die verformte Rechteckspannung eines gemilderten Tiefpasses wiedergegeben. Der Grad der Korrektur der tiefen Frequenzen ist in diesem Beispiel nicht erheblich, da die Anstiegskurve erst ab Dreiviertel der Maximalhöhe auszuscheren beginnt. Das ansteigende Dach entspricht, verglichen mit der Meßschablone gem. Abb. 3.48, in Verlauf und Krümmung etwa der Kurve $a = 2$. Das Frequenzverhältnis f_g/F kann hier mit 2,5 geschätzt werden. Das bedeutet, daß die geringfügige Tiefenbevorzugung bei einer Frequenz von ca. 640 Hz beginnt, denn die Tastfolgefrequenz war hierbei ebenfalls 1,6 kHz.

Als nächstes wird Abb. 3.59 betrachtet. Das hierfür sowie für die folgenden Bilder benutzte Prüfobjekt war ein Rundfunkgerät, PHILIPS Typ Sirius 423 B 4 T 23 A. Anstelle der Schwingspule wurde das Gerät mit einem 5- Ω -Widerstand abgeschlossen; auch hier wurde eine Tastfolgefrequenz von 1,6 kHz auf den Eingang gegeben. Sowohl der Hochtoneinsteller als auch der Tieftoneinsteller wurden so weit zurückgedreht, bis die Ausgangsspannung brauchbares Rechteckverhalten aufwies. Die vorhandene Anstiegsflanke zeugt davon, daß die obere Grenzfrequenz in der Größenordnung von 16 bis 20 kHz liegt.

Zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz wurde die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals unter Beibehaltung der Klangkorrektureinstellungen so lange verkleinert, bis die Impulsform der Abb. 3.60 zustande kam. Gemäß den Bedingungen für die untere Grenzfrequenz trifft dieser Zustand für die Frequenzgleichheit zwischen unterer Grenzfrequenz und Tastfolgefrequenz zu. Die am Rechteckgenerator eingestellte Frequenz ist demnach gleich der unteren Grenzfrequenz des Prüfobjekts. Im vorliegenden Fall wurde eine Tastfolgefrequenz von 130 Hz ermittelt. Es gilt zu bedenken, daß der Baßeinsteller bei dieser Ermittlung auf normal stand, die Tiefen also nicht angehoben wurden. Es ist einzusehen, daß die untere Grenzfrequenz bei „aufgedrehtem“ Baßeinsteller bedeutend niedriger liegt.

Durch Variation der Tastfolgefrequenz läßt sich auch schnell die obere Grenzfrequenz ermitteln. Das in Abb. 3.61 wiedergegebene Oszillogramm

ist typisch dafür. Auch bei der Ermittlung dieser oberen Grenzfrequenz wurden die Tonkorrekturinsteller in Normalstellung belassen.

Als viertes Bild dieser Serie wurde das Oszillogramm Abb. 3.62 erstellt. Hierbei wurden am Rechteckgenerator eine Frequenz von 1,6 kHz eingestellt, der Tiefeneinsteller auf normal belassen und der Hochtoneinsteller vollkommen „zugeschraubt“. Ein Vergleich des Oszillogramms, Abb. 3.62, mit Abb. 3.48 bringt zum Ausdruck, daß es sich hier um eine extreme Bevorzugung der tiefen Frequenzen handelt, trotzdem der Tiefeneinsteller auf normal stand. Man könnte die recht steil ansteigenden Dächer formmäßig mit dem Kurvenzug $a = 0,05$ der Abb. 3.48 vergleichen. Das würde bei einem Frequenzverhältnis von 1 bedeuten – denn der Dachverlauf endet sinngemäß auf der Geraden 1 der x -Achse – daß der Verstärker bei der Frequenz 1,6 kHz nur ca. $1/20$ der üblichen Amplitude durchläßt. Das geht aus dem Schnittpunkt der Kurve $a = 0,05$ mit der y -Achse hervor. Dieser Punkt liegt auf $1/20$ des Werts 1 der y -Achse.

Man kann also bei Kenntnis der notwendigen und zulässigen Signalverformung sehr schnell die Wirksamkeit der Tonkorrekturorgane überprüfen. Das Gesagte gilt naturgemäß auch für die Tonregister-Tasten.

3.4.2 Das Überspringen

Unersetzlich ist der Rechteckgenerator bei der Ermittlung der Stabilität kompensierter Nf-Verstärker oder anderer aktiver Vierpole bzw. Verstärker mit Nf-Transformatoren. Der plötzliche Energiesprung des Rechtecksignals regt etwa vorhandene bedämpfte Schwingkreise der Prüflinge mehr oder weniger zu gedämpften Schwingungen an; ein Vorgang, den man mit Überspringen bezeichnet. Mißt man solche Verstärker mit Sinus-

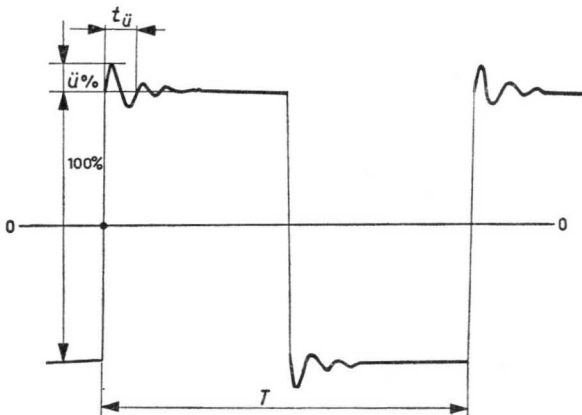


Abb. 3.63 Durch Überspringen verzerrtes Rechtecksignal

frequenzen durch, so kann man die Schwingneigung nicht erkennen und definieren. Es scheint zunächst alles in Ordnung zu sein, doch ist bei einer Schwingneigung, besonders bei Übertragung von Klaviermusik, die Wiedergabe nicht sauber. In solchen Fällen wäre eine Fehlersuche mit Sinusspannungen oder einem Klirrfaktormeißgerät absolute Zeitverschwendung. Man sollte daher stets das Impulsverhalten fraglicher Nf-Verstärker überprüfen.

Meßtechnisch wird das Überspringen in Prozent vom gesamten Energiesprung angegeben, in der Abb. 3.63 ist es der mit \dot{U} bezeichnete Betrag. Nach der gleichen Abbildung kann man die Resonanzfrequenz, mit welcher das Überspringen erfolgt, nach der Beziehung ermitteln:

$$f_{\dot{U}} = F \frac{T}{t_{\dot{U}}} \quad (3-50)$$

Aus der ermittelten Frequenz kann man ungefähr schließen, welche Bauelemente im Prüfling für das Zustandekommen der Resonanzerscheinung verantwortlich sind. In Verstärkern, die mit Nf-Übertragern ausgestattet oder mehrfach gegengekoppelt sind, sowie in Endstufen, in denen auch Mitkopplungswege enthalten sind, können leicht Instabilitäten vorhanden sein. Das gilt besonders dann, wenn Dämpfungswiderstände ihren Wert verändert haben. Manche Verstärker haben mehrere Rückkopplungswege, welche unterschiedlichen Frequenzbereichen zugeordnet sind. Ein solcher Rückkopplungsweg kann bei Veränderung seiner Übertragungscharakteristik für sein oder für das benachbarte Frequenzgebiet Mitkopplungen hervorrufen. In solchen Fällen kann bei der Fehlersuche ausschließlich ein Rechtecksignal Aufschluß vermitteln. Dieses elegante Prüfverfahren wird im einzelnen um so weniger Zeit in Anspruch nehmen, je öfter man diese Methode anwendet und sich dadurch die für die Praxis notwendigen Fertigkeiten aneignet.

Je nach Anforderung kann man in Nf-Bereich ein Überspringen von ca. 5 bis 10% und mehr in Kauf nehmen. Bei Breitbandverstärkern dürfte die Grenze des Überspringens bei 1 bis 3% liegen. Das durch einen Energiestoß bei instabilen Verstärkern hervorgerufene Überspringen ist meistens stark gedämpfter Natur. Das bedeutet, daß nach wenigen Schwingungszügen der Vorgang abgeklungen ist. Bei richtiger Einstellung kann man an der Dachüberlagerung diesen Umstand deutlich erkennen.

Das Überspringen kann man aber auch dazu verwenden, um Verstärker bei Vollaussteuerung auf nichtlineare Verzerrungen zu untersuchen. Zu diesem Zweck erhöht man die Ausgangsspannung des Rechteckgenerators so lange, bis eine der Dachüberlagerungen kleiner wird oder gänzlich

verschwindet. Das ist das Kriterium für die beginnende einseitige Begrenzung durch die Verstärkerkennlinie.

Da das Überspringen bei stabilen Verstärkern nur gering oder nicht vorhanden ist, kann man außerdem das Ansteuersignal zur Ermittlung des Aussteuerungsbereichs mit einer Sinusspannung überlagern. Das Mäandersignal erhält dann die Form gemäß Abb. 3.64c; in Abb. 3.64a und b sind die Einzelsignale dargestellt. Ist das Verhältnis von Sinusfrequenz zu Tastfolgefrequenz ganzzahlig, so erhält man eine stehende Überlagerung der Dächer des Rechtecksignals. Eine solche Überlagerung ist nicht allzuschwer durchführbar, da die meisten Rechteckgeneratoren niederohmige Ausgänge haben und der Prüfling oftmals eingangsseitig hochohmig ist. Man verwendet einen Sinus- und einen Rechteckgenerator und schaltet am zweckmäßigsten beide niederohmige Ausgänge der Generatoren in Serie, wobei die Sinusspannung, die meistens nicht erdsymmetrisch zur Verfügung steht, mit Hilfe eines geeigneten Übertragers symmetriert werden muß. Dieser Übertrager soll gleichzeitig symmetrieren und transformieren, denn der in der „heißen“ Leitung des Rechteckgenerators liegende, transformierte Sinusausgang soll niederohmig und möglichst frei von Blindwiderständen sein. Mit Hilfe des Übertragers soll zwar die Rechteckspannung überlagert, aber nicht verformt werden.

Abb. 3.65 zeigt eine Möglichkeit der Zusammenschaltung beider Generatoren. Der Sinusgenerator soll nach Möglichkeit einen 10-V-Ausgang besitzen. Um stehende Dachkurven zu erhalten, muß der Rechteckgenerator vom Sinusgenerator synchronisiert werden.

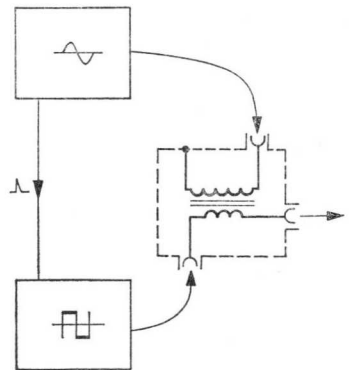
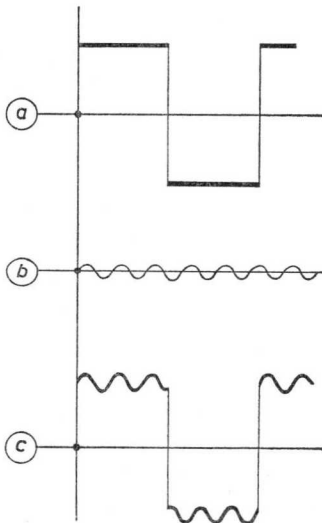


Abb. 3.65 Mischverfahren für die Dachüberlagerung

Abb. 3.64 Zustandekommen der Dachüberlagerung

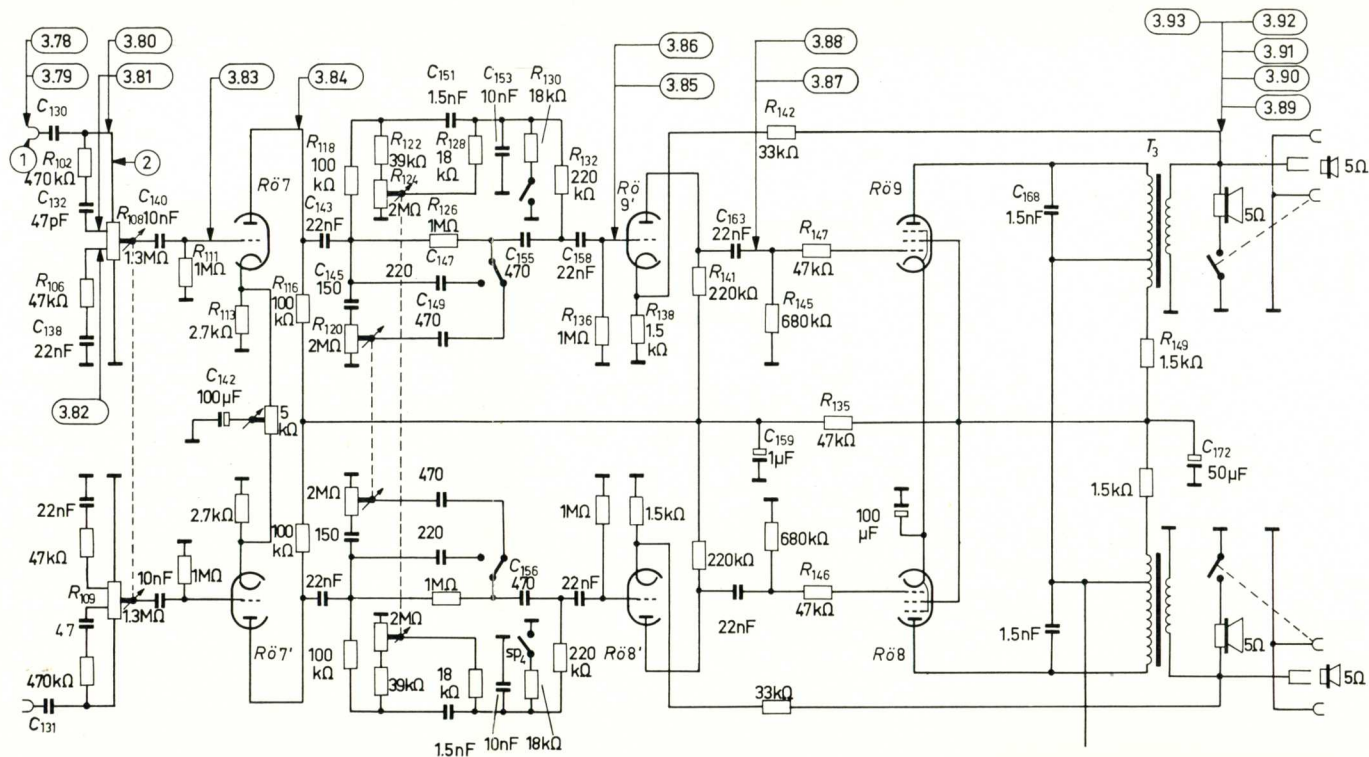


Abb. 3.77 Schaltung eines Stereo-Nf-Verstärkers

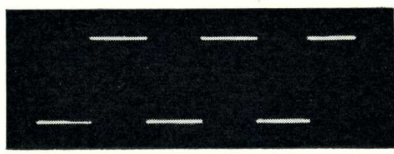


Abb. 3.78

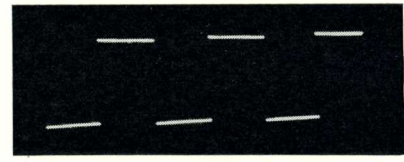


Abb. 3.79

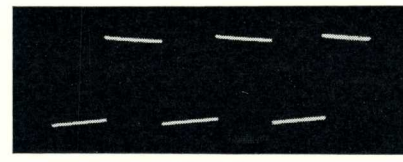


Abb. 3.80

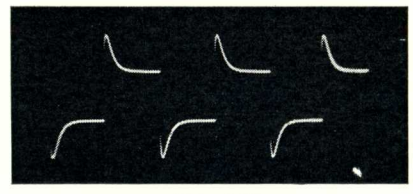


Abb. 3.81

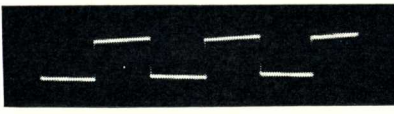


Abb. 3.82

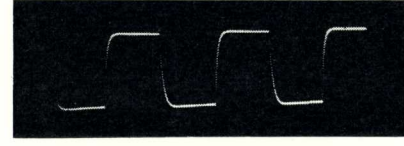


Abb. 3.83

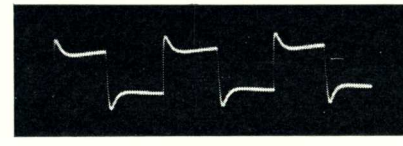


Abb. 3.84

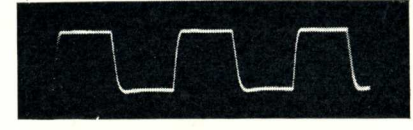


Abb. 3.85

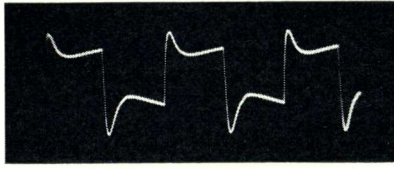


Abb. 3.86

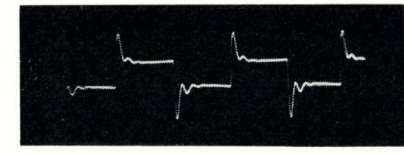


Abb. 3.87

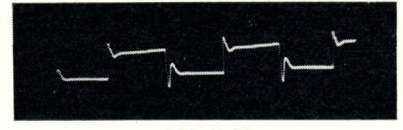


Abb. 3.88

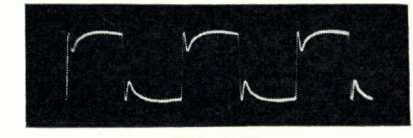


Abb. 3.89

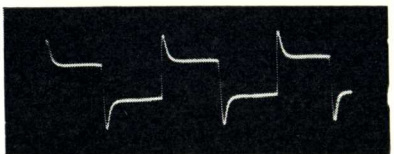


Abb. 3.90

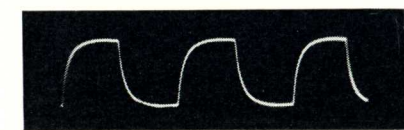


Abb. 3.91

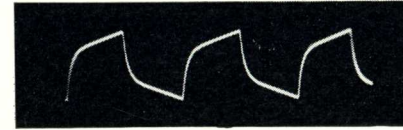


Abb. 3.92

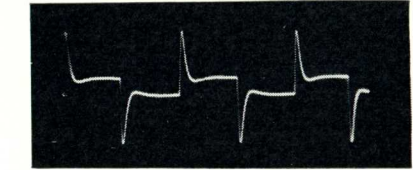
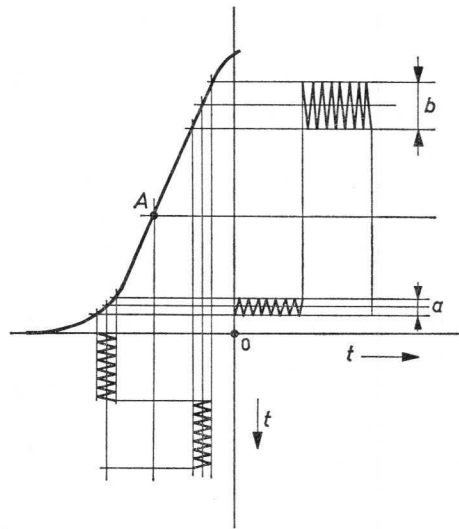


Abb. 3.93

Abb. 3.66 Arbeitspunkt und Aussteuerungsbereich einer Kennlinie



Die Anwendung eines derart überlagerten Rechtecksignals ist in Abb. 3.66 angedeutet. Die unsymmetrische S-förmige Pentodenkennlinie hat einen begrenzten Aussteuerungsbereich, der nur bei richtiger Auswahl des Arbeitspunkts voll ausgenutzt werden kann. Eine kleine Eingangsspannung steuert im geradlinigen Teil der Kennlinie und ergibt symmetrische, gleichgroße positive und negative Dächer des Ausgangssignals. Vergrößert man dagegen die überlagerte Rechteckspannung eingangsseitig, so wird eine Begrenzung der Dachüberlagerung am oberen oder unteren Teil der Kennlinie eintreten. Sie wird sich darin äußern, daß z.B. der untere Sinuskurvenzug bei größerer Ansteuerung nicht mehr wächst, sondern gleichbleibt oder abnimmt. Das ist ein Zeichen dafür, daß der Arbeitspunkt der Röhre zu stark im negativen Gebiet liegt. Im umgekehrten Fall werden die positiven Dächer des Ausgangssignals am oberen Knick der Kennlinie mit zunehmender Ansteuerung eingeebnet werden. Die richtige Wahl des Arbeitspunkts kann mit Hilfe dieses Meßverfahrens sehr leicht erfolgen, um z.B. die maximale Ausgangsleistung bei gegebenem Klirrfaktor zu ermitteln. Diese Messung erhält besonders im Ela-Service Bedeutung.

Es ist nicht immer der Fall, daß die Endstufe für einen zu groß gewordenen Klirrfaktor verantwortlich gemacht werden kann. Falsche Arbeitspunkte an Treiberstufen und hochverstärkenden Vorstufen können ebenfalls die Fehlerursachen sein. In solchen Fällen steuert man den Verstärkereingang an und oszillografiert das überlagerte Signal an den heißen Punkten jener Stufen.

3.5 Prüfung von Stereo-Verstärkern

Bei dieser Gruppe von Nf-Verstärkern handelt es sich stets um zwei jeweils vollkommen gleiche Verstärkerkanäle. Sie sollen die ihnen zugeordneten Frequenzen amplituden- und phasengetreu verstärken. Die Bedienungsorgane derartiger Verstärker sind paarweise miteinander gekuppelt. Bei mittleren und größeren Rundfunkgeräten sind meistens drei Einstellglieder, für Lautstärke-, Höhen- und Tiefeneinstellung, vorhanden. Die Einstellung wird mit sogenannten Tandempotentiometern durchgeführt. Sie soll in jedem Kanal für jede Stellung der Potentiometer die gleiche Änderung der Übertragungseigenschaften bewirken. Die vierte Nachstellmöglichkeit bei Stereo-Verstärkern erhält man durch einen sogenannten Balanceeinsteller, der vielfach als akustische Waage bezeichnet wird. Er dient zur Einpegelung der Verstärkungsfaktoren beider Kanäle auf den gleichen Wert.

Da beide Verstärkerkanäle durch umfangreiche RC-Netzwerke erheblich frequenzkorrigiert werden, ist man nur mit Hilfe von Rechtecksignalen in der Lage, die Übertragungseigenschaften beider Kanäle für jede Stellung der Einstellorgane objektiv und zeitsparend miteinander zu vergleichen. Die Verwendung von Sinusgenerator und Röhrenvoltmeter ist bei der Kontrolle und Fehlersuche weitaus zeitraubender und gestattet durchaus nicht alle Übertragungsmerkmale der Verstärker zu erfassen und zu vergleichen. Das Gesagte gilt selbstverständlich auch für Stereo-Tonbandgeräte und Fono-Übertragungsanlagen in Stereoausführung.

3.5.1 Prüfmethode für Zweikanalverstärker

Das einfachste Verfahren, welches überhaupt keine Hilfsmittel benötigt, besteht darin, den Rechteckgenerator und den Indikator (Oszillografen) abwechselnd an jeden der beiden Verstärkerkanäle anzukoppeln. Bei nicht zu großer Prüfhäufigkeit kann man dieses Verfahren anwenden. Bei wiederholter Anwendung ist es zweckmäßig, Hilfseinrichtungen zu schaffen, die es gestatten, die Rüstzeit um die jeweils wiederkehrende Anschaltzeit zu vermindern. Mit Hilfe von Adaptern für den Eingang und Ausgang ist man in der Lage, den Prüfling durch wenige Handgriffe mit dem Generator und dem Indikator zu verbinden. In Abb. 3.67 ist ein Blockschaltbild dargestellt, welches zwei Schaltungen von Hilfsschnüren enthält. Mit der Eingangsschnur kann man das Rechtecksignal gleichzeitig auf beide Kanäleingänge geben. Der Eingangsadapter besteht im wesentlichen aus einer Buchse, die über ein Verbindungskabel mit dem Rechteckgenerator verbunden ist und ausgangsseitig einen fünfpoligen Diodenstecker enthält. Der Mittelkontakt

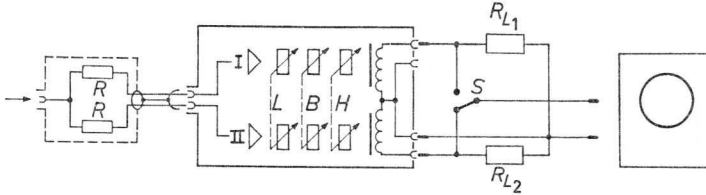


Abb. 3.67 Blockschaltbild zur Überprüfung eines Nf-Stereo-Verstärkers

der Buchse ist über zwei gleichgroße Widerstände jeweils mit dem „heißen“ Steckerpol des Diodenanschlusses verbunden. Die Größe der Widerstände hängt vom gewünschten Entkopplungsfaktor ab. Es können Werte von 10 bis 100 k Ω verwandt werden. Selbstverständlich kann man diesen Adapter am Ende mit einem eigens dafür bestimmten Verbindungskabel fest anschließen bzw. die beiden Widerstände in einen Diodenstecker einbauen, der an ein Verbindungskabel angeschlossen ist. Ausgangsseitig besitzen die meisten Stereo-Verstärker eine Anschlußmöglichkeit für Außenlautsprecher zur Erweiterung der Basis. In den meisten Fällen sind die Anschlußbuchsen der Außenlautsprecher mit einem Abschaltmechanismus versehen, mit dessen Hilfe man die beiden Innenlautsprecher automatisch abschaltet. Diese Tatsache nutzt man für die Herstellung eines Ausgangsadaptors aus, der neben den beiden Steckern einen einpoligen Umschalter S und zwei Widerstände enthält. Die beiden Widerstände sind ebenfalls gleichgroß, sie sollen die Abschlußimpedanz der beiden eingebauten Lautsprecher ersetzen. Der einpolige Umschalter gestattet es, die beiden Ausgangssignale der Kanäle auf den Oszillografeneingang zu geben. Durch mehrmaliges Umschalten kann man dann die Ausgangssignale beider Kanäle miteinander vergleichen.

Es empfiehlt sich, die Prüfung mit mittlerer Lautstärke und Einstellung der Korrekturorgane auf den Normalwert zu beginnen. Mit dem Balance-einsteller wird dann die Verstärkung beider Kanäle auf den gleichen Wert eingestellt. Nun kann man die Übertragungseigenschaften der Kanäle bei jeder Stellung der Klangeinstellorgane und des Lautstärkeeinstellers objektiv überprüfen, indem man beide Oszillogramme nach erfolgter Einstellung durch Umschalten des Schalters S miteinander vergleicht. Noch eleganter wird dieses Prüfverfahren, wenn man einen Zweistrahl-Oszillografen verwendet oder einen elektronischen Schalter zwischen Prüfling und Indikator anordnet.

Schaltet man das Prüfsignal eingangsseitig um, so braucht der Ausgangsadapter nur eine entkoppelnde Mischeinrichtung zu enthalten, auf den Umschalter S kann verzichtet werden. In Abb. 3.68 wird eine derartige Mischeinrichtung vorgeschlagen. Sie enthält neben den beiden Lastwider-

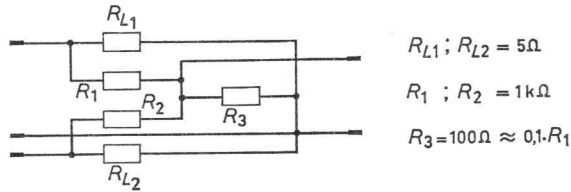


Abb. 3.68 Mischanordnung für zwei Ausgangssignale

ständen R_{L1} , R_{L2} noch die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 . Diese drei Widerstände stellen eine T-Schaltung dar, deren Längswiderstände zehnmal größer als der Querwiderstand sind. Dieses Netzwerk überlagert beide Ausgangsspannungen linear, und es wird eine gegenseitige Beeinflussung über die inneren Widerstände der Verstärkerausgänge vermieden. Die empfohlenen Widerstandswerte für das T-Glied sind ebenfalls in der Abbildung enthalten. Die Widerstände R_{L1} und R_{L2} entsprechen den erforderlichen Abschlußimpedanzen der Ausgänge.

Die dritte Möglichkeit, einen Stereo-Verstärker zu prüfen, gestattet es, auch auf die eingangsseitige Signalumschaltung zu verzichten, indem man zwei jeweils um 180° phasenverschobene Rechtecksignale auf die Eingänge gibt. Solche Signale sind in Abb. 3.69 dargestellt. Das Signal I besteht aus positiven Rechteckimpulsen, daß Signal II aus negativen. Die Arbeits- und

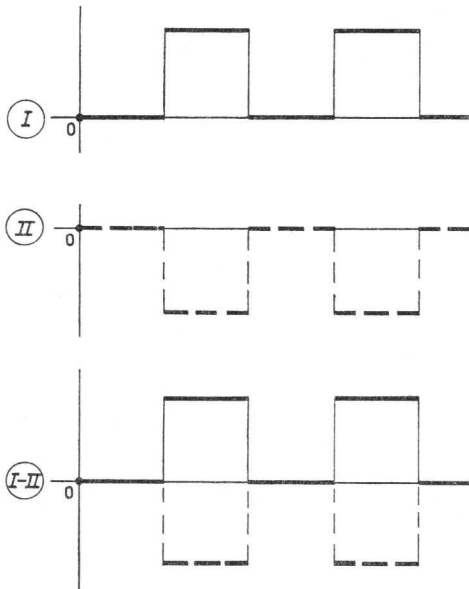


Abb. 3.69 Aufbau eines Gegentakt-Rechtecksignals

Wartezeit beider Signale stimmen zeitlich überein. Man erreicht dadurch, daß beide Kanäle gegenläufig angesteuert werden. Während z.B. der Kanal I um 0,1 V positiv gesteuert wird, geschieht das gleiche mit dem Kanal II in negativer Richtung. Ist das Übertragungsverhalten beider Kanäle gleich, so heben sich die Ausgangssignale in der Mischeinrichtung auf, und der Oszillograf schreibt eine Nulllinie. Bei ungleichen Ausgangssignalen wird die Nulllinie entsprechend verformt. Diese Verformungserscheinung entspricht dem absoluten Fehler der Übertragungseigenschaften.

Drei Beispiele derart summierter Ausgangssignale sind in Abb. 3.70 wiedergegeben. Das Teilbild *a* enthält die Signalsumme der beiden Ausgänge bei gleichen Stereo-Kanälen. Die Nulllinie als Summe der Spannungen $I + II$ ist eine Gerade. Auch in Bild *b* ist die Summenkurve eine Gerade, selbst wenn die Ausgangssignale zwar verformt, aber gleichmäßig deformiert erscheinen. Die Signale I und II besitzen gleiche Dachverformungen – die Höhen werden bevorzugt – die Summenkurve bleibt aber trotzdem eine Gerade. Das dritte Beispiel, das Teilbild *c*, zeigt eine verformte Nulllinie, die dadurch entsteht, daß z.B. im Signalweg I die Höhen bevorzugt werden, dagegen im Signalweg II eine lineare Übertragung stattfindet.

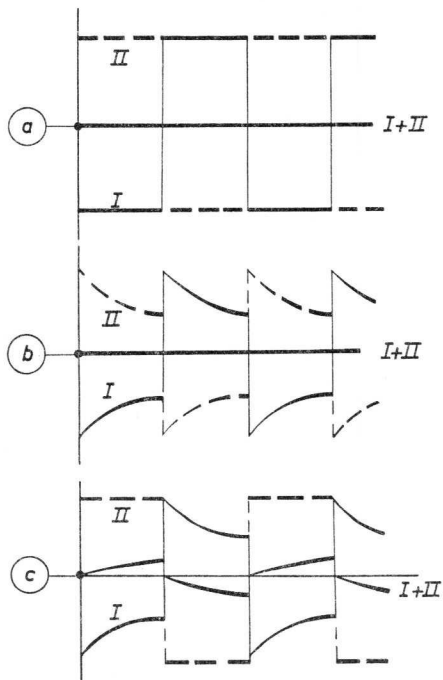


Abb. 3.70 Gemischte Ausgangssignale, Differenzsignal in *c* ist > 0

3.5.2 Erzeugung von Rechtecksignalen aus Sinusspannungen

Mit verhältnismäßig einfachen Mitteln ist man in der Lage, aus Sinusspannungen brauchbare Rechtecksignale zu formen. Das einfachste Verfahren besteht in der Begrenzung der Sinusspannung, wodurch aus einem harmonischen Vorgang ein rechteckähnliches Arbeitsbild entsteht. In Abb. 3.71 ist ein zweiseitiger Diodenbegrenzer dargestellt, welcher aus einem Längswiderstand R und zwei antiparallelgeschalteten, vorgespannten Dioden X_1 und X_2 besteht. Die Vorspannung wirkt in Sperrichtung, so daß z.B. die Spannung U_1 der Batterie erst überwunden werden muß, ehe die Diode X_1 leitend werden kann.

Die gleiche Anordnung findet man im zweiten Diodenkreis, nur daß hier die Diode X_2 und die Batterie U_2 umgekehrt gepolt sind. Der Begrenzerwiderstand R ist für den maximalen Stromfluß I verantwortlich. Der eingangsseitig angedeutete Sinusschwingungszug wird mit Hilfe dieser Anordnung in das am Ausgang gezeichnete Rechtecksignal umgeformt. Nimmt man die Gleichrichterwirkung der Dioden als ideal an, so bleibt am Ausgang eine zur Nulllinie symmetrische Schwingung mit der Amplitude $U_{\hat{c}} = U_1 + U_2$ stehen. Jeder Diodenzweig bildet einen spannungsabhängigen Widerstand, der die Eigenschaft besitzt, bis zu einer bestimmten Spannung, z.B. U_1 , annähernd unendlich groß zu sein, um nach Überschrei-

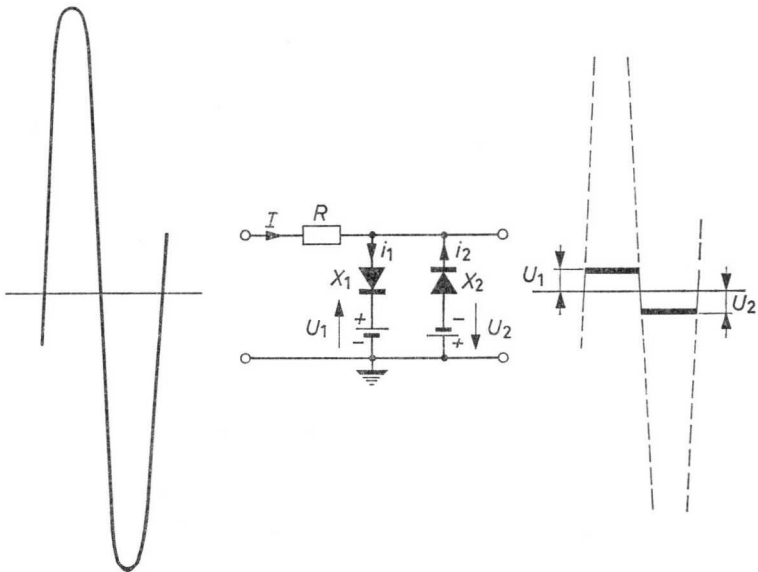


Abb. 3.71 Begrenzerschaltung zur Erzeugung eines Rechtecksignals

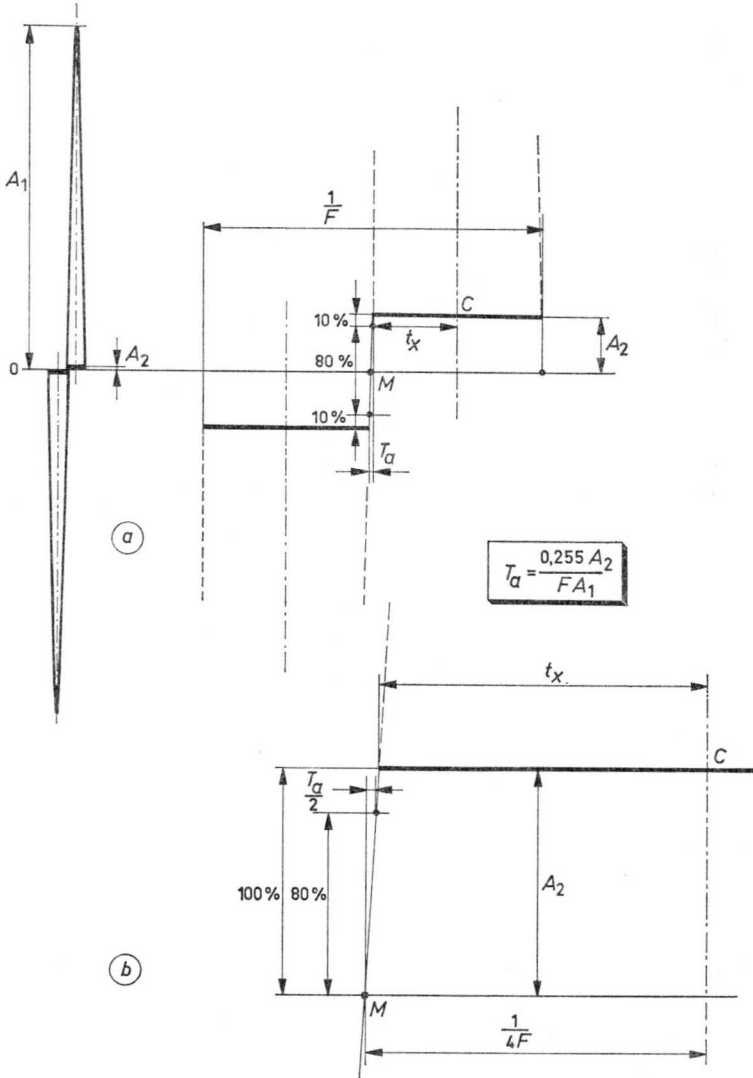


Abb. 3.72 Zusammenhang: Anstiegszeit – Amplitudenverhältnis – Frequenz

tung dieser Schwellenspannung plötzlich sehr kleine Werte anzunehmen. Der während der Begrenzungsperiode fließende Strom lädt beide Batterien auf. Man könnte an dieser Stelle kleine Knopfakkumulatoren verwenden.

Aus Abb. 3.72 ist leicht erkennbar, daß die Flankensteilheit um so größer ist, je größer das Amplitudenverhältnis von eingespeistem Sinussignal zu gewonnenem Rechtecksignal wird. Den rechnerischen Zusammenhang kann man wie folgt entwickeln:

Für die Anstiegszeit läßt sich nach Abb. 3.72b die Behauptung aufstellen:

$$\frac{T_a}{2} = \left(\frac{1}{4F} - t_x \right) 0,8 \quad (3-51)$$

Es ist dieses die Differenz zwischen einem Viertel der Periodenzeit $T = 1/F$ und der nach dem Anstieg verbleibenden Zeit t_x bei 40% der Amplitude des Rechtecksignals. Nimmt man ferner an, daß für kleine Winkel – und das trifft für Amplitudenverhältnisse, die größer als 1/100 sind, zu – der Sinus gleich dem Tangens ist, so kann man nach dem zweiten Strahlensatz weiter folgern:

$$\frac{\pi A_1}{\pi A_1 - 2A_2} = \frac{1}{4F t_x}; \quad t_x = \frac{\pi A_1 - 2A_2}{4F A_1 \pi} \quad (3-52)$$

Löst man nun aus der Gleichung t_x heraus, und setzt es in Gl. (3-51) ein, dann erhält man nach entsprechender Vereinfachung die Beziehung:

$$\boxed{T_a = \frac{0,255 A_2}{F A_1}} \quad (3-53)$$

Hierin sind:

A_2	= Ausgangsamplitude	$[U_s]$
A_1	= Eingangsamplitude	$[U_s]$
F	= Frequenz	$[Hz]$
T_a	= Anstiegszeit	$[s]$

Setzt man die Eingangsspannung in Effektivwerten ein, dann wird aus Gl. (3-53) die Beziehung:

$$T_a = \frac{0,18 A_2}{F A_1} \quad (3-54)$$

Beispiel: gegeben $A_1 = 100 V_{\text{eff}}$
 $A_2 = 0,5 V_s$; $T_a = \frac{0,18 \cdot 0,5}{1000 \cdot 100} = 0,9 \mu s$
 $F = 1 \text{ kHz}$

Nun gilt nach Gl. (1-10):

$$f_{go} = \frac{0,35}{T_a}$$

Ersetzt man in dieser Gleichung die Anstiegszeit T_a durch die in Gl. (3-53) gefundene Beziehung, so erhält man schließlich für die obere Grenzfrequenz die Funktion:

$$\boxed{f_{go} = 1,37 F \frac{A_1}{A_2}} \quad \left[\frac{Hz \cdot V_s}{V_s} \right] \quad (3-55)$$

Diese Gleichung gibt die obere Grenzfrequenz eines Tiefpasses wieder, der erforderlich wäre, um eine gleichartige Flankenverformung aus einem idealen Rechtecksignal zu erzeugen, wie sie beim Begrenzervorgang zustande kommt. Hier wurde die gleiche Flanke durch Amplitudenbegrenzung aus einer Sinusspannung gewonnen.

Beispiel: $A_1 = 100 \text{ V}_{\text{eff}}$
 $A_2 = 0,5 \text{ V}_s$ $f_{go} = 1,37 \frac{1,41 \cdot 100 \cdot 1000}{0,5} \doteq 388 \cdot 10^3 \text{ Hz}$
 $F = 1 \text{ kHz}$

Das Ergebnis dieses Beispiels besagt, daß man ein Rechtecksignal mit einer durch die Gewinnung bedingten Verformung sehr gut für Prüfungen im Nf-Bereich verwenden kann, da der Gehalt an Oberwellen erst von einem zehnfachen Wert der höchsten zu erwartenden oberen Grenzfrequenz an um 30% beschnitten wird. Für die Zulässigkeit der Verformung sind das Amplitudenverhältnis und die Grundfrequenz (nach Begrenzung die Tastfolgefrequenz) der Sinusspannung ausschlaggebend. Beide Größen gehen linear in das Zustandekommen der oberen Grenzfrequenz ein.

Es ist nicht sehr zweckmäßig, Trockenbatterien oder Akkumulatoren zu verwenden. Man kann die Schwellenspannung zweckmäßiger durch eine RC-Kombination automatisch erzeugen. Es wurde bereits ausgeführt, daß die begrenzende Anordnung gleichzeitig eine Art Ladeschaltung darstellt. Der während der Begrenzungszeit fließende Strom wird zur Aufladung eines Kondensators verwendet, welcher durch einen Widerstand kontinuierlich entladen wird. Macht man die Zeitkonstante dieser beiden RC-Glieder, die die Batterien ersetzen, genügend groß, so bildet sich an ihnen eine nur geringfügig pulsierende Gleichspannung aus.

Aus Abb. 3.73 ist eine entsprechende Schaltung ersichtlich, worin die Batterien durch zwei RC-Kombinationen (R_1C_1 , R_2C_2) ersetzt wurden. Beide RC-Glieder sind wertmäßig gleich ausgelegt. Sie führen, da beide Dioden (X_1 und X_2) entgegengesetzt gepolt sind, gegenüber der Masseleitung ein gleichgroßes Spannungspotential mit unterschiedlicher Polarität. In einer Halbperiode wird der Kondensator C_1 negativ gegen Masse aufgeladen (U_1), während in der zweiten Halbperiode der Kondensator C_2 eine gleichgroße Ladung positiver Polarität erhält (U_2). Am Verbindungspunkt beider Dioden bildet sich eine (in Abb. 3.73a dargestellte) Rechteckspannung aus.

Zur weiteren Verbesserung der Flankensteilheit und Verkleinerung der Ausgangsimpedanz wurde in dieser Schaltung ein Transistor T_s als Schalter und Impedanzwandler verwandt. Gespeist wird dieser mit der Summe der Gleichspannungen $U = U_1 + U_2$. Die steuernde Basis des Transistors erhält die bereits erwähnte Rechteckspannung der Diodenverbindung. Diese

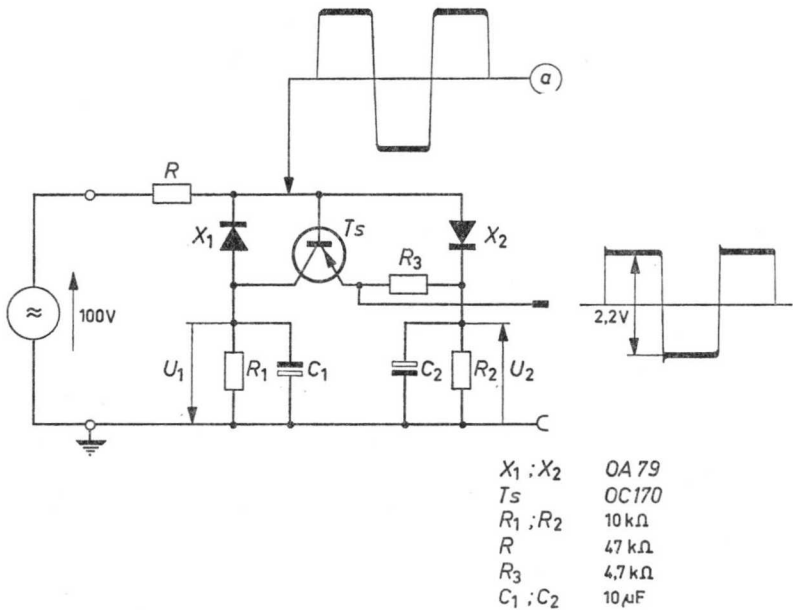


Abb. 3.73 Begrenzerschaltung mit Transistor als Impedanzwandler

Spannung schaltet den Transistor auf und zu. Dadurch wird der Ausgangspol einmal an die Spannung $-U_1$ (Transistor leitet) und zum andern an die Spannung $+U_2$ (Transistor gesperrt) gelegt. Der Transistor ist als Emitterfolger geschaltet. Die Ausgangsimpedanz wird dadurch wesentlich verkleinert, und die Signalverformung durch niederohmige Prüflingseingänge, beispielsweise bei Transistorgeräten, wird beträchtlich vermindert. Der innere Widerstand dieses Ausgangs beträgt ca. 1 k Ω . Die Form des Ausgangssignals bei einer Ansteuerung von 100 V_{eff} ist in Verlängerung des Ausgangspols (Abb. 3.73) angedeutet. Demnach erhält man mit den angegebenen Werten eine Rechteckspannung von 2,2 V_{ss}.

Alle Bauelemente dieser Schaltung können von Miniaturausführung sein. Dadurch wird es möglich, die gesamte Anordnung in einem kleinen Tastkopf unterzubringen. Über eine un abgeschirmte, zweipolige Leitung wird dieser mit dem Sinusgenerator verbunden. Der Widerstand R_3 läßt sich zur Signaleinstellung gegebenenfalls als Potentiometer ausbilden.

3.5.3 Erzeugung von 180°-phasenverschobenen Rechtecksignalen

Die geringfügig abgewandelte Schaltung der Abb. 3.73, dargestellt in

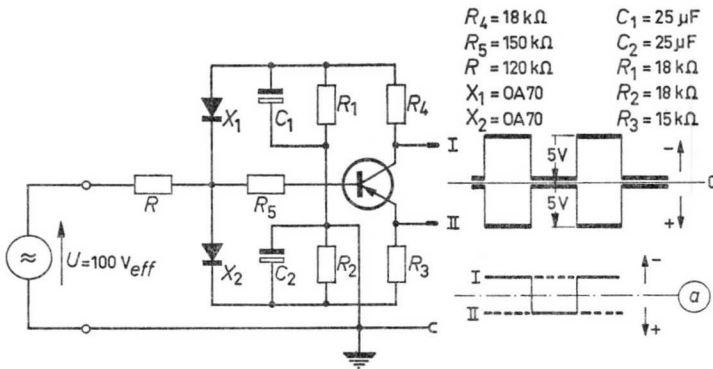


Abb. 3.74 Begrenzerschaltung zur Erzeugung eines Gegentakt-Rechtecksignals aus einer Sinusspannung

Abb. 3.74, dient zur Erzeugung zweier, gegeneinander um 180° -phasenverschobener Rechtecksignale. Der Unterschied beider Schaltungen besteht nur darin, daß in der Kollektorleitung zusätzlich ein Widerstand R_4 angeordnet ist.

Der Widerstand R_4 soll etwas größer als der Widerstand R_3 sein, an ihm wird ein ins Negative gehende Signal abgegriffen. Wie bereits erwähnt, wird der Transistor an der Basis auf- und zugetastet. Ist der Transistor gesperrt, dann liegen bei hochohmiger Belastung an den Ausgangspolen I und II die gegeneinander gepolten, gleichgroßen Schwellenspannungen der beiden RC -Kombinationen. Wird dagegen der Transistor aufgetastet, so zieht er Strom, und an seinen Lastwiderständen R_3 und R_4 fällt fast die ganze Spannung ab. Beide Signale fallen bis an die Nulllinie ab und verharren in dieser Spannungssituation während der ganzen geöffneten Halbperiode.

Das so gewonnene Doppel-Rechtecksignal kann zur Ansteuerung eines Stereoverstärkers oder anderer Zweikanalverstärker verwandt werden. Nach dem ersten CR -Glied jedes Verstärkerkanals pegeln sich die Signale symmetrisch zur Nulllinie ein, sie steuern dort jeweils von Null aus in beiden Richtungen mit gleicher Amplitude (siehe Abb. 3.74a).

Liefert der Sinusgenerator eine erdsymmetrische Ausgangsspannung, so läßt sich die Begrenzerschaltung noch etwas vereinfachen. In Abb. 3.75 befindet sich ein entsprechender Schaltungsvorschlag. Der Vorwiderstand ist hier zweimal vorhanden, R_1 und R_2 , außerdem werden zwei zusätzliche Dioden benötigt. Dafür läßt sich der Transistor einsparen. Bei entsprechender Polung der Eingangswechselspannung fließt ein Strom durch die Widerstände R_1 und R_2 , durch die Dioden X_1 und X_2 und die Widerstände R_3

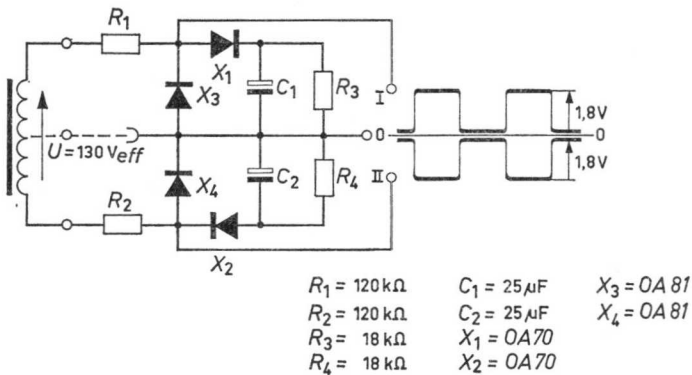


Abb. 3.75 Vereinfachte Begrenzerschaltung mit symmetrischem Ein- und Ausgang

und R_4 . Die Vorspannung für die Dioden X_1 und X_2 liefern auch hier die beiden Kombinationen $R_3 C_1$ und $R_4 C_2$. Am Ausgang erscheinen zwei gegenläufige Rechteckkurvenzüge. In der nächsten Halperiode sperren die Dioden (X_1, X_2), und der durch die Widerstände (R_1, R_2) fließende Gegenstrom wird mit Hilfe der Dioden (X_3, X_4) an der Begrenzerschaltung vorbeigeleitet. Die beiden Dioden (X_3, X_4) sind nicht vorgespannt, demnach kann sich in der zweiten Halbzeit keine oder eine nur sehr geringe Spannung am Ausgang ausbilden.

Hat der Sinusgenerator einen erdfreien Ausgang, z.B. PHILIPS GM 2308, dann braucht man nur die Begrenzeereinrichtung zweipolig mit den Ausgangsklemmen des Generators zu verbinden. Ist die Ausgangswicklung des Generators mittelangezapft, dann ist es zweckmäßig, die Masseverbindung vom Begrenzer zum Generator, in Abb. 3.75 gestrichelt gezeichnet, herzustellen. Die bei gleicher Flankensteilheit benötigte Eingangsspannung muß hier allerdings doppelt so groß wie im Fall der Abb. 3.71 sein.

Da die meisten Rechteckgeneratoren kein Doppelsignal liefern, soll nun abschließend eine transistorbestückte Begrenzerschaltung beschrieben werden, die das eingangsseitige Rechtecksignal in ein Gegentaktausgangssignal umformt. Verwendbar ist diese Begrenzerschaltung in Verbindung mit Rechteckgeneratoren, die eine Ausgangsspannung von ca. 15 bis 40 V liefern (PHILIPS Rechteckgenerator GM 2324 liefert max. 15 V). In Abb. 3.76 erkennt man zwei Dioden X_1 und X_2 . Die Diode X_1 lädt den Kondensator C_1 bei richtiger Polarität des Rechtecksignals bis zum besagten Schwellenwert auf. Die Kondensatorladung stellt die Speisespannung für den Transistor T_s dar, der eingangsseitig vom Rechtecksignal auf- und zugetastet wird. Sowohl in der Kollektor- als auch in der Emitterleitung befindet sich je ein Widerstand R_1 und R_2 . Deren Werte sind so abgestimmt, daß das Ge-

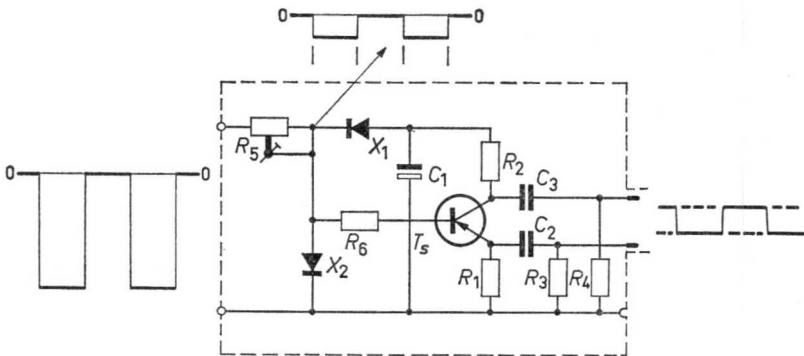


Abb. 3.76 Begrenzerschaltung zur Symmetrierung des Rechteckgenerator-Ausgangs

gentaktsignal gleiche Amplituden hat. Die untere Grenzfrequenz der anschließenden beiden Hochpässe C_2R_3 und C_3R_4 liegt so tief, daß keine Dachverformungen auftreten; sie dienen zur Einpegelung der Signale zur Nulllinie. Sind im Prüfling Trennkondensatoren vorhanden, dann können die eben genannten Hochpässe entfallen. Der Widerstand R_5 dient als Längswiderstand; seine Größe ist je nach benötigter Ausgangsamplitude versuchsweise zu ermitteln. Die Diode X_2 ist nur bei Rechteckgeneratoren erforderlich, deren Basis der Ausgangssignale nicht chassisbezogen ist. Ist das Ausgangssignal des Rechteckgenerators zum Unterschied gegen Abb. 3.76 positiv, dann müssen die Dioden X_1 und X_2 und der Kondensator C_1 umgepolt werden. Außerdem sind beim Transistor Kollektor und Emitter zu vertauschen. Diese Schaltung liefert in Verbindung mit einem Rechteckgenerator ausgangsseitig zwei um 180° -phasenverschobene, für Prüfungen im Nf-Bereich ausreichend exakte Rechtecksignale.

Der PHILIPS Rechteckgenerator GM 2314 liefert ein gutes Gegentaktsignal, das nach entsprechender Abschwächung sehr gut zur Überprüfung von Stereo-Kanälen geeignet ist. Am Schluß des Buchs wird auf den Ausgang dieses Rechteckgenerators näher eingegangen.

3.5.4 Oszillografische Signalverfolgung in der Praxis

Stellt es sich in Anwendung der vorangehend beschriebenen Prüfverfahren heraus, daß Stereo-Verstärker überhaupt kein gleiches Übertragungsverhalten haben oder die Unterschiede der Übertragungseigenschaften in bestimmten Stellungen der Einstellorgane nicht vernachlässigbar sind, dann ist eine stufenweise Fehlersuche durchzuführen. Am zweckmäßigsten handelt man in der Praxis bei der Signalverfolgung, indem man eingangsseitig

in beide Verstärkerkanäle entweder das gleiche oder zwei um 180° phasenverschobene, gleiche Rechtecksignale einspeist und die Signale am Eingang beginnend bis zum Ausgang mit Hilfe eines brauchbaren Oszillografen verfolgt. Der Oszillograf wird hierbei am besten direkt vom Rechteckgenerator getriggert oder synchronisiert, damit der Trigger- oder Synchronisierungspegel nicht bei jeder Signalentnahme nachzustellen ist. In einer Serie von Oszillogrammen soll das wesentliche einer derartigen Signalverfolgung anhand einer industriell gefertigten Empfängerschaltung besprochen werden.

Abb. 3.77 gibt den Niederfrequenzteil des PHILIPS Rundfunkgeräts B5 D31 A wieder. Man erkennt die beiden gleichartig ausgelegten NF-Kanäle, die aus je drei Stufen bestehen. Die Eingänge beider Kanäle enthalten eine gehörrichtige Lautstärkeregelung mit Hilfe des Tandempotentiometers (R_{108} , R_{109}). Beide Bahnen dieses Potentiometers sind jeweils mit zwei Abgriffen versehen. Zwecks Vereinfachung soll fortan in der Beschreibung nur der obere Kanal berücksichtigt werden (linker Kanal).

An den Eingang dieses Kanals wird über das Tastenaggregat die jeweils gewünschte Niederfrequenzart gelegt. Zur Abtrennung der Gleichspannung dient der Kondensator C_{130} . Der obere Teil des Potentiometers R_{108} wird durch die Serienschaltung von R_{102} und C_{132} frequenzabhängig überbrückt. Es wird damit dem ersten Abgriff des Potentiometers ein wesentlicher Anteil hoher Frequenzen zugeführt, die besonders dann bevorzugt wiedergegeben werden, wenn der Schleifer des Potentiometers in Höhe des ersten Abgriffs steht. Während bei voll aufgedrehtem Lautstärkeeinsteller (R_{108}) eine annähernd lineare Übertragung stattfindet, werden die Höhen in der erstgenannten Stellung erheblich bevorzugt.

Genau das Entgegengesetzte wird bei kleinen Lautstärken mit dem zweiten Abgriff bewirkt, welcher mit Masse durch ein ähnliches RC-Glied verbunden ist. Die Zeitkonstante dieses RC-Glieds liegt wesentlich tiefer. Dieser Korrekturzweig hat die Aufgabe, die Höhen zu benachteiligen, wenn der Schleifer des Potentiometers in Nähe des zweiten Abgriffs zu stehen kommt. Ist eines dieser Korrekturglieder defekt, z.B. Unterbrechung im Kondensator oder Vergrößerung des Widerstandswerts, so können erhebliche Abweichungen im Übertragungsverhalten der Kanäle auftreten, die in ihrer Größe außerdem von der Stellung des Lautstärkeeinstellers abhängig sind. Derartige Fehler kann man in der Praxis rationell nur durch Überprüfung des Abschwächers mit Hilfe von Rechtecksignalen feststellen.

Zur praktischen Demonstration wurden einige Oszillogramme angefertigt, die nun besprochen werden sollen. Das Eingangsrechtecksignal wurde am Punkt 1 der Schaltung eingespeist. Es ist in Abb. 3.78 wiedergegeben. Am Punkt 2 der Schaltung, Abb. 3.77, wurde das Oszillogramm der Abb. 3.79

festgestellt. An ihm ist eine leichte Dachschräge erkennbar, die durch das CR -Glied (C_{130}, R_{108}) hervorgerufen wird. Bei der Erstellung der Aufnahme war der Einsteller R_{108} auf Minimum gedreht, sein Schleifer stand auf Massepotential. Zur Anfertigung der Abb. 3.80 wurde der Schleifer von R_{108} im Gegensatz zum vorherigen Oszillogramm auf Maximum gestellt.

Schon an diesem Beispiel (Abb. 3.80) erkennt man eine Vergrößerung der Dachschräge, die dadurch zustandekommt, daß die Zeitkonstante des CR -Hochpasses durch Verkleinerung des Widerstandswerts kleiner wird. Bei voll aufgedrehtem Lautstärkeinsteller liegt nämlich der Widerstand R_{111} (1 M Ω) parallel zum ursprünglichen Widerstand R_{108} (1,3 M Ω); der Kondensator C_{140} stellt für diesen Frequenzabschnitt einen annähernden Kurzschluß dar. Man vergleiche die Dachschräge der Abb. 3.79 mit derjenigen der Abb. 3.80.

Bei zugedrehtem Einsteller R_{108} wurden außerdem noch die Spannungspotentiale an den beiden Abgriffen des Potentiometers oszillografiert. Am oberen Abgriff stand eine verzerrte Rechteckspannung infolge Höhenanhebung in einer Form zur Verfügung, wie sie in Abb. 3.81 wiedergegeben ist. Wie bereits erarbeitet, werden die bevorzugten Höhen durch die „Nasen“ im Oszillogramm zum Ausdruck gebracht. Die Höhen stehen also mit annähernd doppelter Amplitude zur Verfügung. Man erkennt an diesem Oszillogramm weiter, daß die obere Grenzfrequenz zwar sehr hoch, aber doch endlich groß ist. Das kommt durch den Auslauf an der „Nasenspitze“ durch die dort sichtbare Anstiegsflanke zum Ausdruck.

Abb. 3.82 gibt die Rechteckspannung am ersten Abgriff von Masse aus wieder. Die gut erkennbaren, ansteigenden Dächer deuten auf eine Bevorzugung der tiefen Frequenzen hin. Kommt nun der Schleifer des Lautstärkeinstellers in die Nähe eines dieser Abgriffe, dann wird die Rechteckkurve schon am Eingang entsprechend verformt. Wie bereits erwähnt, ist man nur durch die Anwendung von Rechtecksignalen in der Lage, derartige Gegebenheiten rationell zu überprüfen.

Am Gitter der ersten Verstärkerstufe (Röhre $Rö 7$) findet man das Signal nach Abb. 3.83, wenn der Lautstärkeinsteller zwischen seiner Maximalstellung und dem ersten Abgriff, der Stellung für größte Höhenbevorzugung, steht. Dieses Signal hat einen leichten Dachabfall, als Kennzeichnung für eine endliche untere Grenzfrequenz, und einen recht ausgeprägten Flankenanstieg, der auf eine Beschneidung der hohen Frequenzen hindeutet. Letzteres kommt besonders durch die kapazitätsreichen Abschirmleitungen vom Lautstärkeinsteller zum Gitter der ersten Röhre zustande. Wie die nachfolgenden Oszillogramme zeigen, kann man derartige Höheneinbußen durch Überkompensation derselben wieder ausgleichen.

Das Oszillogramm der Abb. 3.84 deutet eine geringfügige Bevorzugung der Höhen an. Es wurde bei der Stellung des Lautstärkeinstellers in Höhe des ersten Abgriffs aufgenommen, das Signal wurde an der Anode der Röhre $R\ddot{o}7$ ausgekoppelt. In dieser Stellung des Lautstärkeinstellers wurde auch Abb. 3.81 angefertigt, deren Grad der Höhenbevorzugung wesentlich größer ist – größere „Nasen“ –. Die Verringerung der Höhen an der Anode der ersten Stufe kommt hauptsächlich dadurch zustande, daß der Außenwiderstand R_{116} durch das angeschlossene umfangreiche Netzwerk etwas kapazitiv belastet ist. Der Widerstand R_{118} (100 k Ω) liegt dem Außenwiderstand über die Serienschaltung von C_{151} und C_{153} parallel.

Abb. 3.85 wurde am Gitter der zweiten Nf-Stufe oszillografiert. Zur Erstellung dieses Bilds sind sowohl der Höhengesteller als auch der Baßeinsteller in Normalstellung gebracht worden. Das waagerechte Dach dieses Kurvenzugs und die zwar sichtbare, aber nicht überbetonte Anstiegsflanke sind dafür die kennzeichnenden Merkmale.

Bei bevorzugten Höhen, Einsteller R_{120} auf Maximum, und bei Baßbetonung, Einsteller R_{124} voll aufgedreht, kam die Aufnahme 3.86 am Gitter der zweiten Stufe zustande. Die besonderen Merkmale hierfür sind die vorhandenen „Nasen“ und die ansteigenden Dächer. Die ungleichen Dachverläufe deuten hier bereits eine geringfügige Übersteuerung an. Am Gitter der Endröhre wurde das Oszillogramm der Abb. 3.87 festgehalten, und zwar unter der Voraussetzung, daß der Ausgang des Verstärkers mit einem ohmschen Widerstand abgeschlossen ist. Man erkennt um den Nasenauslauf ein gedämpftes, abklingendes Überschwingen. Diese Erscheinung ist dadurch erklärlich, daß der Ausgangsübertrager in den Gegenkopplungsweg einbezogen ist. Von der Sekundärseite des Übertragers führt ein frequenzlinearer Gegenkopplungsweg über den Widerstand R_{142} (33 k Ω) zur Katode der vorletzten Stufe, welcher für die Answingneigung infolge des abgestimmten Verstärkerausgangs (C_{168} parallel zur Primärinduktivität) verantwortlich ist. Der sich durch die Spannungsgegenkopplung verkleinernde innere Widerstand der Röhre dämpft die Schwingneigung des Ausgangsübertragers. Kommt die Impedanz des Lautsprechers anstelle des ohmschen Abschlusses, dann wird die Eigenresonanz des Lautsprecherkreises durch den Scheinwiderstand der Schwingspule beträchtlich erhöht und die Schwingneigung etwas unterdrückt. Diese Tatsache ist an Abb. 3.88 erkennbar; bei sonst gleicher Ansteuerung sind hier die „Nasen“ und die Einschwingvorgänge am Gitter der Endröhre bedeutend geringer. Das bedeutet, daß die korrigierenden Gegenspannungen kleiner geworden sind.

Abb. 3.89 gibt die Ausgangsspannung parallel zum Lautsprecher bei vorschrittmäßigem Lautsprecherabschluß wieder. An diesem Bild erkennt

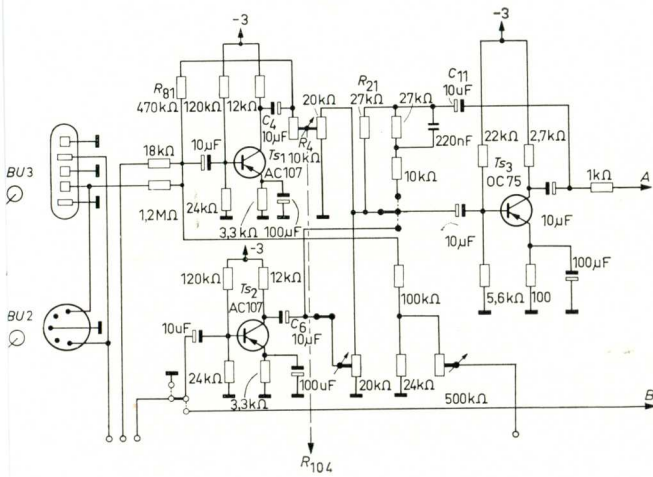


Abb. 3.95



Abb. 3.96

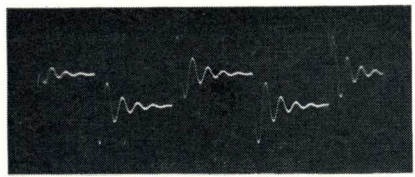


Abb. 3.97

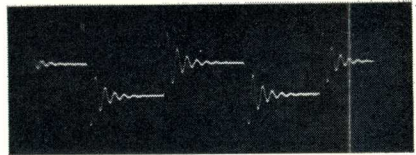


Abb. 3.98

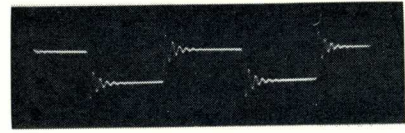


Abb. 3.99



Abb. 3.100

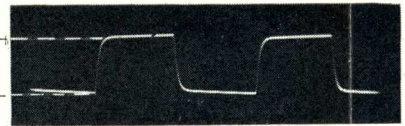


Abb. 3.101

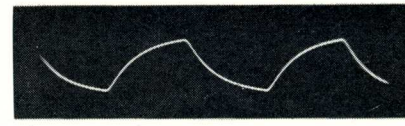


Abb. 3.102

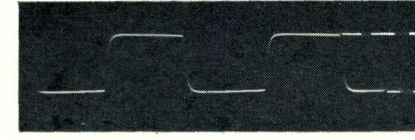


Abb. 3.103

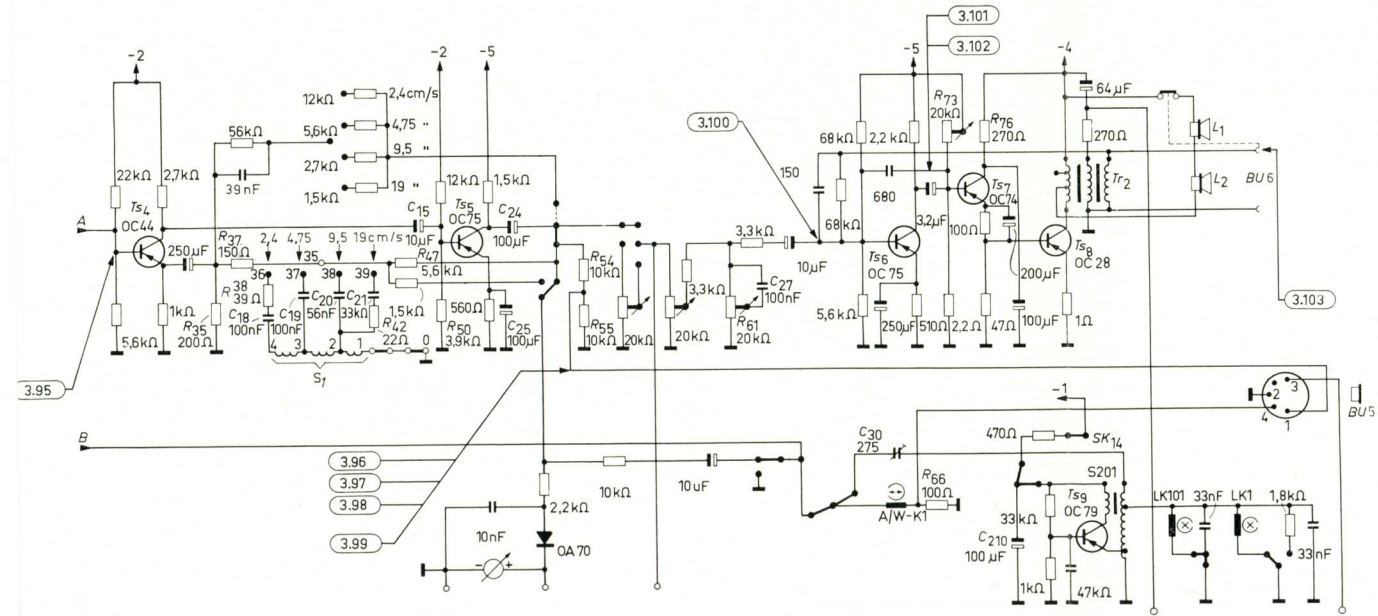


Abb. 3.94 Kontrolle der Aufspeecharakteristik bei einem Tonbandgerät

man bei normaler Ansteuerung ein Anschwingbegehren mit verhältnismäßig hoher Frequenz, welches etwa nach einem Schwingungszug durch die Gegenkopplung unterdrückt wird. Für dieses Bild wurde der Stereo-Verstärker auf normale Höhen- und Tiefenübertragung gestellt. Abb. 3.90 wurde unter Bevorzugung der Höhen am widerstandsabgeschlossenen Ausgang hergestellt, man erkennt eine sehr geringe Dachschräge und die erwähnte Höhenbevorzugung.

Für die Abb. 3.91 wurde der Hochtoneinsteller auf Minimum gebracht und der Baßeinsteller in Stellung normal belassen. Die Abbildung zeigt die charakteristische Verformung der Anstiegsflanke bei annähernd waagerechtem Dachverlauf. Im Gegensatz zu der letzten Aufnahme wurde der Einsteller für die Tiefen bei Abb. 3.92 auf Maximum gestellt. Bei etwa gleichem Verlauf der Anstiegsflanke wie in Abb. 3.91 erkennt man hierbei deutlich den ansteigenden Dachverlauf. Nach den bereits gemachten Ausführungen deutet eine derartige Verformung des Rechtecksignals auf eine beträchtliche Bevorzugung der Tiefen hin.

Zum Abschluß dieser Serie bringt Abb. 3.93 das Oszillogramm des Geräts PHILIPS B 5 D 31 A bei voll aufgedrehtem Baß- und Höheneinstellern. Dieses Oszillogramm deutet eine drei- bis vierfache Bevorzugung der Höhen durch eine Hervorhebung der Anstiegsflanke infolge von „Nasen“ sowie eine beachtliche Tiefenanhebung an, gekennzeichnet durch den ansteigenden Dachverlauf.

Es ist nicht immer erforderlich, jeden „heißen“ Punkt eines Verstärkerkanals durch schrittweise Signalverfolgung anzutasten. Man wird vielmehr zuerst eine Prüfung des gesamten Kanals durchführen und nur dann, wenn das Übertragungsverhalten nicht den Erwartungen entspricht, eine detaillierte Fehlersuche vornehmen. Wie bereits erwähnt, wird man bei der Prüfung eines Stereo-Verstärkers beide Kanäle in einem Arbeitsgang durch Anwendung der Kompensationsmethode prüfen. Sind dann die Differenzen für jede Stellung des Lautstärkeinstellers der Klangkorrekturorgane und der eventuell vorhandenen Klangprogrammtasten hinreichend klein, dann kann man in erster Näherung schon den Verstärker als elektrisch intakt bezeichnen. Als zweiter Prüfungsvorgang wäre dann nur eine kurze Überprüfung eines Kanals hinsichtlich der Rechtecksignalverformung durchzuführen. Fällt auch diese Prüfung zufriedenstellend aus, dann hat man sämtliche Übertragungseigenschaften beider Kanäle in wenigen Minuten erschöpfend erfaßt und kontrolliert.

3.6 Messungen und Prüfungen am Tonbandgerät

Tonbandgeräte können als Aufzeichnungseinrichtungen für Niederfrequenz ebenfalls mit Rechtecksignalen zweckmäßig geprüft werden. Grundsätzlich lassen sich hierbei alle Erkenntnisse der Prüfungen im Nf-Gebiet anwenden, und man kann darüber hinaus noch zusätzliche Anwendungsmöglichkeiten nennen. Die Frage der Bandbreite des Übertragungskanal, insbesondere die obere Grenzfrequenzbedingung, stellt sich bei der magnetischen Tonaufzeichnung meistens noch härter als in der verhältnismäßig leicht zu beherrschenden Nf-Verstärkertechnik. Die frequenzunlineare Kennlinie des Magnet-Tonverfahrens bedingt eine sehr unterschiedliche, erheblich korrigierte Vorverzerrung und Nachentzerrung beim Aufnahme- und Wiedergabevorgang. In der modernen Tonbandgerätetechnik wird meistens die Frequenzkennlinie des Entzerrers beim Aufsprechvorgang durch einen Sperr- oder Saugkreis, dessen Resonanzfrequenz am oberen Ende des Übertragungsbereichs liegt, derart vorverzerrt, daß die Höhen in diesem Frequenzbereich beträchtlich angehoben werden. In den Gegenkopplungsweg zweier oder mehrerer Nf-Stufen ist ein Saugkreis eingefügt, der die Gegenkopplung seiner Resonanz- und Nachbarfrequenzen stark schwächt bzw. aufhebt. Die ebenfalls notwendige Anhebung der tiefen Frequenzen wird dagegen mit frequenzabhängiger RC-Spannungsgegenkopplung durchgeführt. Derartige Verstärkerkanäle zeigen bei der Prüfung mit Rechtecksignalen eine beachtliche Neigung zum Überspringen, da die Dämpfung dieser Resonanzelemente nicht sehr groß ist. Die Resonanzfrequenz der Korrekturzweige wird so gewählt, daß sie etwas höher als die zu übertragende obere Grenzfrequenz liegt. Hinzu kommt, daß die erreichbaren oberen Grenzfrequenzen „über alles“ im wesentlichen von der Bandgeschwindigkeit abhängen. So müssen denn auch die Korrekturglieder bei Tonbandgeräten, die über eine Umschaltanordnung der Bandgeschwindigkeit verfügen, ebenfalls umgeschaltet werden.

Man kann sehr einfach den Frequenzgang, z.B. des Aufsprechverstärkers, eines Kanals für eine oder mehrere Bandgeschwindigkeiten mit Hilfe von Rechtecksignalen kontrollieren und ihn mit dem des zweiten Kanals vergleichen. Zu diesem Zweck speist man eingangsseitig ein Rechtecksignal (von 1 kHz) ein und beobachtet das Oszillogramm des Aufsprechstroms bzw. der Aufsprechspannung. Der Aufsprechstrom läßt sich leicht an einem kleinen Widerstand (100Ω) oszillografieren, den man zu diesem Zweck in die „kalte“ Leitung des Aufsprech- oder Kombikopfs einfügt. Bei manchen Tonbandgeräten ist ein solcher Widerstand bereits fest eingebaut; er dient vorwiegend meßtechnischen Zwecken. Bei Geräten mit niederohmiger

Ansteuerung des Aufsprechkopfs kann man die bedeutend größere Spannung am Kopf selbst abgreifen. Das trifft besonders bei transistorbestückten Tonbandgeräten zu. Am Oszillogramm, welches durch deutliches Überspringen gekennzeichnet ist, kann man den Grad der Vorverzerrung und die Frequenz, bei der maximal vorverzerrt wird, feststellen. Über den Grad der Vorverzerrung sagt das Überspringen etwas aus, und die Resonanzfrequenz kann man durch einen Vergleich der Periodenzeiten ermitteln, wie der folgende Abschnitt zeigt.

3.6.1 Kontrolle der Aufsprechcharakteristik mit Rechtecksignalen

Bei der Erstellung der nachfolgenden Oszillogramme wurde an der Buchse Fono-Rundfunk (*BU 2*) eines PHILIPS Tonbandgeräts RK 66 (EL 3534) ein 1-kHz-Rechtecksignal eingespeist. Die Schaltung des einen Kanals dieses Geräts ist in Abb. 3.94 wiedergegeben. Der Einsteller $R_4 - R_{104}$ wurde so weit aufgedreht, daß der Aussteuerungsanzeiger auf Normalpegel stand. An der Basis des Transistors T_{s4} wurde die Spannung für das Oszillogramm 3.95 abgegriffen. Die Verstärkung der beiden Transistoren T_{s1} und T_{s3} ist für den Aufnahmebetrieb annähernd frequenzlinear, beide Transistoren sind über jeweils einen ohmschen Widerstand (R_{81} , R_{21}) linear gegenegekoppelt. Die Blindwiderstände von C_4 und C_{11} , die ebenfalls in Gegenkopplungsweg liegen, sind hinreichend klein. Sie dienen im wesentlichen zur Abtrennung der Gleichspannungskomponente. Auf Grund dieser Überlegungen sollte das Rechtecksignal an der Basis des Transistors T_{s4} verhältnismäßig unverzerrt sein. Betrachtet man Abb. 3.95, so ist das ohne weiteres feststellbar. Die Dächer verlaufen fast waagrecht, die untere Grenzfrequenz liegt also verhältnismäßig tief. Die Anstiegszeit ist klein, was durch die kaum sichtbare Anstiegsflanke angedeutet wird. Demnach ist auch die obere Grenzfrequenz entsprechend weit von der 1-kHz-Tastfolgefrequenz entfernt. Die geringe Welligkeit nach jedem Energiesprung rührt von einer Rückwirkung der Gegenkopplungsspannung des Transistors T_{s4} her.

Die nächsten vier Oszillogramme wurden bei gleicher Einspeisung und Aussteuerung am Ausgang des Transistors T_{s5} , an der Verbindung R_{54} und R_{55} , festgehalten. Am Kontakt 1 der Buchse *BU 5* steht hier bei Normalaussteuerung zur Aufsprechkontrolle mittels Kopfhörer ein Signal von ca. 1 V zur Verfügung. Man kann aber auch den Aufsprechstrom oszillografieren, und zwar durch Verwendung des Spannungsabfalls am Widerstand R_{66} , der in Serie mit dem Kombikopf liegt. Im besagten Tonbandgerät ist dieser Anschluß über den Kontakt 4 der Buchse *BU 5* herausgeführt.

Bei einer Bandgeschwindigkeit von 2,4 cm/s wurde die Aufnahme für Abb. 3.96 gemacht. An dieser Abbildung erkennt man ein deutliches Überschwingen mit einer Frequenz, die ca. viereinhalbmal höher als die Tastfolgefrequenz liegt. Das kann man leicht auswerten, indem man eine Schwingungsdauer des Überschwingens mit der Periodendauer des Rechteckvorgangs streckenmäßig vergleicht.

Es ist:

$$T = 4,5 T_{\ddot{u}}$$

Das Rechtecksignal liefert so den Zeitmaßstab für die Auswertung des Überschwingens. Tatsächlich wird die obere Grenzfrequenz für diese Bandgeschwindigkeit mit ca. 4,5 kHz angegeben. Wie bereits erwähnt, kommt dieses Überschwingen durch den Saugkreis im Gegenkopplungsweg der Transistoren Ts_4 und Ts_5 zustande. Der Gegenkopplungsweg führt vom Kollektor des Transistors Ts_5 über die Widerstände R_{47} und R_{37} zum Emitter des Transistors Ts_4 . Für den Aufsprechvorgang bei einer Bandgeschwindigkeit von 2,4 cm/s wird der gedämpfte Saugkreis S_1/C_{18} über die Kontakte 35 und 36 an der Verbindung der Widerstände R_{37} und R_{47} gegen Masse geschaltet. Der Saugkreis ist mit dem Widerstand R_{38} verhältnismäßig stark bedämpft. Er schließt seine Resonanz- und die Nachbarfrequenzen gegen Masse kurz und verhindert, daß dieselben gegengekoppelt werden. Im Endeffekt bewirkt er für und um seine Resonanzfrequenz eine Anhebung der Verstärkung.

Das Oszillogramm Abb. 3.97 gibt das Rechteckverhalten des Aufsprechverstärkers bei einer Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/s wieder. Für diese Bandgeschwindigkeit wird eine obere Grenzfrequenz von 10 kHz angegeben. Durch Auszählen der Schwingungszüge während einer Rechteckhalbperiode kann man auch hier die Resonanzfrequenz des angeschalteten Saugkreises ermitteln. Nach Abb. 3.97 würde man eine Frequenz von 9,5 bis 10 kHz auswerten. Dieses Oszillogramm zeigt weiter, daß die Frequenzen am oberen Bandende stärker als im Fall der Abb. 3.96 angehoben werden; die Amplitude der ersten Schwingung ist im Verhältnis der Dachabstände des Oszillogramms bedeutend größer. Betrachtet man die Abb. 3.94, so stellt man fest, daß der für diesen Fall angeschlossene Saugkreis S_1 (Abgriff 3) C_{19} nicht durch einen Widerstand bedämpft ist.

Für die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s trifft das Oszillogramm in Abb. 3.98 zu. In diesem Fall ist der Saugkreis über Kontakt 35 und 38 mit den Werten $C_{20}S_1$ (Abgriff 2) angeschlossen, wobei auch hier kein Dämpfungswiderstand verwendet wird. Deswegen gleicht das Amplitudenverhältnis des Überschwingens der Abb. 3.98 eher dem der Abb. 3.97. Auch hier läßt sich die Frequenz, die im Aufsprechverstärker maximal angehoben wird,

durch Auszählen der Schwingungszüge pro Rechteckperiode bestimmen. In guter Näherung erhält man hier als Ergebnis eine Frequenz, die der oberen Grenzfrequenz dieser Bandgeschwindigkeit entspricht bzw. wenig tiefer liegt.

Bei einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s soll das Tonbandgerät RK 66 eine obere Grenzfrequenz von 18 kHz „über alles“ übertragen. Durch Umschalten auf diese Bandgeschwindigkeit wird der Kondensator C_{21} über R_{42} unter Beibehaltung des Abgriffs an die Spule S_1 geschaltet. Dadurch wird die Saugkreisresonanz auf ca. 19 kHz erhöht. Abb. 3.99 zeigt eine Überschwingfrequenz, die der errechneten in etwa entspricht, deren Amplitude aber nur annähernd halb so groß wie die der Abb. 3.98 ist. Wie bereits erwähnt, ist für die stärkere Dämpfung der Widerstand R_{42} verantwortlich, der in Serie mit den Saugkreiselementen liegt. Abb. 3.99 ist frequenzmäßig nicht so einfach auszuwerten. In solchen Fällen ist es besser, die Tastfolgefrequenz des Steuersignals zu erhöhen. Würde man beispielsweise eine Rechteckfrequenz von 2 bis 3 kHz einspeisen, dann könnte man die Schwingungszüge pro Rechteckvorgang leichter auszählen. Ist das Frequenzverhältnis nicht ganzzahlig, sind also keine ganzzahligen Schwingungszüge auf dem oberen oder unteren Dach enthalten, dann ist es besser die Tastfolgefrequenz kontinuierlich zu erhöhen, bis nur volle Schwingungszüge auf einem der Rechteckdächer erscheinen. Anhand der Skaleneichung des Rechteckgenerators läßt sich der Teilbetrag besser ablesen und mit dem dann ganzzahlig-geradzahliges Verhältnis der Schwingungszüge pro Halbperiodenvorgang multiplizieren. Wenn nur eine Halbperiode ausgewertet wird, dann muß peinlichst darauf geachtet werden, daß ein Mäandersignal $T = T/2 + T/2$ eingangsseitig eingespeist wird.

Dank der unkomplizierten Anwendung des Prüfverfahrens und dessen zeitsparender Abwicklung ist man in wenigen Minuten in der Lage, umfassende kennzeichnende Merkmale des Verhaltens jedes Aufsprechanals zu überprüfen. Genau wie im Zusammenhang mit der Überprüfung von Stereo-Verstärkern beschrieben wurde, kann man auch beim Tonbandgerät an beiden Eingängen jeweils ein um 180° -phasenverschobenes, gleichartiges Rechtecksignal einspeisen und die Gleichartigkeit beider Kanäle bis zu jedem Punkt des Verstärkungsvorgangs durch lineare Mischung der ausgekoppelten Signale vor dem Indikatoreingang überprüfen.

Zur Kontrolle der Wiedergabeentzerrung bedient man sich am besten eines mit Rechtecksignalen geeigneter Frequenz besprochenen Tonbands. Auch hier kann man bei Zweikanalbetrieb jeweils zwei Spuren mit um 180° -phasenverschobenen Rechtecksignalen besprechen. Es wäre zu empfehlen, daß Hersteller von Tonbandgeräten studiomäßig besprochene Tonbänder solcher Art für die Reparatur ihrer Geräte auf den Markt bringen sollten.

Derartige Bänder wären mit größerer Genauigkeit nach der vorgeschriebenen Norm hinsichtlich Frequenzumfang und Normalpegel unter jeweiliger Berücksichtigung der Bandgeschwindigkeit herzustellen. Man kann aber auch mit einigem Geschick und guten Normalgeräten solche Prüfbänder selbst besprechen.

3.6.2 Auswertung einiger weiterer Oszillogramme

Das Tonbandgerät RK 66 läßt sich auch als Widergabeverstärker für Schallplatten-Abspielgeräte verwenden. Zu diesem Zweck werden die bereits angeführten Transistoren, allerdings ohne die frequenzkorrigierenden Schaltungsmaßnahmen, als Vorverstärker verwendet. An der Basis des Transistors T_{S_6} wurde dabei ein verformtes Rechtecksignal festgestellt, wie es Abb. 3.100 aufzeigt.

Das Oszillogramm sagt aus, daß die Tiefen für diesen Übertragungszweck angehoben werden (ansteigende Dächer), die Übertragung der hohen Frequenzen dagegen begrenzt ist. Die Amplitude des Rechtecksignals beträgt hier bei Normalaussteuerung $0,15 V_{ss}$. Der Transistor T_{S_6} arbeitet als letzte Verstärkerstufe. Ihm folgt der Transistor T_{S_7} als Treiber für den Endtransistor. An der Basis des Treibertransistors T_{S_7} steht die Rechteckspannung für beide Extremstellungen der Tonblende, R_{61} , wie in den Abbn. 3.101, 3.102 dargestellt, zur Verfügung. Mit Hilfe der Tonblende läßt sich eine beachtliche Unterdrückung der hohen Frequenzen durchführen, was durch Abb. 3.102 bewiesen wird. Abb. 3.103 stellt die endgültige Ausgangsspannung an einem der ohmschen Widerstände dar, die anstelle der beiden Lautsprecher L_1 und L_2 eingefügt wurden. Vergleicht man Abb. 3.103 mit Abb. 3.101, so kann man festhalten, daß die Anstiegsflanken am Ausgang des gesamten Verstärkers besser als an der Basis der Treiberstufe wiedergegeben werden. Das wird vermutlich durch eine sehr niederohmige, stark gedämpfte Resonanzerscheinung des Ausgangsübertragers im oberen Frequenzbereich verursacht. Die jeweiligen Amplitudenwerte sind an den Oszillogrammen angedeutet.

Mit diesen Anwendungsbeispielen ist die Verwendungsmöglichkeit von Rechtecksignalen im Tonbandgeräte-Service keineswegs erschöpft. „Über-Band“-Aufnahmen und -Kontrollen führen zur Erkenntnis fehlender oder falsch dosierter Hf-Vormagnetisierung bzw. auch zu deren Korrektur. Allerdings sind die Oszillogramme bei der „Über-Band-Prüfung“ etwas unruhig, man gewöhnt sich aber daran.

Der Aussagewert dieser Meß- und Prüfverfahren ist sehr vielseitig und umfassend, so daß die Anwendung lohnend ist.

3.7 Prüfungen von Fonogeräten

Wie wiederholt angedeutet, kann man im Fonosektor ebenfalls mit Erfolg Rechtecksignale anwenden, wenn es gilt, die Übertragungseigenschaften der Abspielgeräte und der verwendeten Verstärker zu überprüfen. Die Verstärker prüft man mit den Signalen vorhandener Rechteckgeneratoren; doch damit läßt sich der Abspielvorgang selbst nicht erfassen. Zur Prüfung der Abspielgeräte für Ein- und Zweikanalbetrieb wäre eine mit Rechtecksignalen geeigneter Form „bespielte“ Schallplatte zweckdienlich. Eine solche Platte sollte Eintakt-Rechtecksignale in Normalpegelschrift für alle gebräuchlichen Umdrehungszahlen enthalten wie auch mit einem Gegentaktsignal – zwei um 180° gegeneinander phasenverschobene, gleiche Rechtecksignale – für die zwei mittleren, zur Verwendung kommenden Tourenzahlen bespielt sein. Mit einer solchen Prüfschallplatte könnte man unter erheblicher Zeiteinsparung den gesamten Fono-Wiedergabevorgang gezielt überprüfen. Es ließe sich eine Reihe von Fehlern, wie z.B.

- abgenutzte oder abgeplatzte Stifte
- „verwässerte“ piezoelektrische Kristalle
- falscher Auflagedruck
- ungleichmäßiger Lauf
- mechanische Resonanzerscheinungen
- unrichtige Stellung des Abtaststifts zum Plattenteller;

und bei Stereo-Betrieb neben diesen Fehlern:

- stark ungleiche Amplituden
- Übersprechen in einer oder beiden Richtungen schnell nachweisen.

Bei entsprechender Popularisierung dürfte sich in Fachkreisen ein Markt für das Angebot einer solchen Schallplatte eröffnen.

PRÜFUNG MIT VORVERZERRTEN RECHTECKSIGNALEN

4.1 Prüfverfahren

Die in den vorangehenden Kapiteln beschriebenen Prüf- und Meßverfahren mit Rechtecksignalen beruhen darauf, daß man dem Prüfling eingangsseitig ein idealisiertes Rechtecksignal einspeist und aufgrund der Signalverformung Rückschlüsse auf das Übertragungsverhalten der zu überprüfenden oder abzugleichenden Anordnung zieht. Ein anderer Weg, die Übertragungseigenschaften kompletter Verstärker oder Verstärkerstufen sowie Baugruppen oder Netzwerke von Bauelementen kennenzulernen, besteht darin, daß man kein normales Rechtecksignal, sondern am Eingang ein bereits vorverzerrtes Prüfsignal einspeist. Der Grad und die Art der Vorverzerrung sollen mit geeigneten Hilfsmitteln so gewählt und eingestellt werden, daß ein idealisiertes Rechtecksignal am Ausgang des Prüflings erscheint. Dieses Prüfverfahren – es mag nach eingehender Behandlung recht einfach erscheinen – ist nicht in jedem Fall anwendbar, da mit ihm nicht alle Übertragungseigenschaften von Netzwerken erforscht werden können.

So lassen sich verständlicherweise zwar die Höhen- und Tiefenanhebung eines Nf-Verstärkers durch eingangsseitige Vorverzerrung kompensieren, man kann jedoch nicht einen Nf-Verstärker mit z.B. endlicher unterer Grenzfrequenz durch Korrektur des Eingangssignals scheinbar so betreiben, daß aus ihm eine Gleichspannung übertragende Verstärkeranordnung wird. Überall wo es darauf ankommt, die Übertragungseigenschaften schmalbandiger Verstärker abzugleichen, zu kontrollieren, zu vergleichen und vor allem schnell zu überprüfen, kann auch unter einschränkenden Bedingungen das Prüfverfahren mit vorverzerrten Rechtecksignalen mit Erfolg Anwendung finden; zumal die Meßmethoden zur Durchführung dieses Prüfverfahrens, wie eine eingehende Untersuchung zeigen wird, recht einfach aufzubauen sind.

4.1.1 *Der nicht- oder teilkompensierte Spannungsteiler*

Betrachtet man den gesamten Frequenzumfang, der in der Praxis vorkommt, so kann man feststellen, daß es reine ohmsche Spannungsteiler nicht gibt. Grundsätzlich besteht ein Spannungsteiler aus einem Längs- und einem

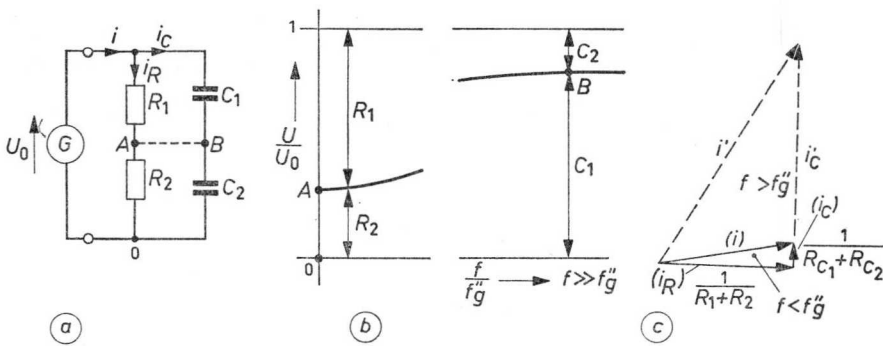


Abb. 4.1 a) Frequenzabhängiger Spannungsteiler b) Abschwächung c) Vektorbild der Ströme

Querwiderstand. Da in der Praxis beide Widerstände meistens unterschiedliche Reaktanzen besitzen, ist ein aus ihnen gebildeter Spannungsteiler nur im Sonderfall frequenzunabhängig. In Abb. 4.1, Teilbild a, ist ein derartig einfacher Spannungsteiler dargestellt. Ein Generator G treibt einen Strom i an, der sich in zwei Teilströme i_R und i_C aufteilt. Der Strom i_R durchfließt die in Serie geschalteten Widerstände R_1 und R_2 ; am Punkt A entsteht gegenüber 0 eine dem Widerstandsverhältnis proportionale Spannung. Die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 bilden den zweiten Spannungsteiler, der besonders für die hohen Frequenzen wirksam wird; an ihm entsteht im Punkt B ebenfalls eine Spannung gegen 0 , die der Größe der Kondensatoren umgekehrt proportional ist. Ist das Verhältnis der Widerstände dem Verhältnis der Kondensatoren nicht gleich, so ist auch der Spannungsabfall am Widerstand R_2 – es ist die Ausgangsspannung des ohmschen Spannungsteilers – dem Spannungsabfall am Kondensator C_2 , der Ausgangsspannung des kapazitiven Spannungsteilers, nicht gleich. In Teilbild b sind die Spannungsabfälle für die beiden Punkte A und B in relativer Darstellung eingezeichnet. Der Maßstab der x -Achse enthält das relative Frequenzverhältnis.

Punkt A liegt auf der y -Achse ($f = 0$), Punkt B befindet sich an einer Stelle der Frequenz $f \gg f_g''$. Für die Lage des Punkts B ist das Verhältnis der Kondensatorwerte ausschlaggebend, während die Höhe des Punkts A von 0 durch das Widerstandsverhältnis bedingt ist. Da der Blindwiderstand eines Kondensators dem Kapazitätswert umgekehrt proportional ist, findet man die Kondensatorwerte bei der Festlegung des Punkts B vertauscht (Abb. 4.1b). In Teilbild c ist das Vektordiagramm der Leitwerte sowie der Ströme angedeutet; es bezieht sich auf den Fall, daß die Punkte A und B nicht verbunden sind.

Die im Teilbild *b* gefundenen zwei Punkte der Kurve sind Extremwerte, die – offensichtlich durch einen kontinuierlichen Übergang verbunden – die Frequenzkennlinie des nichtkompensierten Spannungsteilers ergeben. Es gilt nun, die Zwischenwerte für beliebige Frequenzverhältnisse zu ermitteln.

Grundsätzlich kann man diese Aufgabe sowohl mathematisch als auch zeichnerisch lösen. Es sei vorweg gesagt, daß die mathematische Lösung nicht ganz einfach ist; deswegen wird auf die grafische Lösungsmethode näher eingegangen. Sowohl für die mathematische als auch für die grafische Lösung benötigt man die Vektordarstellung.

In Abb. 4.2 ist das Vektorbild des Spannungsteilers sowohl einzeln als auch in Zusammenstellung angedeutet. Als Blindwiderstände finden hier Induktivitäten Verwendung, da diese in Serienschaltung mit den Widerständen das gleiche Teilungsverhalten wie eine Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator besitzen. In Teilbild *b* sind die Vektorenbilder sowohl für den oberen Zweig (Längszweig) als auch für den unteren (Querzweig) dargestellt. Bei beiden Bildern erkennt man, daß der Widerstand R_1 kleiner als der Widerstand R_2 ist und daß die Induktivität L_1 größer als die Induktivität L_2 ist. Die sich daraus ergebenden Dreiecke sind nicht deckungsgleich oder ähnlich, sie haben verschiedene Winkel und Seiten. Das obere Dreieck beinhaltet den Scheinwiderstand Z_1 des Längszweigs, und das untere Dreieck gibt über den Scheinwiderstand des Querzweigs Aufschluß. In der Teilabbildung *c* ist das Vektorenbild für alle vier Widerstände dargestellt; man erhält es, indem man die beiden Dreiecke aneinanderreicht. Diese Aneinanderreihung ist zulässig, da alle Widerstände in Serie geschaltet sind. Man darf also die beiden ohmschen Widerstände R_1 und R_2 richtungsgleich aneinanderfügen, und zwar in gleicher Weise, wie das mit den beiden Blindwiderständen ωL_1 und ωL_2 geschehen ist, die im Vektordiagramm durch die Strecke $1-B$ dargestellt werden. Durch die Verbindung von Punkt A mit Punkt B erhält man ein weiteres Dreieck mit den Seiten Z , Z_1 und Z_2 . Dieses Dreieck stellt den Eingangsscheinwiderstand Z sowie die Scheinwiderstände des Längszweigs Z_1 und des Querzweigs Z_2 amplituden- und phasengerecht dar. Man erkennt weiterhin drei Winkel, nämlich φ , φ_1 und φ_2 . Es sind dieses die jeweiligen Phasenverschiebungen zwischen Strom und Spannung der einzelnen Zweige sowie die des gesamten Netzwerks. Das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung, ohne Berücksichtigung der Phasenverschiebung φ , ist dem Streckenverhältnis von Z_2 zu Z (im Teilbild *c*) gleich AD/AB . Ergänzt man das rechtwinklige Dreieck $A-1-B$ zu einem Rechteck – im vorliegenden Beispiel ist es ein Quadrat – so erhält man die betreffenden Spannungsverhältnisse für folgende Fälle:

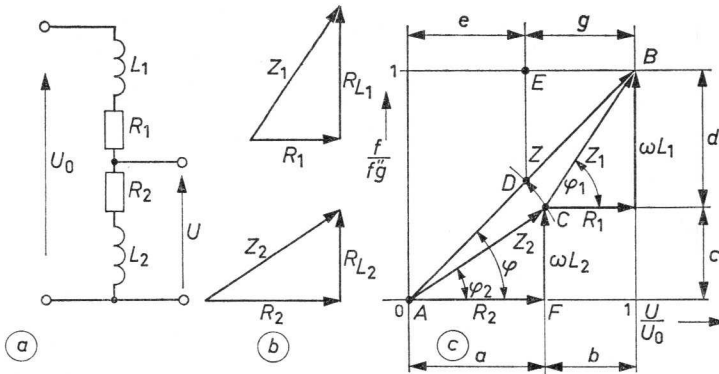


Abb. 4.2 a) Induktiv belasteter Spannungsteiler:
 b) Vektorbilder der einzelnen Zweige
 c) Vektorbild gesamt

1. Für Gleichspannung $f = 0$ kann man das Spannungsverhältnis an der Strecke $A-1$ ablesen, die durch den Punkt F in zwei Teile geteilt wird. Diese Teilstrecken wurden mit a und b bezeichnet. Es ergibt sich das Verhältnis bei Gleichspannung $U/U_0 = a/(a+b)$.
2. Bei sehr hohen Frequenzen ist die Aufteilung der Strecke $1-B$ für die Spannungsteilung kennzeichnend. Das gilt besonders dann, wenn die Blindwiderstände der Induktivität sehr groß sind und die in Serie liegenden ohmschen Widerstände wertmäßig weitaus übertreffen. Die Eingangsspannung solch hoher Frequenzen wird dann im wesentlichen im Verhältnis der Blindwiderstände geteilt.
3. Die waagerechte Strecke $1-B$, die durch den Punkt E in die Teilstrecken e und g aufgeteilt ist. Der Punkt E wurde dadurch gefunden, daß man die Strecke $A-C$ in die Gerade $A-B$ verlegt – man schlägt mit dem Radius $A-C$ um den Punkt A einen Teilkreis, der die Strecke $A-B$ im Punkt D schneidet – und so nur die Absolutwerte der Eingangs- und Ausgangsspannung miteinander vergleicht. Die senkrechte Projektion des Punktes D auf die Gerade $1-B$ ergibt den Punkt E . Der Punkt E teilt die Strecke $1-B$ im Verhältnis der Ausgangs- (Strecke e) zur Eingangsspannung (Summe der Strecken e und g). Man erkennt an diesem Beispiel – es enthält die Gleichheit der Summe der ohmschen Widerstände mit der Summe der Blindwiderstände – daß die Ausgangsspannung bei Gleichspannung größer als bei Wechselspannung der betreffenden Frequenz ist. Im Teilbild c ist die Strecke a größer als die Strecke e .

Eine ähnliche Betrachtung kann man für den mit Kapazitäten belasteten,

unkompensierten ohmschen Spannungsteiler der Abb. 4.3 anstellen. Nach dem Teilbild *a* treibt ein Generator G durch die Serienschaltung der kapazitätsbelasteten Widerstände R_1 und R_2 einen sich nicht verzweigenden Strom. Diese Bedingung wird dadurch erreicht, daß der anzuschließende Verbraucher oder Indikator gegenüber den Widerständen des Spannungsteilers einen sehr hohen Eingangswiderstand besitzt. Der Generator G soll praktisch alle Frequenzen von Gleichspannung anfangend bis $f = \infty$ zu liefern imstande sein.

In Teilbild *b* wurden die Vektorbilder der Leitwerte sowohl für den Längswiderstand als auch für den Querswiderstand gezeichnet. Man muß hier deshalb die Leitwerte berücksichtigen, weil in jedem Zweig der ohmsche Widerstand dem kapazitiven Blindwiderstand parallelgeschaltet ist. Um die Vektorbilder miteinander kombinieren zu können, wurde das Teilbild *c* aufgenommen. In Teilbild *c* ist in Abänderung der Schaltung nach *a* der Längszweig dem Quersweig des Spannungsteilers parallelgeschaltet. Dieser Parallelschaltung wird ein konstanter Strom i eingespeist, der sich in die Teilströme i_1 und i_2 aufteilt. Das Verhältnis von i_1 zu i_2 hängt vom Verhältnis der Scheinleitwerte von $R_1 C_1$ und $R_2 C_2$ ab. Nach dem Ohmschen Gesetz sind die Ströme den Widerständen umgekehrt proportional. Entsprechend dem umgekehrten Verhältnis der Teilströme wird sich bei Serienschaltung des Falls *a* und bei unverzweigtem Stromfluß die Eingangsspannung U_0 aufteilen.

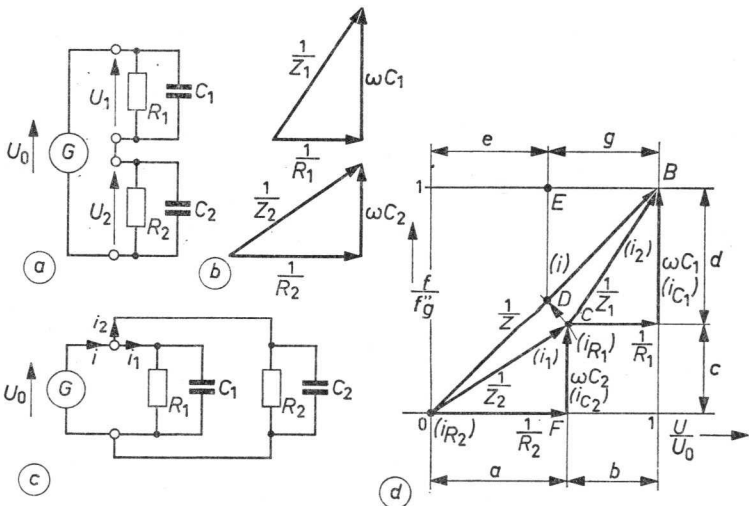


Abb. 4.3 *a*) Kapazitiv belasteter Spannungsteiler
c) Symbolische Parallelschaltung

b) Vektorbilder der Einzeleitwerte
d) Spannungsteilung gesamt

Durch Parallelschaltung der Widerstände R_1 und R_2 und der Kondensatoren C_1 und C_2 ist man in der Lage, für die Ströme oder Leitwerte ein ähnliches Vektorbild wie in Abb. 4.2 aufzubauen. Da nur die relativen Spannungsverhältnisse interessieren, ist es gleichgültig, ob die Leitwerte oder die Ströme vektoriell addiert und daraus Schlüsse gezogen werden. In das Teilbild 4.3d sind deshalb neben den Leitwerten die entsprechenden Ströme eingetragen. Auch hier wurde der Sonderfall gewählt, der dadurch gekennzeichnet ist, daß der Strom durch beide Kondensatoren C_1 und C_2 dem Strom durch beide Widerstände R_1 und R_2 (Teilbild c) gleich ist. Man erhält die gleiche Spannungsaufteilung für Bild d wie beim Spannungsteiler Abb. 4.2.

4.1.2 *Zeichnerische Ermittlung des Liniendiagramms einfacher Spannungsteiler*

Wie schon erwähnt, ist die Berechnung der Amplitudenverhältnisse fehlkompensierter, eingliedriger Spannungsteiler nicht ganz einfach, so daß hier auf ein zeichnerisches Verfahren eingegangen werden soll. Aus den Vektorbildern der Abb. 4.2 und 4.3 geht hervor, daß man in der Lage ist, das jeweilige Spannungsverhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung in relativer Darstellung gleichfalls nicht nur für die Sonderfälle, sondern auch für alle anderen Zwischenwerte zeichnerisch zu ermitteln. Betrachtet man nur den ohmschen Spannungsteiler, so kann man feststellen, daß dessen Aufteilung der Eingangsspannung frequenzunabhängig ist. Das bedeutet nichts anderes, als daß der Strom durch den Widerstandszweig R_1 und R_2 sich bei gleichbleibender Generatorspannung und Variation der Generatorfrequenz nicht ändert. Bei Frequenzvariation ändert sich aber der Strom erheblich, der die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 durchfließt. Bei der zeichnerischen Auswertung braucht man also nicht die Strecke 0-1 (Abb. 4.3d), wohl aber die Strecke 1-B zu ändern.

Die prozentuale Aufteilung der beiden Strecken bleibt jedoch konstant, da z.B. der kapazitive Spannungsteiler, für sich allein betrachtet, ebenso wie der ohmsche Teiler frequenzunabhängig ist. Es kommt also darauf an, die Strecke 1-B zu variieren und dabei ihre Aufteilung in das durch die Blindwiderstände bestimmte Verhältnis für jede Größe beizubehalten. Diese Forderung läßt sich am einfachsten in Anwendung der Bedingungen der Strahlensätze durchführen.

In Abb. 4.4 wurde zu diesem Zweck im Punkt B unter beliebigem Winkel eine Gerade errichtet, welche die Begrenzung B-C hat und durch den Punkt F in das Verhältnis der Kondensatorwerte aufgeteilt ist. Die y-Achse erhält

zwischen 0 und 1 einen Punkt A , der diese Strecke im Verhältnis der ohmschen Widerstände R_1/R_2 aufteilt. Bezeichnet man das Widerstandsverhältnis mit a , dann ist der Schwächungsfaktor dieses Spannungsteilers:

$$s = \frac{1}{a + 1}$$

Diese Spannungsteilung tritt bei einer Frequenz $F = 0$, also bei Gleichspannung auf. Zur Auffindung weiterer Punkte der Kurven des Diagramms wählt man auf der x -Achse einen beliebigen Punkt, z.B. den Punkt L . In diesem wird eine Senkrechte errichtet, die die Waagrechte 1 im Punkt R schneidet. Als nächstes verbindet man den gefundenen Punkt R mit dem Punkt C des zweiten Strahls; man erhält die Gerade 2. Ausgehend vom Punkt F des zweiten Strahls zieht man nun eine Parallele (3) zur Geraden $C-R$, die die Gerade $y = 1$ im Punkt P schneidet. Mit dieser Konstruktion hat man den ersten Strahl, den Abstand $B-R$, im Verhältnis der Kondensatoren $C_2/C_1 = b$ aufgeteilt *).

Vom Punkt P wird nun ein Lot auf die Gerade $y = A$ gefällt (4), man erhält den Punkt M . Mit Hilfe eines Zirkelschlags (5) – ausgehend vom

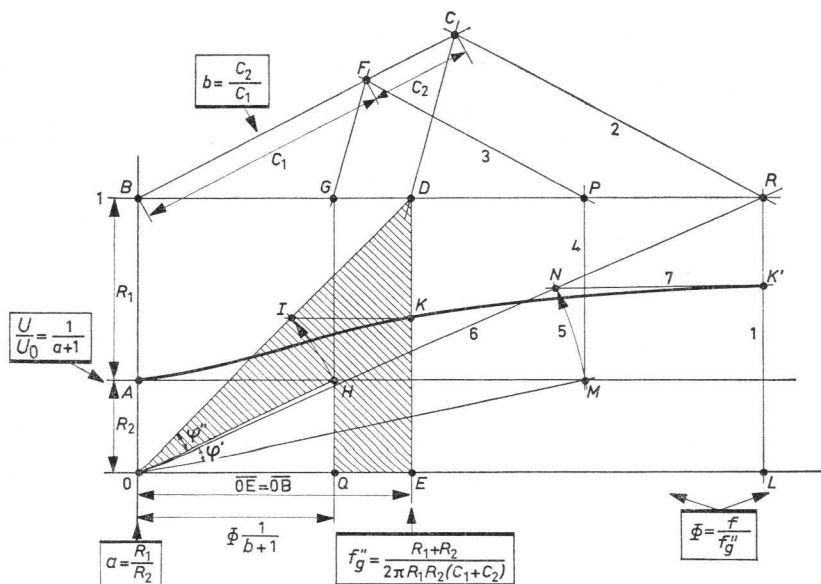


Abb. 4.4 Grafische Ermittlung der Spannungsteilung

*) Strahlensatz: Werden zwei von einem Punkt ausgehende Strahlen durch zwei Parallelen geschnitten, so gleichen die auf diesen Strahlen entstandenen Streckenverhältnisse einander.

Punkt M – um den Nullpunkt überträgt man die Strecke $0-M$ auf die Strecke $0-R$; man erhält den Punkt N . In Wirklichkeit stellt die Strecke $0-R$ verhältnismäßig die Eingangsspannung U_0 dar, während die Strecke $0-M$ im gleichen Verhältnis die Ausgangsspannung U angibt. Der Phasenwinkel beider Spannungen ist φ' . Durch Parallelverschiebung des Punkts N zur x -Achse in die Gerade $L-R$ (7) erhält man den Punkt K' . Der so gefundene Punkt K' teilt den Abstand $L-R$ im Verhältnis der bei dieser Frequenz herrschenden absoluten Spannungsteilung. Er ist ein gefundener Punkt des Liniendiagramms. Für den Sonderfall $0-E = 0-B$ wurde das gleiche Verfahren noch einmal durchgeführt und so der Punkt K gefunden. Zur Festigung des Gesagten sei die Reihenfolge nochmals kurz gefaßt wiederholt.

- Im Punkt E Senkrechte errichten, Punkt D wird gefunden
- Punkt D mit dem Nullpunkt verbinden
- Punkt D mit Punkt C verbinden
- Im Punkt F Parallele zu $D-C$ zeichnen, Punkt G wird gefunden
- Das Lot auf die Gerade $y = A$ ergibt den Punkt H
- Zirkelschlag von H nach I um den Nullpunkt
- Ausgehend von I Parallele zur x -Achse ziehen, Schnittpunkt mit $D-E$ ergibt Punkt K

Wendet man dieses an sich recht einfache Zeichenverfahren für viele Punkte der x -Achse an, so kann man für gegebene Bauelemente $a = R_1/R_2$ und $b = C_2/C_1$ für jede gewünschte Frequenz das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung zeichnerisch ermitteln. Der Punkt K stellt im Beispiel einen Sonderfall dar, da die Summe der Blindwiderstände gleich der Summe der ohmschen Widerstände (Strecke $0-E = 0-B$) war. Nach der Grenzfrequenzbedingung und der gedachten Parallelschaltung aller vier an der Spannungsteilung beteiligten Elemente kann man für diese Frequenz den Wert angeben:

$$f_g'' = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 (C_1 + C_2)} \quad (4-1)$$

Diese Gleichung ist nichts anderes als die Grenzfrequenzformel (3-23), in der statt des Widerstands R die Parallelschaltung von R_1 und R_2 enthalten ist und in die statt des Kondensators C die Summe der Kondensatorenwerte aufgenommen wurde.

Mit dieser Frequenz f_g'' ist gleichzeitig der Maßstab für die x -Achse festgelegt; dies wird durch die Gleichung:

$$\Phi = \frac{f}{f_g''} \quad (4-2)$$

angedeutet.

4.1.3 Einige Liniendiagramme einfacher Spannungsteiler

Mit Hilfe des besprochenen Zeichenverfahrens wurde das Liniendiagramm in Abb. 4.5 für ein Widerstandsverhältnis $a = 1$ mit b in Parameterdarstellung ermittelt. Die relative Frequenzeinteilung $\Phi = f/f_g''$ reicht bis zu einer Größe von 2,5. Das Teilverhältnis der Kondensatoren b wurde von 0 bis ∞ variiert, wobei die Kurven nur für einige charakteristische Werte gezeichnet wurden. Man erkennt in dieser Darstellung deutlich, daß der Spannungsteiler dann kompensiert ist – sein Übertragungsverhalten ist frequenzunabhängig – wenn a gleich b ist; in diesem Fall ist es die Gerade 0,5, die parallel zur x -Achse verläuft. Bei gleichgroßen Widerständen und gleichgroßen, dazu parallelliegenden Kondensatoren wird die Spannung U_0 sowohl bei Gleichspannung als auch bei allen übrigen Frequenzen auf den 0,5-fachen Wert heruntergeteilt; der Spannungsteiler ist frequenzkompensiert.

Setzt man:

$$a = \frac{R_1}{R_2} = b = \frac{C_2}{C_1}$$

dann wird:

$$\boxed{R_1 C_1 = R_2 C_2} \quad (4-3)$$

Mit anderen Worten ausgedrückt: *Ein kapazitätsbehafteter Spannungsteiler ohmscher Natur ist dann frequenzkompensiert, wenn die Zeitkonstanten jeder Abstufung gleich sind.*

In Abb. 4.5 sind die Liniendiagramme sowohl für den kapazitätsbehafteten als auch für den induktivitätsbehafteten ohmschen Spannungsteiler gültig, wenn man das entsprechende b verwendet und es in der betreffenden Rechenformel für den Sonderfall f/f_g'' berücksichtigt. Die Zwischenwerte lassen sich unschwer in das bestehende Kennlinienfeld einordnen. Zur Erleichterung dieser Einordnung wurden einige dazwischenliegende b -Werte angedeutet. Mit einem derartigen Netzwerk ist man in der Lage, wie die Auswertung der Kurvenscharen der Abb. 4.5 zeigt, erhebliche Frequenzkorrekturen durchzuführen, wenn man z.B. das Widerstandsverhältnis a beibehält und das Kondensatorverhältnis b variiert. Variiert man b von 0,1 bis 10 so kann man beispielsweise die Amplituden dieser Frequenz bei 2,5-facher Grenzfrequenz f_g'' um den Betrag 0,145mal U_0 bis 0,855mal U_0 ändern.

Soll der Frequenzmaßstab der x -Achse erhalten bleiben, so muß man bei der Variation der Kondensatoren darauf achten, daß die Summe der Kapazitäten beider Kondensatoren konstant bleibt. Das geht aus der Beziehung (4-1) hervor. In der Praxis wird ein Differentialdrehkondensator verwendet,

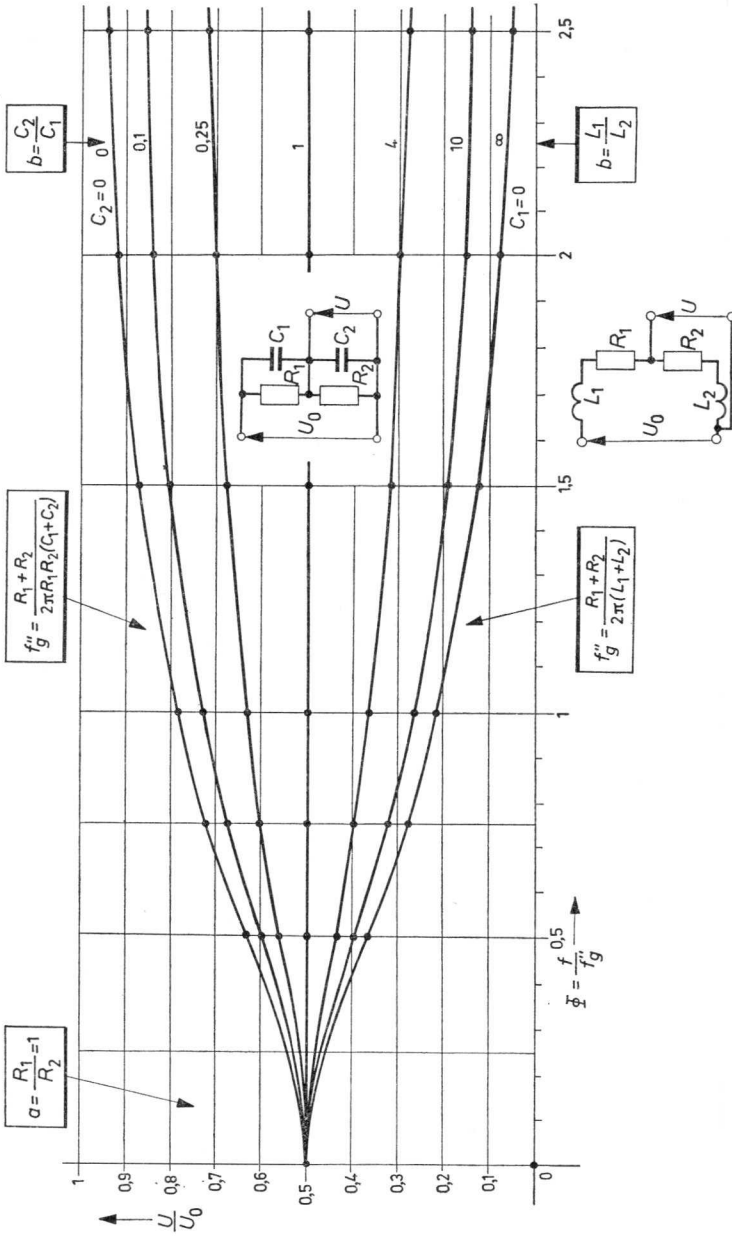
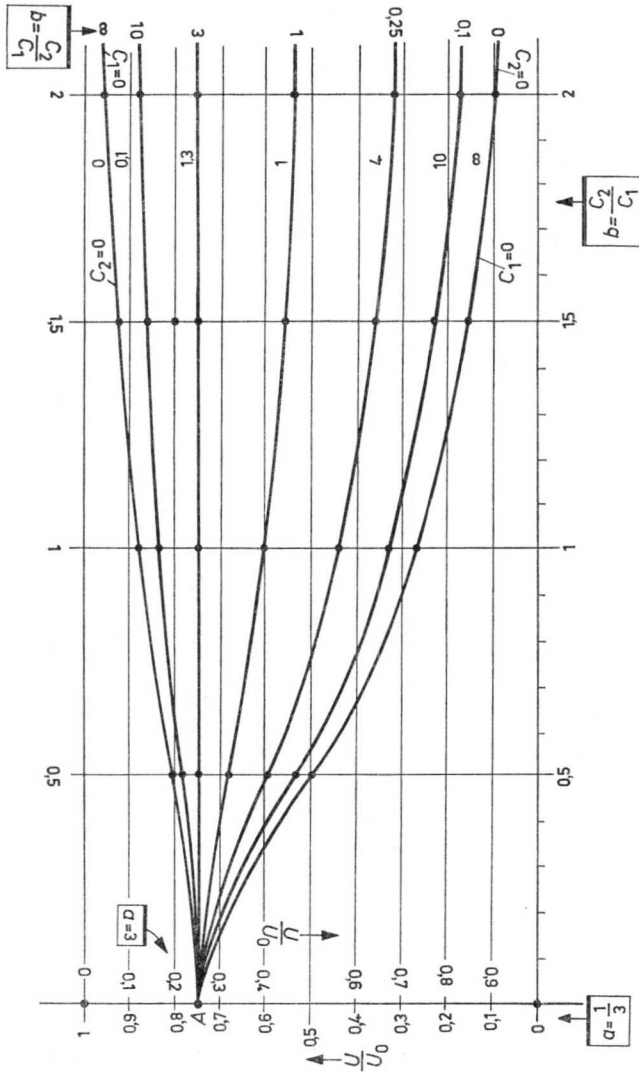


Abb. 4.5 Frequenzabhängige Abschwächung eines Teilers mit $R_1 = R_2$

Abb. 4.6 Frequenzabhängige Abschwächung eines Teilers mit $3 R_1 = R_2$ und $R_1 = 3 R_2$

dessen Rotor einen Kreisplattenschnitt hat und diese Bedingung weitgehend erfüllt. Eine Änderung der Verzerrung durch Änderung des Widerstandsverhältnisses a kommt für diese Schaltungsanordnung nicht in Frage, da man gewährleisten müßte, daß die Teilerwiderstände R_1 und R_2 neben der Variation ihres Verhältnisses zueinander noch die Bedingung zu erfüllen hätten, die aus (4-1) hervorgeht: f_g'' bleibt dann unverändert, wenn die Parallelschaltung der entsprechenden Teilerwiderstände R_1 und R_2 für jedes Verhältnis den gleichen Wert ergeben würde.

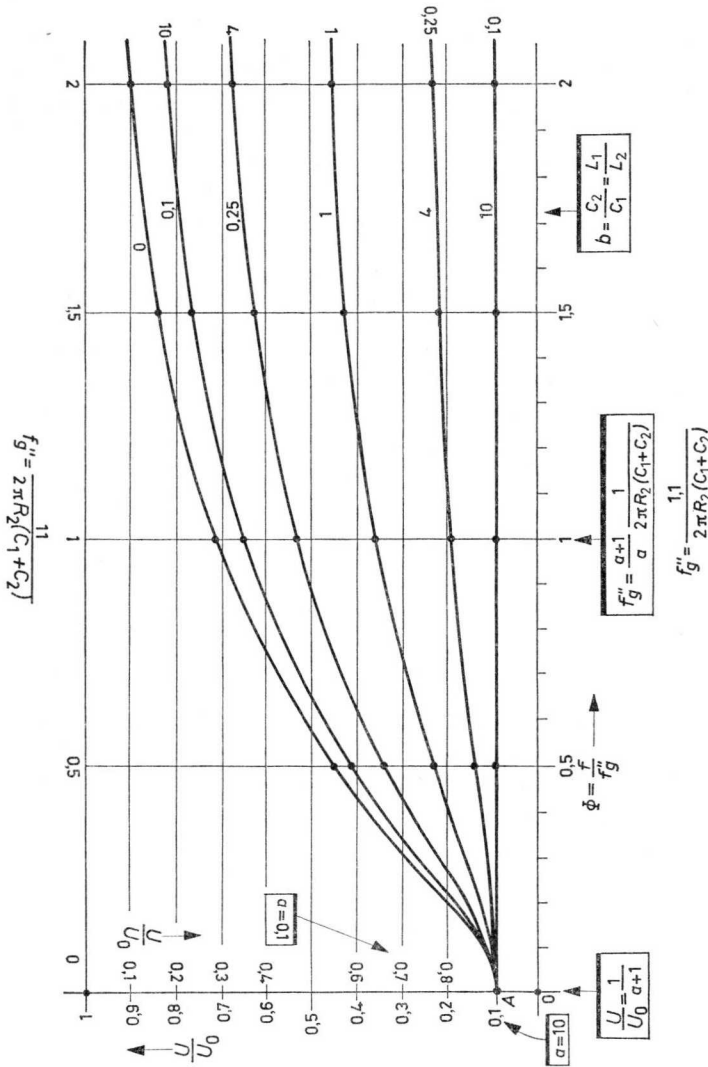


Abb. 4.7 Frequenzabhängige Abschwächung eines Teilers mit $10 R_1 = R_2$ und $R_1 = 10 R_2$

Der Gesamtleitwert dieser Parallelschaltung, es ist der Betrag:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} = \text{konstant,}$$

müßte für jedes Widerstandsverhältnis konstant sein.

Zur Verdeutlichung der Kurvenverläufe bei anderen a -Werten wurden noch zwei Abbildungen aufgenommen. Abb. 4.6 basiert auf einem a -Wert von $1/3$; der Längswiderstand des ohmschen Spannungsteilers ist hier drei-

mal kleiner als dessen Querwiderstand. Demnach liegt der Punkt A auf 75% des Werts $y = 1$. Von diesem Punkt ausgehend verläuft die Gerade $1/3$, die den Frequenzgang bei Kompensation angibt, parallel zur x -Achse. Man erkennt, daß die Linie $b = 0$ keine so große Steigung hat, wie z.B. in Abb. 4.5. Für diesen Fall ist der Kondensator C_2 gleich 0; der dem Widerstand R_1 parallelliegende Kondensator C_1 hat keinen so großen Einfluß auf den Frequenzgang, da der Widerstand R_1 kleiner als im Fall der Abb. 4.5 ist. Die Kurven unterhalb der Kompensationsgeraden ($1/3$) sind dagegen wesentlich stärker gekrümmt. Diese dokumentieren die Fälle, bei denen die größeren Kondensatoren C_2 parallel zum Widerstand R_2 liegen, und daher auch die stärkere Frequenzabhängigkeit.

Mit dieser Zeichnung kann man auch den Fall $a = 3$ dokumentieren; man braucht das Diagramm nur um 180° gedreht zu betrachten. Aus diesem Grunde wurden sowohl die y -Achse als auch die Beschriftung der b -Werte mit kopfgestellten Ziffern versehen. Mit einem derartigen Netzwerk ließe sich eine Vorverzerrung bewerkstelligen, die besonders für die Baßbetonung von Bedeutung ist. Das letzte Bild dieser Reihe, Abb. 4.7, wurde in gleicher Weise aufgebaut; es enthält Widerstandsverhältnisse von $a = 10$ und $a = 0,1$. Demnach ist auch die $b = 10$ - oder $b = 0,1$ -Linie eine Gerade, die parallel zur x -Achse verläuft. Alle anderen Kurven verlaufen mit unterschiedlicher Krümmung ausgehend vom Punkt A derart, daß sie sich mit größer werdendem Φ jeweils dem entsprechenden Spannungsteilerverhältnis von b , also dem Spannungsteiler der Blindwiderstände annähern. Das ist leicht einzusehen, und es wurde bereits gesagt, daß bei einem kombinierten Spannungsteiler für die Spannungsteilung von Gleichspannung in erster Linie die ohmschen Widerstände verantwortlich sind, während mit steigender Frequenz die Spannungsteilung hauptsächlich durch das Verhältnis der Blindwiderstände bestimmt wird.

4.1.4 Errechnung der Spannungsteilung

Für einen Teil der Leser wird auch die rechnerische Ermittlung der Spannungsteilung nichtkompensierter Teiler aus Widerständen von Interesse sein, weshalb kurz darauf eingegangen werden soll. Ausgehend vom Zeichenverfahren gemäß Abb. 4.4 kann man folgende mathematische Ableitung treffen.

Aufgrund der Zeichnungen wird behauptet: Der gefundene Punkt K teilt die Strecke ED im Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung derart auf, daß man folgende Beziehung schreiben kann:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{EK}{ED} \text{ oder } \frac{OI}{OD} \quad (4-4)$$

Für die Strecke OD kann man nach Pythagoras den folgenden Wert ausrechnen:

$$OD = \sqrt{ED^2 + OE^2} = \sqrt{1 + \Phi^2} \quad (4-5)$$

und für die Strecke OI kann man gleichfalls schreiben:

$$OI = \sqrt{OA^2 + BG^2} \quad (4-6)$$

Diese beiden Bedingungen kann man aus den rechtwinkligen Dreiecken OED und OQH ableiten.

Die Strecke OA ist aber gleich:

$$a = \frac{R_1}{R_2} \quad OA = \frac{1}{a + 1} \quad (4-7)$$

und die Strecke BG bzw. OQ ist gleichzusetzen mit:

$$\frac{U_c}{U_0} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}; \quad b = \frac{C_2}{C_1} \quad BG = \frac{1}{b + 1} \Phi \quad (4-8)$$

Die beiden letzten gefundenen Werte, Gln. (4-7) und (4-8), setzt man in Gl. (4-6) ein und erhält:

$$OI = \sqrt{\left(\frac{1}{a + 1}\right)^2 + \left(\frac{1}{b + 1}\right)^2 \Phi^2}$$

Wenn man auf den ursprünglichen Ansatz zurückkommt, erhält man schließlich die endgültige Gleichung, welche lautet:

$$\frac{U}{U_0} = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{a + 1}\right)^2 + \left(\frac{1}{b + 1}\right)^2 \Phi^2}{1 + \Phi^2}} \quad (4-9)$$

Diese Beziehung ist nicht sehr kompliziert; sie enthält neben den beiden Teilverhältnissen a und b die relative Frequenz Φ , allerdings in einem Wurzelausdruck.

Etwas umfangreicher wird der mathematische Zusammenhang, wenn man statt der Relativwerte die entsprechenden Beträge der Bauelemente des nichtkompensierten Spannungsteilers einsetzt. Nach der Definition hat man also:

1. für $a = R_1/R_2$
2. für $b = C_2/C_1$ und
3. für Φ zu setzen: $\Phi = \frac{2\pi R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2} f \quad (4-10)$

Die endgültige Form der Gleichung sieht dann so aus:

$$\frac{U}{U_0} = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2 \left(\frac{2\pi R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}\right)^2 f^2}{1 + \left(\frac{2\pi R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}\right)^2 f^2}} \quad (4-11)$$

Nach weiterer Vereinfachung erhält man schließlich:

$$\frac{U}{U_0} = \sqrt{\frac{1 + (2\pi R_1 C_1)^2 f^2}{\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)^2 + [2\pi R_1 (C_1 + C_2)]^2 f^2}}$$

Der Zähler des Wurzelausdrucks der Gl. (4-11) enthält im ersten Summanden die Spannungsabschwächung durch die Widerstände und in seinem zweiten Summanden die Kondensatorspannungsteilung, die in gewisser Beziehung frequenzabhängig ist. Im ersten Summanden ist die Frequenz als Faktor nicht enthalten. Beide Summanden werden, weil sie unter der Wurzel stehen, quadriert; wir haben es also im Zähler mit einer geometrischen Addition zu tun. Der Nenner des Wurzelausdrucks ist etwas einfacher; der eine Summand besteht aus der Zahl 1, deren Quadrat ebenfalls 1 ist. Der zweite Summand ist ein quadrierter frequenzabhängiger Ausdruck.

Aufgaben:

1. Die Richtigkeit der Formel nach Gl. (4-9) ist zu überprüfen, indem man die Werte $a = R_1/R_2$ und $b = C_2/C_1$ gleichsetzt. Es soll die Frequenzunabhängigkeit für diesen Sonderfall der Kompensation nachgewiesen werden.
2. Es ist in Abwandlung der Formel aus Gl. (4-11) für einen weiteren Sonderfall – den überbrückten Hochpaß – die Richtigkeit dieser Beziehung nachzuweisen. Beim überbrückten Hochpaß ist bekanntlich der Widerstand R_1 mit einem Kondensator C_1 überbrückt; der Kondensator C_2 hat den Wert 0. Durch Einsetzen dieser Bedingung in die Beziehung, Gl. (4-11), und entsprechende Umformung müßte demnach die Formel, Gl. (3-35), abgeleitet werden können.

Mit diesen beiden Aufgaben kann man den Kreis der Beweisführung schließen und die Richtigkeit der Formel wie auch die Richtigkeit des zeichnerischen Verfahrens für die Ermittlung der Spannungsteilung erkennen und feststellen.

4.1.5 Widerstands-Kondensator-Netzwerk zur Vorverzerrung der Höhen

Mit der in den vorangehenden Absätzen gemachten Erfahrung wird es nicht schwierig sein, entsprechende Netzwerke für die Vorverzerrung von Rechtecksignalen zum Zwecke der Prüfung schmalbandiger Niederfrequenzverstärker zu entwickeln und deren Schaltung anzugeben. Zur Kompensation der Höhenanhebung bedient man sich am zweckmäßigsten einer Widerstands-Kondensator-Anordnung. Ein derartiges Netzwerk muß an sich zwei Einstellmöglichkeiten besitzen: Eine Korrekturmöglichkeit zur Kompensation der Höhenanhebung, aufgrund derer man eine Aussage über den Grad der Höhenanhebung des Prüflings machen kann, und eine Einstell- oder Auswahlmöglichkeit der Frequenzgrenze bzw. der Frequenz schlechthin, von welcher an diese Höhenanhebung im Prüfling erfolgt.

In Abb. 4.8 ist ein derartiges Netzwerk angegeben. Es besteht aus einem Differentialdrehkondensator C , welcher zur Festlegung der Anfangs- und Endbereiche mit zwei kleinen Trimmern C_1 und C_2 versehen ist. Dieser Kondensator dient zur Vorverzerrung der Höhen in beiden Richtungen. Das zweite Einstellorgan ist ein Tandempotentiometer $R_0 + R_0$; es ist mit R bezeichnet. Mit diesem Tandempotentiometer kann die Frequenzgrenze in weiten Grenzen eingestellt werden, jedoch wird mit Hilfe der Widerstände R_1 und R_2 die höchste einstellbare Frequenzgrenze festgelegt. Rechts neben dem Schaltbild des Netzwerks sind an einem Rechtecksignal die möglichen Vorverzerrungen angedeutet worden.

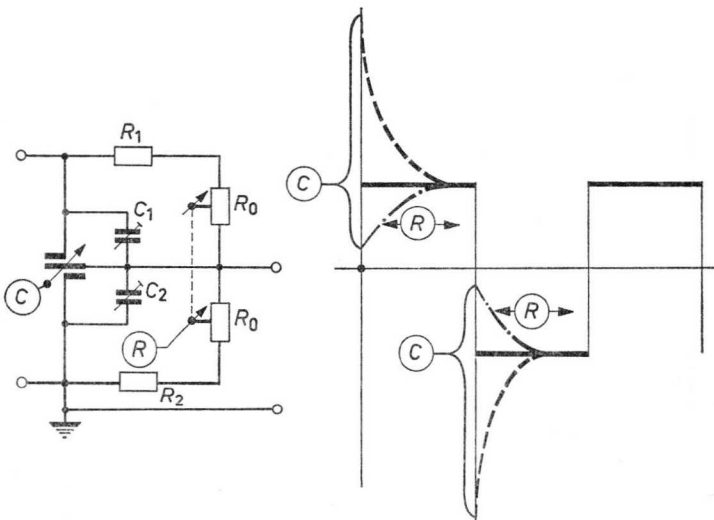


Abb. 4.8 Netzwerk zur definierten Vorverzerrung von Rechtecksignalen

Am positiven Dach dieses Signals erkennt man, daß die hohen wie auch die tiefen Frequenzen des Rechtecksignals unterdrückt oder bevorzugt werden können bzw. in Mittelstellung von C und bei jeder Stellung R eine lineare Übertragung stattfindet. Die mit C bezeichnete Klammer gibt in etwa den Grad der Flankenverformung an, welche durch C einstellbar ist. Mit Hilfe des Tandempotentiometers R kann man die Frequenzgrenze einstellen. Man ist also in der Lage, die Basis der „Nasen“ bei bevorzugten Höhen oder den Dachauslauf der verformten Anstiegsflanke bei unterdrückten Höhen auszuwählen. Durch Betätigung des Widerstands R kann man also den Auslauf der verformten Dachkurve in horizontaler Richtung verschieben. Diese Verschiebung wurde in der Darstellung des negativen Dachs der gleichen Kurve angedeutet.

Und nun die praktische Dimensionierung: Es sei angenommen, daß die Größe des Differentialdrehkondensators $C = 250$ pF beträgt. Die Größe der Widerstände R_1 und R_2 betrage je 100 k Ω . Der Maximalwert des Tandempotentiometers sei $1,3$ M Ω . Eingangsseitig stellt ein solches Netzwerk selbst in ungünstigsten Fall noch eine genügend kleine Belastung für den Rechteckgenerator dar, nämlich ca. 60 pF \parallel $0,2$ M Ω . Die reelle Belastung ist verschwindend klein, da selbst bei kleinster Einstellung des Tandempotentiometers ein Restwiderstand von 200 k Ω übrigbleibt. Die kapazitive Belastung des Rechteckgeneratorsausgangs ist für Tastfolgefrequenzen, wie sie für die Überprüfung von Nf-Geräten benötigt werden, ebenfalls sehr klein. Die obere Grenzfrequenz errechnet sich aus:

$$f_{go} = \frac{1}{2\pi R_i \cdot C} = \frac{10^{12}}{2\pi 50 \cdot 60} \doteq 53 \cdot 10^6 \text{ Hz, entspricht: } 53 \text{ MHz}$$

wobei R_i der innere Widerstand des Rechteckgenerators, ca. 50 Ω , ist. Man kann also annehmen, daß am „heißen“ Pol des Ausgangs trotz Belastung ein annähernd ideales Rechtecksignal zur Verfügung steht.

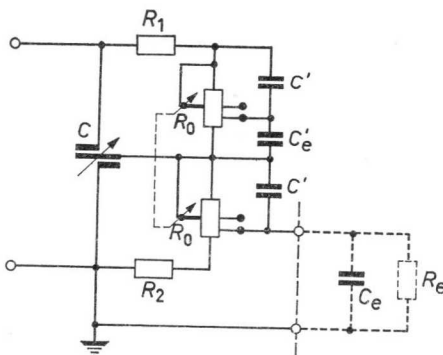


Abb. 4.9 Netzwerk zur Vorverzerrung mit günstigerer Ausgangsimpedanz

Mit den gegebenen Werten errechnet sich die tiefste wählbare untere Frequenzgrenze f''_{\min} nach der Beziehung (4-1) zu:

$$f''_{\min} = \frac{(1,4 + 1,4) 10^6 \cdot 10^{12}}{2\pi 1,4^2 \cdot 250} \doteq 909 \text{ Hz}$$

und deren höchster Wert f''_{\max} wird demnach:

$$f''_{\max} = \frac{(10^5 + 10^5) 10^{12}}{2\pi 10^{10} \cdot 250} \doteq 12,7 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

Es ist also genügend Einstellmöglichkeit mit dem Potentiometer $R_0 + R_0$ gegeben; die Variationsmöglichkeit mit Hilfe des Kondensators C ist ebenfalls für alle Fälle ausreichend.

Mit einem derartigen Netzwerk kann man die überbetonten Höhen des Prüflings im Einstellbereich von ca. 1,5 kHz bis 15 kHz ab kompensieren und aus dem Grad der notwendigen Vorverzerrung Rückschlüsse auf die Intensität der Höhenanhebung im Prüfling ziehen. Allerdings muß hierbei der Eingangswiderstand des zu überprüfenden Geräts berücksichtigt werden. Bei vollaufgedrehtem Tandempotentiometer ist der Ausgangswiderstand des Netzwerks größer als 800 k Ω . Da alle Betrachtungen für den unbelasteten Zustand des Spannungsteilers angestellt wurden, muß gefordert werden, daß der abschließende Eingangswiderstand des Prüflings mindestens zehnmal größer als der Innenwiderstand des Netzwerks ist.

Das ist nicht ganz einfach erfüllbar, da die meisten Eingangsimpedanzen der Nf-Verstärker in der Größenordnung zwischen 100 k Ω und 1 M Ω variieren. Bei Transistorgeräten liegen die Eingangsimpedanzen noch ungünstiger. Man kann sich aber dadurch helfen, indem man einen Impedanzwandler in Form einer Katodenfolgerstufe zwischen das Netzwerk für die Vorverzerrung und den Prüfling schaltet. Derartige Impedanzwandler sind in der Praxis sehr gebräuchlich und stehen vielerorts zur Verfügung. Man kann aber auch anders verfahren, ein entsprechender Vorschlag wird in Abb. 4.9 gemacht.

Die Werte des Spannungsteilers sind im wesentlichen die gleichen, nur wird hier ein Potentiometer mit Abgriffen verwendet. Derartige Tandempotentiometer trifft man häufig in der üblichen Stereo-Schaltungstechnik an. Sie dürften daher unschwer zu beschaffen sein. Die Werte des Kondensators C und der beiden Widerstände R_1 und R_2 werden beibehalten. Der Ausgang dieses Spannungsteilers liegt nicht am Mittelabgriff, sondern am Abgriff des unteren Einstellers. Dadurch tritt die parallelliegende Eingangsimpedanz des Prüflings nicht so störend in Erscheinung, da sie nur einem verhältnismäßig kleinen Teil des Potentiometers parallelgeschaltet ist. Durch

diese Maßnahme stehen am Eingang des Prüflings zwar bedeutend geringere Rechtecksignale zur Verfügung, dieselben werden aber dem verhältnismäßig hochohmigen Spannungsteiler rückwirkungsfreier entnommen. Doch ist der Eingangsspannungsbedarf der Nf-Verstärker nicht sehr groß, so daß man selbst mit einer stark abgeschwächten, definiert vorverzerrten Rechteckspannung auskommen wird. Außerdem sind die maximalen Ausgangsspannungen der meisten Rechteckgeneratoren genügend groß und einstellbar, so daß jeder Eingangsspannungsbedarf gedeckt werden kann. Die in Abb. 4.8 vorhandenen Trimmer werden hier, in Abb. 4.9, zur Kompensation der nachträglichen Spannungsteilung durch die eine Potentiometerbahn mitverwendet. Dabei ist auf hochohmige C-Kompensation beider Potentiometerbahnen zu achten.

In Abb. 4.10 ist der Einstellbereich des Widerstands-Kondensator-Netzwerks in einem Liniendiagramm dargestellt. Aus der Darstellung geht hervor, daß man die Frequenzgrenze von ca. 1 kHz bis mindestens 10 kHz durch Variation von R verändern kann. Mit Hilfe des Kondensators C (der Abb. 4.8 und 4.9) ist von der Mittelstellung, der Geraden 0,5, in beiden Richtungen eine Variation der Vorverzerrung von 1 : 10 möglich. Für drei verschiedene Frequenzgrenzen f''_{g1} , f''_{g2} , f''_{g3} wurden die Übertragungslinien gezeichnet und der durch sie einstellbare Übertragungsbereich schraffiert.

Mit einem derartigen Netzwerk kann man den korrigierten Frequenzverlauf eines Nf-Verstärkers durch Vorverzerrung der Rechtecksignale scheinbar kompensieren und erhält am Ausgang ein dem Idealzustand weitgehend angenähertes Signal.

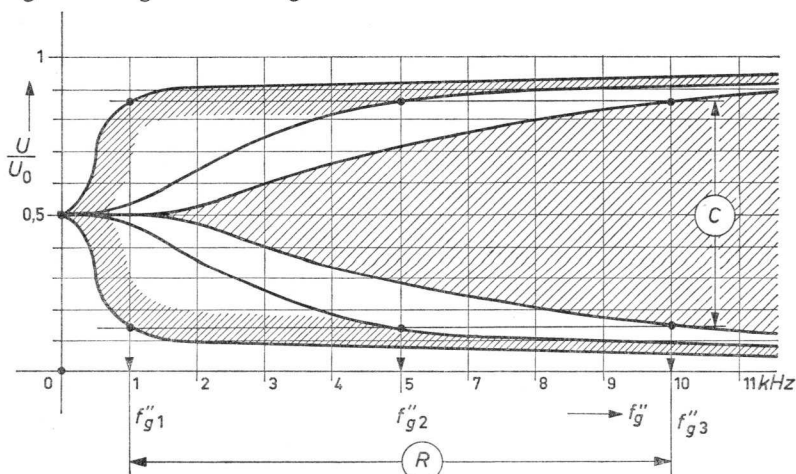


Abb. 4.10 Einstellbereich der Netzwerke nach Abb. 4.8 und 4.9 zum Ausgleich der Höhen-Korrektur

4.1.6 Induktivitäts-Widerstands-Netzwerk zur Vorverzerrung der Tiefen

Das im vorangehenden Absatz beschriebene Netzwerk dient hauptsächlich der Reduktion der bevorzugten Höhen, da das Übertragungsverhalten ab Gleichspannung bis zu den tiefen Frequenzen gleichmäßig ist. In Abb. 4.11 ist ein Netzwerk angegeben, mit welchem man die Rechteckprüfsignale in ihrem Gehalt an Gleichspannung und tiefen Frequenzen vorverzerrt kann. Im wesentlichen besteht das Netzwerk aus zwei Induktivitäten L_1 und L_2 und einem Drehwiderstand R . Aus Abb. 4.5 kann man entnehmen, daß sich die Frequenzgrenze eines derartigen Teilers errechnet aus:

$$f_g'' = \frac{R_1 + R_2}{2\pi(L_1 + L_2)} \quad (4-12)$$

Macht man die Induktivitäten L_1 und L_2 gleichgroß und variiert sie nicht, dann erreicht man, daß bei hohen Frequenzen, bei denen der induktive Blindwiderstand den ohmschen Widerstand weitaus überwiegt, die Spannungsteilung annähernd konstant auf 50% gehalten wird. Zur Einstellung der Vorverzerrung wird hierbei das Widerstandsverhältnis – in Abb. 4.11 mit dem Potentiometer R – so variiert, daß die Summe der Teilerwiderstände in jeder Stellung konstant ist. Diese Bedingung wird von jedem Potentiometer in der angewendeten Schaltung ohne weiteres erfüllt. Am Schleifer kann das vorverzerrte Signal abgegriffen werden. Der in der Abb. 4.11 zusätzlich enthaltene Differentialtrimmer dient zum Ausgleich der Schaltkapazitäten. Er verhindert bei richtiger Einstellung eine Überlagerung des Prüfsignals infolge Überschwingerscheinungen durch die Eigenresonanz der Induktivi-

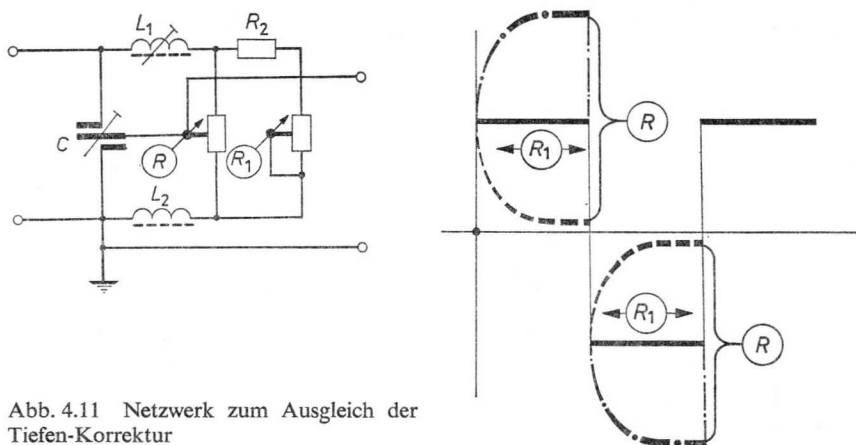


Abb. 4.11 Netzwerk zum Ausgleich der Tiefen-Korrektur

täten. Das über den Widerstand R_2 dem Potentiometer R parallelliegende Einstellglied R_1 ermöglicht durch die Verkleinerung der Summe der Teilerwiderstände von R die Auswahl der Frequenzgrenze. Bei den tiefen Frequenzen ist es nicht notwendig, die Frequenzgrenze in so großem Umfang zu verändern, da von ca. 1 kHz an schon der mittlere Frequenzbereich beginnt.

Neben dem Netzwerk ist in Abb. 4.11 die zu erwartende Signalverformung dargestellt. Mit dem Einsteller R ist man also in der Lage, den Teil des Rechtecksignals, der die tiefen Frequenzen enthält (Dachauslauf), gegenüber dem Flankenanstieg in weiten Grenzen zu variieren. Mit dieser Einstellmöglichkeit kann man das Rechtecksignal definiert derartig vorverzerren, daß am Ausgang der gesamten Prüfanordnung einschließlich des Prüflings das Rechteckdach annähernd waagerecht erscheint. Die notwendige Vorverzerrung gibt über den Grad der Bevorzugung der Tiefen im Prüfling Auskunft. Dieses Verfahren wird sich zweckmäßigerweise bei Serienprüfungen anwenden lassen, bei denen gewisse Grenzen eingehalten werden müssen.

Die Größe von R wird man in den Grenzen von 100Ω bis $1 \text{ k}\Omega$ wählen. Die Werte der Induktivitäten müßten dann 10 bis 100 mH betragen. Im ersten Fall – bei $R = 100 \Omega$ – erhält man annähernde Anpassung für alle Ausgänge der Rechteckgeneratoren, während im zweiten Fall – $R = 1 \text{ k}\Omega$ – der Ausgang des Rechteckgenerators durch den Scheinwiderstand des Netzwerks weniger belastet wird. Für beide Ausführungen kann man feststellen, daß die Ausgangsimpedanz des Netzwerks genügend klein ist und ein Impedanzwandler zwischen ihm und dem Prüfling sich in jedem Fall erübrigt. Auf eine Entkopplung der beiden Induktivitäten L_1 und L_2 ist besonderer Wert zu legen. Die Gleichung für die Dimensionierung des Teilers lautet:

$$L_1 = L_2 = \frac{R_1 + R_2}{4\pi f''_{g \max}} = \frac{R}{4\pi f''_{g \max}} \quad (4-13)$$

Beispiel:

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega = R$$

$$f''_{g \max} = 2 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{1000}{4 \cdot 2000 \cdot \pi} \doteq 0,04 \text{ H}$$

In Abb. 4.12 ist auch der Einstellbereich in seiner Gesamtheit in Form des Liniendiagramms dargestellt. Für drei Frequenzgrenzen f''_{g1} , f''_{g2} , f''_{g3} sind die entsprechenden Kennlinien eingezeichnet, und die von ihnen einge-

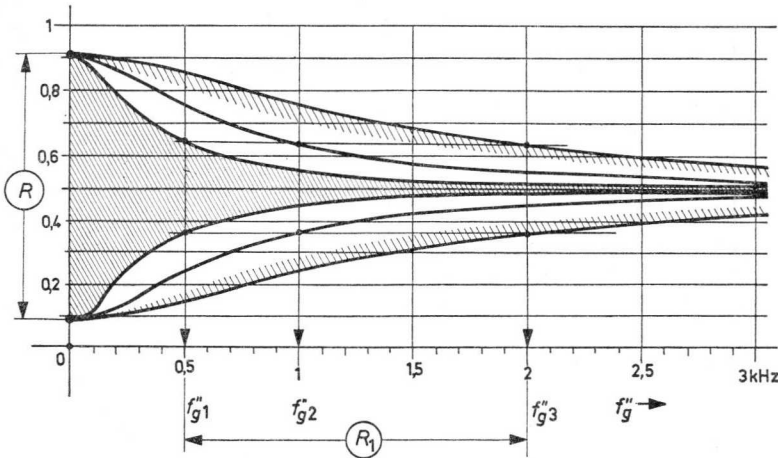


Abb. 4.12 Einstellbereich des Netzwerks zum Ausgleich der Tiefen-Korrektur nach Abb. 4.11

schlossenen Flächen wurden als Einstellbereiche kennzeichnend schraffiert.

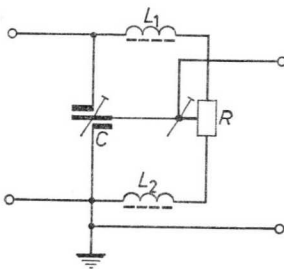
Grundsätzlich kann man beide Netzwerke, sowohl das für die Vorverzerrung der Tiefen als auch die Anordnung für die Vorverzerrung der Höhen, hintereinanderschalten. Die so entstehende Gesamtschaltung mit vier Einstellmöglichkeiten gestattet es, alle notwendigen Vorverzerrungsmaßnahmen durchzuführen, die erforderlich sind, um die frequenzkorrigierenden Eigenschaften eines Prüflings durch definierte Vorverzerrung zu reduzieren. Betrachtet man Abb. 4.10 und Abb. 4.12 sowie die Eingangsimpedanzen der Netzwerke, so kommt man zur Schlußfolgerung, daß jeder Einstellvorgang annähernd rückwirkungsfrei durchgeführt werden kann, da weder eine zu große frequenzmäßige Überschneidung auftritt, noch eine erhebliche gegenseitige Beeinflussung der Netzwerke stattfindet. Das Netzwerk zur Korrektur der Tiefen müßte im Signalweg an erster Stelle kommen, da seine Eingangs- und Ausgangsimpedanz verhältnismäßig niederohmig ist. Der anschließende hochohmige RC -Spannungsteiler, Beispiel nach Abb. 4.9, beeinflusst den vorangehenden LR -Spannungsteiler in keiner Weise, da seine Eingangsimpedanz, im ungünstigen Fall ca. $200\text{ k}\Omega$, die Einstellung von R gemäß Abb. 4.11 nicht zu verfälschen in der Lage ist.

4.1.7 Einige Oszillogramme vorverzerrter Rechtecksignale

Zur Veranschaulichung der Verformungseigenschaften des Netzwerks nach Abb. 4.11 sollen zum Schluß noch einige Oszillogramme besprochen werden. Werte des Versuchsaufbaus siehe Abb. 4.15.

Abb. 4.13 bringt das unverzerrte Ausgangs-Oszillogramm bei der Mittelstellung des Potentiometers R und bei Kompensation durch den Differentialtrimmer C ; die Eingangsrechteckspannung steht in diesem Fall mit halber Amplitude in unverzerrter Form am Ausgang zur Verfügung. Abb. 4.14 bringt das gleiche Rechtecksignal bei einer Fehleinstellung des Kondensators C . Die Dächer dieser Signale sind fast vollständig durch eine abklingende Überschwingamplitude gekennzeichnet; aus der jeweiligen Teilkapazität von C und der zutreffenden Induktivität L bilden sich 2 Schwingkreise, deren Resonanzfrequenzen gegeneinander verstimmt sind. Angeregt durch die Anstiegsflanke entstehen jeweils am Schluß der Anstiegsperiode erhebliche Einschwingvorgänge, die durch die Teilwiderstände von R stark gedämpft sind. In Kompensationsstellung von C sind die Resonanzfrequenzen beider Schwingkreise einander gleich und in einer bestimmten Stellung auch phasengleich. Es entstehen zwei gleichgroße Teilspannungen, die gegeneinandergerichtet und über den geringen Innenwiderstand des Generatorschlusses kurzgeschlossen sind. Die Neigung zum Überschwingen wird dadurch restlos unterdrückt.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, daß man das Überschwingen z.B. beim Prüfen von Übersteuerungserscheinungen an gekrümmten Kennlinien absichtlich hervorruft, um die an der einseitigen Einebnung der Überschwingamplitude beginnenden Verzerrungen an der Kennlinienkrümmung leichter beurteilen zu können. In Kapitel 3.4.2 wurde im Rahmen der Behandlung des Überschwingens auf diese Möglichkeit bereits hingewiesen. So ist in Abb. 4.15 eine einfache Schaltungsanordnung dargestellt, mit welcher man in der Lage ist, ein Rechtecksignal mit verhältnismäßig ungedämpften Schwingungszügen höherer Frequenz zu überlagern.



$$L_1 = L_2 = 0.08 \text{ H}$$

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

$$C = 2 \cdot 50 \text{ pF}$$

Abb. 4.15 Netzwerk zur Demonstration der Vorrerrung mit und ohne Überschwingen

Abb. 4.16 ist bei aufgedrehtem Steller R zustande gekommen. Durch Tiefpaßwirkung von L_1 und R_2 werden die Höhen unterdrückt, was durch die verformte Anstiegsflanke angezeigt wird. Abb. 4.17 enthält zwar die gleiche Einstellung von R , aber den Zustand der Fehlkompensation durch C . Man erkennt, daß das Überschwingen auch diesmal um das Rechteckdach erfolgt, welches infolge der Tiefenanhebung stark ansteigende Tendenz zeigt.

Bei entgegengesetzter Stellung des Potentiometers R wurde Abb. 4.18 aufgenommen. Für diesen Fall findet man als Längswiderstand die Serienschaltung von L_1 und R , während die Querableitung durch L_2 gebildet wird. Es ist eine Einstellung, die für die Unterdrückung der Tiefen und der Gleichspannung kennzeichnend ist. Die Anstiegsflanken werden ähnlich wie beim CR -Hochpaß weitgehend differenziert. Diese Einstellung wird man also verwenden, wenn es im Rahmen einer Vorverzerrung gilt, die durch den Prüfling stark hervorgehobenen Tiefen zu kompensieren. Abb. 4.19 ist bei gleicher R -Einstellung, jedoch bei Verstellung des Trimmers C aufgenommen worden. Auch hier findet man das charakteristische Überschwingen um die Dachverläufe.

PRÜFUNG UND ABGLEICH IM HF-GEBIET

5.1 Grundsätzliche Probleme

Es dürfte allgemein bekannt sein, daß Rechtecksignale mit genügend steilem Anstieg auch zur Prüfung und zum Abgleich von Hf-Verstärkern verwendet werden können. Der selektive Prüfling filtert bei diesem Vorgang aus dem Oberwellengehalt des Rechtecksignals die passenden Frequenzen heraus und gibt diese entsprechend verstärkt wieder. Der verstärkte Träger ist dabei scheinbar mit der Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals moduliert. Wählt man dabei die Tastfolgefrequenz z.B. im Nf-Gebiet, so kann man mit einem Rechtecksignal von der Antenne anfangend bis zum Lautsprecher eines Rundfunkgeräts „durchkommen“. Bei defektem Prüfling ist es zweckmäßig, die fortschreitende Signaleinspeisung zu verwenden. Bei der Anwendung dieses Verfahrens ist es nicht notwendig, den Generator auf die Resonanzfrequenz des Prüflings einzustellen.

Wie im ersten Kapitel ausgeführt und in den Abb. 1.4 und 1.8 dargestellt, enthält das Rechtecksignal eine große Anzahl geradzahlgiger Oberwellen, deren Amplitudendifferenzen mit steigender Ordnungszahl kleiner werden. Man erkennt anhand von Abb. 1.8, daß z.B. die Amplitudendifferenz der 99. und 101. Harmonischen nur ca. 2% beträgt. Verwendet man als Tastfolgefrequenz z.B. 1 kHz und stimmt den Prüfling auf 1 MHz ab, so ergibt sich ein Frequenzverhältnis von 1 : 1000, und die Amplitudendifferenz der benachbarten Harmonischen wird entsprechend kleiner.

Man kann also mit guter Näherung annehmen, daß im AM-Bereich jeweils die Oberwellen mit gleicher Amplitude zur Verfügung stehen. Man ist in der Lage, eine stufenweise Signaleinspeisung durchzuführen, ohne die Abstimmung des Generators betätigen zu müssen.

5.1.1 Hinweise für die Praxis

Nach der beschriebenen Überprüfung des Niederfrequenzteils eines Empfängers kann man bei gleicher Einstellung des Rechteckgenerators zur Überprüfung der vorangehenden Hf-Stufen schreiten. Es ist zweckmäßig, das Ausgangskabel des Rechteckgenerators mit einer kleinen Tastkapazität (10 bis 50 pF, Abb. 5.1) zu versehen, die einmal die Gleichspannung der

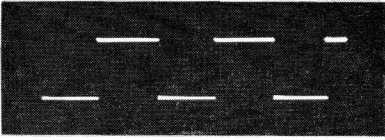


Abb. 4.13 Idealisertes Signal am Eingang

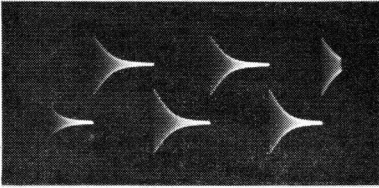


Abb. 4.14 Ausgangssignal (Abb. 4.15)
R in Stellung „kompensiert“
C in Stellung „nicht kompensiert“

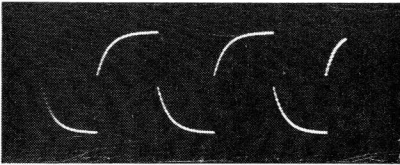


Abb. 4.16 *R* in Stellung „Tiefen bevorzugt“
C in Stellung „kompensiert“

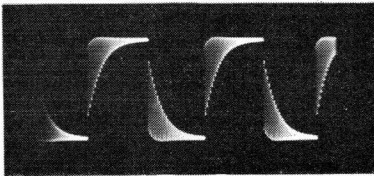


Abb. 4.17 *R* in Stellung „Tiefen bevorzugt“
C in Stellung „nicht kompensiert“

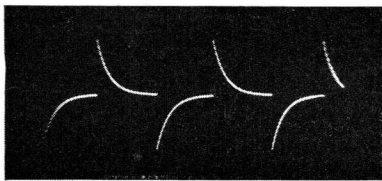


Abb. 4.18 *R* in Stellung „Höhen bevorzugt“
C in Stellung „kompensiert“

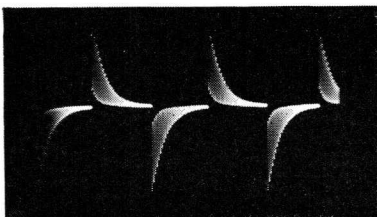


Abb. 4.19 *R* in Stellung „Höhen bevorzugt“
C in Stellung „nicht kompensiert“

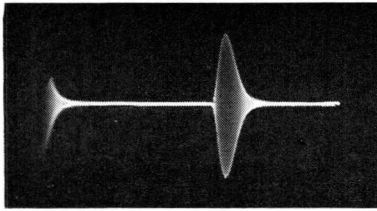


Abb. 5.5 Oszillogramm am Ausgang eines Zf-Verstärkers, vorletzter Kreis

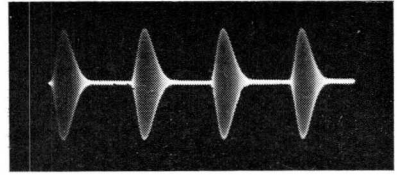


Abb. 5.6 Wie Abb. 5.5, jedoch größerer Zeitmaßstab

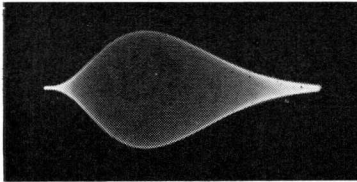


Abb. 5.7 Wie Abb. 5.5, Zeitmaßstab kleiner

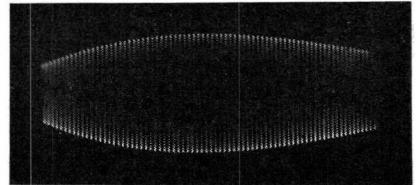


Abb. 5.8 Zeitmaßstab weiter verkleinert

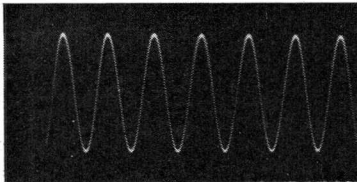


Abb. 5.9 Zeitmaßstab nochmals verkleinert

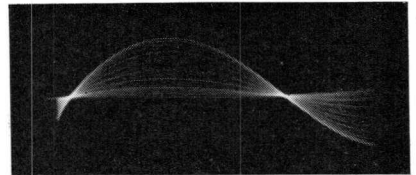


Abb. 5.10 Zeitmaßstab etwa $1/f_0$

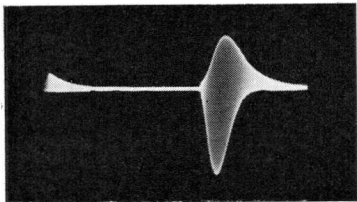


Abb. 5.11 Oszillogramm am Demodulatorkreis

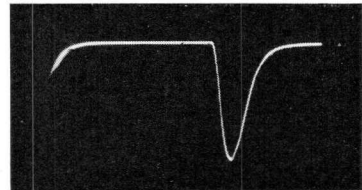


Abb. 5.12 Nach dem Demodulator entnommenes Oszillogramm

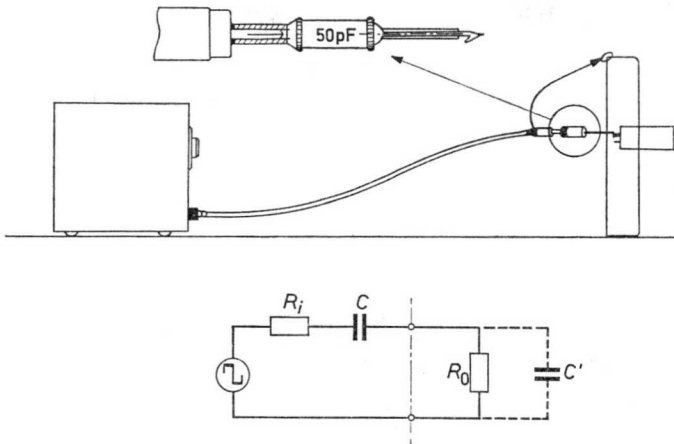


Abb. 5.1 Einspeisung des Rechtecksignals

Anodenpotentiale vom Ausgang des Rechteckgenerators fernhält und zum anderen in Verbindung mit den Resonanzwiderständen der Antastpunkte einen Bandpaß darstellt, damit die verhältnismäßig großen Niederfrequenzamplituden, die im Rechtecksignal enthalten sind, den Prüfling nicht übersteuern. Als Indikator wird entweder der Lautsprecher oder ein Outputmeter parallel zum Lautsprecher benutzt.

Ausgehend vom letzten Schwingkreis werden in Richtung zum Antennen Eingang nacheinander die einzelnen heißen Punkte der Schwingkreise angeastet und die entsprechenden Signale vom Indikator wiedergegeben. Dabei muß man beachten, daß der Übergang vom letzten zum vorletzten Schwingkreis eine beachtliche Einbuße der Ausgangsamplitude mit sich bringt, da bei Serienschaltung des Demodulatorenkreises beachtliche Nf-Amplituden des Rechtecksignals mit übertragen werden. Liegt der Demodulatorenkreis einseitig an Masse, dann ist diese Erscheinung nicht so ausgeprägt. Vom vorletzten Kreis ausgehend, fortschreitend zum Antenneneingang wird dann das Ausgangssignal immer größer werden, es sei denn, die Schwingkreise besitzen sehr unterschiedliche Kennwiderstände.

Bei der Überprüfung von transistorbestückten Empfängern ist zu beachten, daß die Schwingkreise infolge Anpassung an die unterschiedlichen Eingangs- und Ausgangswiderstände der Transistoren sehr verschiedene Impedanzen haben. Bei dieser Geräteart sollte der Tastkondensator etwas größer gewählt werden.

5.1.2 *Feinabgleich und Gleichlaufprüfung*

In den meisten Fällen ist nach erfolgter Reparatur eines Geräts, z.B. nach

Austausch einer Röhre, nur eine Kontrolle des Abgleichs oder eine geringfügige Korrektur an einigen Abgleichorganen erforderlich. Mit einem Rechteckgenerator kann man diese Arbeit sehr zeitsparend durchführen. Man speist zu diesem Zweck an der Antennenbuchse ein Rechtecksignal von ca. 1 kHz mit einer Amplitude von ca. 0,2 bis 2 V ein und trimmt im AM-Empfänger alle Abgleichorgane auf Maximum nach. Die Frequenz wird dabei durch die gemeinsame Resonanzfrequenz der meisten Kreise bestimmt. Aus diesem Grunde ist bei stark verstimmtten Empfängern ein Abgleich mit Rechtecksignalen nicht zu empfehlen.

Nach diesem Prinzip läßt sich auch eine exakte Gleichlaufprüfung bei Überlagerungsempfängern durchführen. Der Prüfling wird über den ganzen Frequenzbereich jeweils durchgestimmt und die Ausgangsamplitude dabei beobachtet. Es lassen sich somit sehr schnell Gleichlauffehler, SchwinglÖcher des Oszillators oder eine abreißende Oszillatoramplitude feststellen und alsdann auch beheben. Man kann mit diesem Verfahren sowohl den Oszillatorkreis an den oder die Vorkreise angleichen oder umgekehrt bei nicht abgleichbarem Oszillatorkreis die Vorkreise an diesen „heranziehen“. Das kann besonders bei Kofferempfängern von Nutzen sein, da die Induktivität des Vorkreises durch Verwendung von Ferritantennen oftmals nicht genügend abgestimmt werden kann.

Zum Abgleich von Geräten mit Ferritantennen ist es zweckmäßig, das Ausgangskabel des Rechteckgenerators mit einer Mehrwindungsspule großen Durchmessers abzuschließen, die in die Nähe der Ferritantenne zu bringen ist. Man erhält dadurch eine annähernd rückwirkungsfreie magnetische Kopplung des Rechteckgeneratorsausgangs mit der Ferritantenne. Zur Dämpfung der Resonanzerscheinungen innerhalb dieser Koppelspule

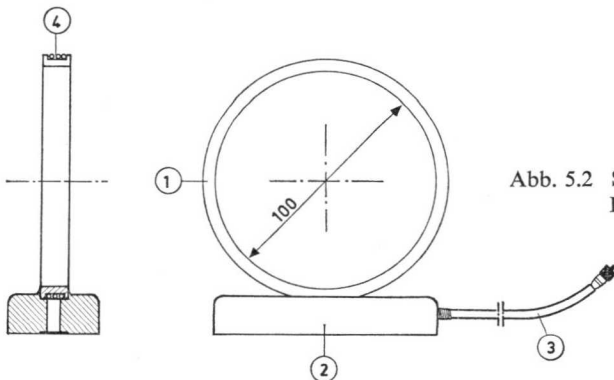


Abb. 5.2 Signaleinspeisung bei Ferrit-Antennen

kann man dieselbe aus Widerstandsdraht anfertigen. Diese Spule mit einem Durchmesser von ca. 10 cm und einer Windungszahl von 3 bis 5 wird mit einem Sockel versehen, der die Anschlußbuchse für das Ausgangskabel des Rechteckgenerators trägt und es gestattet, die Spule senkrecht aufzustellen. Eine so ausgeführte „Rahmenantenne“ kann man in ausreichender Entfernung in eine günstige Strahlungsposition zum Prüfling bringen. Eine galvanische Kopplung mit den meist sehr kleinen Geräten kann somit entfallen.

In Abb. 5.2 ist eine derartige Rahmenantenne dargestellt. Ein Spulenkörper (1) trägt die 3 bis 5 Windungen Widerstandsdraht. Der Spulenkörper ist auf einem Holz- oder Metallsockel (2) befestigt. Dieser Fuß enthält zwei Bohrungen; eine dient zur Aufnahme des Anschlußkabels (3), während die andere den Anschlußraum darstellt.

5.1.3 Kapazitätsstift für den Feinabgleich

Nachfolgend beschriebener Kapazitätsstift (Deutsches Gebrauchsmuster 1871654) hat sich in der Reparaturpraxis recht gut bewährt. Er kann als willkommene Ergänzung zum *L*-Stift (Spion) angesehen werden. Ein *L*-Stift besteht im wesentlichen aus einem ca. 5 mm starken Isolierträger, an dessen einem Ende ein Ferritkern und am anderen ein Messing- oder Aluminiumkern befestigt ist. Durch das Annähern eines dieser Kerne an die Induktivität eines Schwingkreises kann man den zu prüfenden Schwingkreis verstimmen. Der in Abb. 5.3 wiedergegebene Kapazitätsstift ist ein kapazitiv veränderbares Antastorgan, zu welchem die Handkapazität die Gegenelektrode bildet. Dadurch erübrigt sich das Anklebmen der zweiten Elektrode an das Chassis des Prüflings. Der Stift besteht aus einer Metallhülse (5), in der zwei Gegenelektroden (1, 2) mit unterschiedlichen Durchmessern mit Hilfe zweier Isolierträger (3, 4) axial verschoben werden können. Die an den Enden der Isolierträger angeordneten Stifte (6, 7) gleiten in einer Aussparung der Hülse und verhindern das Herausfallen der Elektrodenträger. Eine geringfügig vorgespannte Druckfeder (8) in der Mitte der Hülse drückt beidseitig auf die Enden der Elektrodenträger. Wie in der Zeichnung dargestellt, erhält die Hülse zu beiden Seiten der genannten Aussparung eine jeweils in

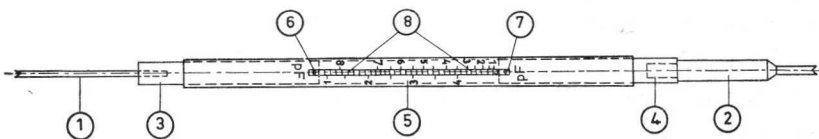


Abb. 5.3 Ein praktischer Kapazitäts-Stift

pF geeichte*) Skale. Bei einer Musterausführung wurde mit der dünneren Elektrode eine C -Variation von 0,5 bis 4 pF erreicht, während die andere Elektrode das „Antast- C “ von ca. 1 bis 12 pF zu variieren gestattete.

Die Anwendung dieses Stifts ist höchst einfach; man nimmt ihn an der Hülse in eine Hand und tastet mit einer Elektrode den heißen Punkt des zu prüfenden Kreises ab. Erreicht man schon durch das bloße Antasten der dünneren Elektrode eine Vergrößerung der Anzeige des Outputmeters, dann schiebt man die Hülse so lange in die Richtung des Antastpunkts, bis die gewünschte C -Änderung erreicht ist, die Schwingkreisrekorrktur also auf Maximum erfolgt ist. Reicht die Änderung durch die dünne Elektrode nicht aus, so dreht man den Stift um und benutzt die andere Seite. Besonders bei der schnellen Überprüfung mehrkreisiger Empfänger mittels Rechtecksignalen leistet der C -Stift gute Dienste, besonders dann, wenn es ohne Verstellung der einzelnen Abstimmorgane schnell zu ermitteln gilt, welcher Kreis evtl. korrigiert werden muß. Bei Kreisen mit völlig abgeschirmten Induktivitäten oder festsitzenden Abgleichkernen ist die Reaktion der Kreise auf Verstimmung durch das Antasten der heißen Punkte an der Änderung der Durchlaßkurve erkennbar. War die Frequenz des Kreises zu hoch, so wird dieselbe beim Antasten durch die parallele Zusatzkapazität kleiner und der Resonanzfrequenz des gesamten Verstärkers angenähert. In diesem Fall kann an der jeweiligen Skale die Größe des fehlenden Kapazitätsbetrags abgelesen werden. Selbst bei einem gut abgeglichenen Verstärker kann man den Beitrag jedes Einzelkreises – seine relative Dämpfung – zur Gesamt-Durchlaßkurve dadurch ermitteln, daß man den betreffenden Kreis mit dem C -Stift verstimmt und seine Teilkurve aus der Gesamt-Durchlaßkurve buchstäblich herauslöst. Für diesen Vorgang wird nur eine Hand benötigt, da mit ihr Antasten und Verstimmen gleichzeitig durchgeführt werden können. Gegebenfalls kann man mit der zweiten Hand und einem zweiten C -Stift einen weiteren Kreis des Prüflings nach- bzw. verstimmen. Eine Brummeinstreuung über die Hand in das Prüfobjekt findet nicht statt, da die heißen Schwingkreispotentiale für 50 oder 100 Hz entweder direkt durch die Gleichstromwiderstände der Induktivitäten oder indirekt durch die Entkopplungskondensatoren an Masse liegen.

Eichen*) läßt sich ein derartiger C -Stift an einem genauen C -Meßgerät für kleine C -Werte, welches einen unsymmetrischen Ausgang besitzt. Über die Handkapazität wird der Stift parallel zum Ausgang gelegt, was dadurch geschieht, daß man mit der einen Elektrode die „heiße“ Geräteklemme antastet. Schrittweise werden nun die zu markierenden C -Beträge am Gerät

*) Eichen wird nicht im Sinne einer amtlichen Maßgebung verstanden.

eingestellt und mit dem C-Stift wird auf maximale Indikation nachgestellt. Jede Einstellung wird gekennzeichnet. Die Eichung ist selbst durch die Verwendung der Handkapazität kaum personengebunden, da die menschliche Handkapazität annähernd gleich 50 bis 100 pF beträgt. Der Stift eignet sich besonders zur schnellen Gleichlaufprüfung in Verbindung mit Rechtecksignalen oder als Hilfsmittel beim Wobbeln.

5.1.4 *Feinabgleich unter Verwendung eines Oszillografen*

Als Indikator läßt sich beim Abgleich mit Rechtecksignalen auch sehr gut ein Oszillograf verwenden. Geeignet sind hierzu Hochfrequenzoszillografen, deren Frequenzbereich bis 1 oder mehr MHz reicht. Am Prüfkabel verwendet man am zweckmäßigsten einen C-kompensierten Spannungsteiler von 10 : 1, dessen Eingangskapazität nicht größer als ca. 10 pF sein soll.

In Abb. 5.4a ist ein Prinzipschaltbild eines Vorstufensupers dargestellt, an den eingangsseitig ein Rechteckgenerator und als Indikator ein Oszillograf angeschlossen ist. Es wurden nur die Abstimmkreise und die entsprechenden Röhrenstufen symbolisch gezeichnet. Das Kabel des Rechteckgenerators verbindet man mit der Antennenbuchse; der erwähnte Abschwächer des Oszillografen wird mit dem heißen Ende des sechsten (vorletzten) Kreises gekoppelt. Diese Ankopplung ist im Teilbild *b* als Beispiel vergrößert herausgezeichnet. Besonders bei Geräten, die mit Röhren bestückt sind, ist der Resonanzwiderstand der Schwingkreise recht hoch, durchschnittlich 100 k Ω , und dadurch die Parallelkapazität gegenüber der Schwingkreisinduktivität recht klein. Würde man selbst mit einem kapazitätsarmen Meßkopf das heiße Ende eines solchen Schwingkreises berühren, dann wäre z.B. bei 200 pF Schwingkreis Kapazität und einer Eingangskapazität des Meßkopfes von 4 pF eine Verstimmung des Schwingkreises um 1% zu erwarten. Das hätte zu bedeuten, daß z.B. bei einer Zwischenfrequenz von 468 kHz eine Frequenzverwerfung von 4,68 kHz nach der Ankopplung auftreten würde. Der

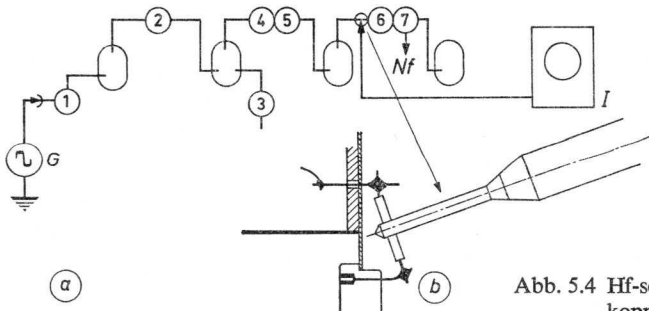


Abb. 5.4 Hf-seitige Signalauskopplung

dadurch entstehende Fehler wäre unzulässig hoch. Es ist deshalb ratsam, daß Signal so kapazitätsarm wie möglich auszukoppeln.

Nach Abb. 5.4b kann das z.B. dadurch geschehen, daß man die Elektrode des Meßkopfs nicht an den heißen Pol selbst, sondern über die Isolierung der Verbindungsleitung vom Bandfilteranschluß zum Röhrenpol klemmt. Die sich dadurch ergebende Abschwächung des ausgekoppelten Signals kann in Kauf genommen werden, da am letzten oder vorletzten Zf-Kreis genügend Spannung bei normaler Aussteuerung zur Verfügung steht. Durch diese Maßnahme erspart man sich ein zusätzliches Nachgleichen des angetasteten Kreises.

Um eine signalunabhängige, stabile Triggerung oder Synchronisation des Oszillografen zu erhalten, ist es zweckmäßig, denselben durch den Rechteckgenerator zu triggern bzw. zu synchronisieren. Die einzustellende Tastfolgefrequenz des Rechteckgenerators ist nicht kritisch; es können Werte von 100 Hz bis zu einigen kHz verwendet werden. Die auf dem Bildschirm erscheinenden Kurven besitzen eine sehr große Ähnlichkeit mit den Durchlaßkurven, die man mit Wobbelanlagen aufgezeichnet erhält, wenn das Signal hochfrequenzmäßig abgegriffen wird. In Wirklichkeit ist es aber nicht die Durchlaß- bzw. Resonanzkurve des Prüflings, sondern sie hat nur eine sehr große Ähnlichkeit mit derselben. Das Zustandekommen dieser Kurven, als Beispiel ist in Abb. 5.5 eine solche wiedergegeben, kann man sich folgendermaßen erklären:

Schon am Geräteeingang werden aus den Rechteckimpulsen durch Differenzierung steile Nadelimpulse geformt. Diese periodisch wiederkehrenden Impulsspitzen stoßen jeweils den schmalbandigen Verstärker an, der im Rhythmus seiner Resonanzfrequenz gedämpfte Eigenschwingungen ausführt. Zum besseren Verständnis ist es zweckmäßig, sich den Prüfling als einen einzigen verlustarmen Schwingkreis vorzustellen, welcher etwa die gleiche Bandbreite wie das gesamte Gerät besitzt. Schaltet man einen solchen Schwingkreis an einen Generator, der auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises abgestimmt ist, dann kann der Schwingkreis infolge des Einschwingens nicht sofort sein später erreichtes Schwingungsbild annehmen. Erst nach einer bestimmten Zeit – nach Beendigung des Einschwingzustands – wird ein quasistationärer Zustand eintreten. Schaltet man den Generator in einem bestimmten Moment ab, so wird ähnlich wie beim Einschalten nicht sofort der Ruhezustand eintreten, sondern der Schwingkreis wird eine bestimmte Zeit in gedämpfter Form weiterschwingen, bis nämlich seine Amplitude Null geworden ist. Mit derartigen Ein- und Ausschwingvorgängen hat man es beim Zustandekommen von Abb. 5.5 und folgenden Bildern zu tun.

Es ist verständlich, daß das Ein- und Ausschwingen bei selektiven, schmalbandigen Prüflingen in wesentlich kürzerer Zeit vonstattengeht als

bei Geräten mit weniger bedämpften Kreisen. Man kann also die abgebildeten Schwingungsbilder in gewisser Beziehung mit den Durchlaßkurven von Wobbelanlagen vergleichen und dieselben zum Feinabgleich heranziehen.

Wie Versuche ergeben haben, sind Abgleichmaßnahmen an den einzelnen Abstimmkreisen des Prüflings an der abgebildeten Kurve sehr gut erkennbar. Geringfügige Verstimmungen an einem der Abstimmkreise ergeben beträchtliche Amplitudenänderungen an der „Durchlaßkurve“. Der Hauptvorteil dieses Kontroll- und Abgleichverfahrens besteht darin, daß der Generator nicht frequenzmäßig auf den Prüfling abgestimmt zu werden braucht. Der selektive Prüfling sucht sich die entsprechenden Oberwellen selbst aus dem Frequenzspektrum des Rechtecksignals heraus, die durch ihn verstärkt und wiedergegeben werden. Man kann den Rechteckgenerator auf eine Frequenz, z.B. 1 kHz, einstellen und erhält beim Durchdrehen der Abstimmung des Prüflings, wenn Gleichlauf besteht und wenn der Amplitudengang über den gesamten Abstimmbereich hinreichend konstant ist, annähernd die gleiche Indikation. So ändert sich das Oszillogramm beim Überstreichen des Abstimmbereichs bei Geräten mit gleichbleibender Verstärkung nur sehr gering. Selbst das Umschalten auf einen anderen Wellenbereich macht keine Neueinstellung der Generatorfrequenz notwendig, man kann somit sehr schnell alle vorhandenen AM-Bereiche mit einem derartigen Meßaufbau überprüfen, ohne langwierige Frequenzeinstellungen vornehmen zu müssen. Von Bereich zu Bereich ist lediglich eine Einstellung der Amplitude des Rechtecksignals vorzunehmen.

Zum Beweis dieser Behauptungen sollen noch einige Oszillogramme gebracht werden. Bei der Herstellung der Aufnahme zu Abb. 5.6 wurde der Zeitmaßstab des Oszillografen vergrößert. Das Bild zeigt vier nebeneinanderliegende Ein- und Ausschwingvorgänge, die sich jeweils während der Anstiegs- und Abfallflanken des steuernden Rechtecksignals ausbilden. Wie bereits erwähnt, ist die Steilheit der Anstiegsflanke für die Ausbildung des Ein- und Ausschwingvorgangs maßgebend. Da sich die Anstiegszeit eines brauchbaren Rechteckgenerators bei Variation der Tastfolgefrequenz kaum oder nur unwesentlich ändert, ist die Tastfolgefrequenz für die Form des wiedergegebenen Oszillogramms bedeutungslos. Als Beweis kann man die Tastfolgefrequenz bei einem Meßaufbau nach Abb. 5.4 beträchtlich ändern, ohne daß sich die Form der „Durchlaßkurve“ wesentlich ändert. Behält man die Ablenkgeschwindigkeit des Oszillografen bei und variiert die Tastfolgefrequenz des Rechteckgenerators, so nähern sich die Schwingungsbilder einander an oder sie entfernen sich voneinander, ohne dabei ihre Kurvenform zu wechseln.

Die in Abb. 5.5 und 5.6 wiedergegebenen Kurven sind anscheinend mit gleichem Frequenzinhalt ausgefüllt. Es gilt nun zu beweisen, daß diese Frequenz der Resonanzfrequenz des Verstärkers entspricht. Zu diesem Zweck wurden die Abbn. 5.7, 5.8, 5.9 und 5.10 gemacht. Unter Beibehaltung des Meßaufbaus wurde dabei der horizontale Zeitmaßstab des Oszillografen fortschreitend verkleinert. Die dadurch erzielte größere Auflösung in horizontaler Richtung erkennt man schon an Abb. 5.7. Man ersieht hier außerdem, daß der Anschwingvorgang schneller als das Ausschwingen nach dem Abklingen der Erregung vor sich geht. Diese Erscheinung ist auch an Abb. 5.5 und 5.6 erkennbar. Für die Aufnahme zu Abb. 5.8 wurde die x -Geschwindigkeit des Oszillografen weiter erhöht. Die sinusförmige „Füllfrequenz“ läßt sich hierbei deutlich erkennen, die Kuppen der Sinuskurve bilden die Begrenzung der „Durchlaßkurve“. In Abb. 5.9 sind auch die Nulldurchgänge der Sinusschwingung ersichtlich. Der Zeitmaßstab des Oszillografen wurde hier weiter verkleinert. Dehnt man das Oszillogramm in horizontaler Richtung weiter, so kann man, wie in Abb. 5.10 geschehen, den Abstand von Nulldurchgang zu Nulldurchgang fast über das ganze Schirmbild auseinandergezogen darstellen. Bei geeigneter Einstellung des Triggerpegels erscheinen mehrere Sinusschwingungen der Füllfrequenz mit unterschiedlichen Amplituden oszillografisch übereinandergeschrieben. Das kann als Beweis dafür angesehen werden, daß die Frequenz des Prüflings während des Ein- und Ausschwingvorgangs konstant bleibt, da die Nulldurchgänge gleichen Abstand haben. In Auswertung des Abstands beider Nulldurchgänge der Abb. 5.10 und unter Berücksichtigung der Ablenkgeschwindigkeit des Oszillografen in x -Richtung kann man die Frequenz errechnen; sie ist gleich der Zwischenfrequenz des Prüflings.

Zur Ermittlung der vorangehenden Oszillogramme dieses Kapitels wurde das Signal am vorletzten Zf-Kreis abgegriffen. Wie bereits erwähnt, ist an dieser Stelle die Verformungseigenschaft des an den letzten Zf-Kreis angeschlossenen Demodulators bei größtem Ausgangssignal am geringsten. Der Demodulatorkreis (der letzte Zf-Kreis) ist durch die angeschlossene Diodenschaltung verhältnismäßig stark bedämpft. Da zur Demodulation Einweggleichrichtung verwendet wird, ist die Dämpfung bei der positiven Halbwelle (bei leitender Diode) am größten. Diese Erscheinung verformt die Pseudo-Durchlaßkurve des Prüflings erheblich, die man am letzten Kreis abgreift. Als Beispiel wird Abb. 5.11 wiedergegeben. Man erkennt, daß die positiven und negativen Ein- und Ausschwingvorgänge unterschiedlich verlaufen. Ebenfalls sind ihre Amplituden nicht gleich. Deshalb ist es zweckmäßig, die Hochfrequenzenergie bei Kontroll- und Abstimmmaßnahmen am vorletzten Kreis auszukoppeln und den letzten Kreis auf

Minimum abzugleichen. Der Abgleich des letzten Kreises auf minimale Amplitude – im Gegensatz zu allen anderen Kreisen – wird deshalb notwendig, weil der Indikator vor diesem Kreis liegt. Bei richtiger Abstimmung entzieht der Sekundärkreis des letzten Bandfilters dem Primärkreis die meiste Energie und verursacht die Verkleinerung der Schwingamplitude.

Stehen ein Hochfrequenz-Oszillograf sowie ein entsprechender Spannungsteiler- oder Katodenfolger-Meßkopf nicht zur Verfügung, so läßt sich auch das Signal niederfrequenzseitig auskoppeln. Genau wie bei einer Wobbelanlage wird hierbei die Spannung am Eingang des Niederfrequenzverstärkers entnommen. Es empfiehlt sich nicht, direkt am Lastwiderstand der Diode abzugreifen, da an ihm noch erhebliche Hochfrequenzreste vorhanden sind. Abb. 5.12 enthält eine niederfrequente „Durchlaßkurve“. Vergleicht man Abb. 5.11 und 5.12 miteinander, so erkennt man, daß die niederfrequente Kurve in Form und Aussehen genau der negativen Hüllkurve von Abb. 5.11 entspricht. Auch hat diese Kurve das gleiche Verhalten gegenüber Verstimmungserscheinungen im Prüfling wie die hochfrequente „Durchlaßkurve“. Grundsätzlich sind beide Auskopplungsverfahren einander gleichwertig.

5.2 Überprüfung der Skalengenauigkeit

Der Oberwellengehalt des Rechteckvorgangs macht es möglich, den Skalenverlauf eines abstimmbaren, selektiven Prüflings schnell zu kontrollieren. Zu diesem Zweck erhöht man die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals derart, daß sie die Größe der Markenabstände der Skale erreicht. Für den Mittelwellenbereich eines Rundfunkempfängers käme z.B. der Betrag $F = 100$ kHz in Frage. Bei Betätigung der Abstimmung erscheinen in ganzzahligen Abständen der Frequenz F unmodulierte Trägerfrequenzen und werden durch den Indikator des Prüflings (z.B. magisches Auge) angezeigt. Die Größe der Anzeige ist allerdings insofern etwas frequenzabhängig, als mit steigender Frequenzeinstellung des Prüflings, d.h. mit zunehmender Ordnungszahl der Oberwelle die Amplitude kleiner wird. Für die Kontrolle der Eichung ist das jedoch bedeutungslos.

Wichtig für die Genauigkeit des Prüfverfahrens ist die Einstellung und Einhaltung der Tastfolgefrequenz. Da die Reproduzierbarkeit der Tastfolgefrequenzen der meisten Rechteckgeneratoren den hierbei gestellten Anforderungen nicht genügt, ist es notwendig, den Rechteckgenerator mit einer externen, genaueren Frequenz zu synchronisieren. Abb. 5.13 deutet einen entsprechenden Meßaufbau an.

Am zweckmäßigsten kann man die 100-kHz-Tastfolgefrequenz mit Hilfe

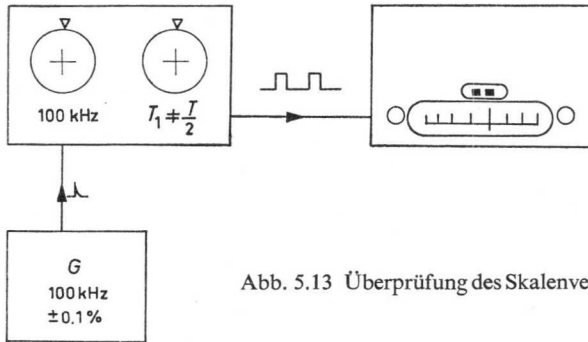


Abb. 5.13 Überprüfung des Skalenverlaufs eines AM-Empfängers

der Trägerwelle des Langwellensenders Droitwich I, 200 kHz , kalibrieren. Zu diesem Zweck wird der Prüfling auf den Sender abgestimmt und bei dieser Einstellung das Rechtecksignal auf den Eingang gegeben. Der Rechteckgenerator ist nun in Nähe der 100-kHz -Marke auf maximale Indikation einzustellen.

Prüft man Geräte mit aperiodischen Eingängen vor und an der Mischstufe, so ist es erforderlich, Rechtecksignale mit stark verschiedenen Tastzeiten zu verwenden. Solche Signale enthalten nicht nur die ungeradzahigen, sondern auch die geradzahigen Harmonischen, also alle ganzzahligen Oberwellen. Befindet sich vor der Mischstufe ein Hoch- oder Bandpaß, z.B. in Form eines Schwingkreises, so werden durch Differenzierung der Flanken des Rechtecksignals die Tastzeiten auch bei zeitsymmetrischer Ansteuerung scheinbar geändert. Die dann an die Mischstufe gelangenden Impulse enthalten auch die geradzahigen Harmonischen, wenn auch mit geringeren Amplituden. Dieser Umstand braucht nicht nachteilig zu sein, im Gegenteil, er kann zur Unterscheidung zwischen gerad- und ungeradzahigen Harmonischen beitragen.

Man merke sich:

Steuert man einen selektiven Prüfling, z.B. AM-Empfänger, mit einem zeitsymmetrischen Rechtecksignal an und betätigt die Abstimmung, dann ist seine Reaktion auf ungeradzahige Harmonische wesentlich größer als auf geradzahige.

Die Harmonischen eines Rechtecksignals mit steilen Flanken reichen für die Prüfung des Skalenverlaufs weit in das Kurzwellengebiet hinein, so daß sämtliche AM-Bereiche damit erfaßt werden können. Das Kriterium für richtige Abstimmung wird dabei durch den Abstimmanzeiger angegeben; man kann es aber auch am Aussetzen des Rauschens erkennen. Beim Erreichen einer Harmonischen spricht die automatische Verstärkungsregelung auf den unmodulierten Träger an und unterdrückt das Rauschen.

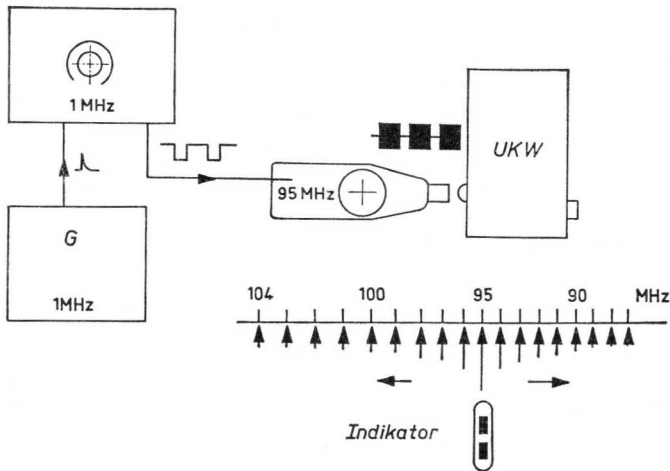


Abb. 5.14 Überprüfung des Skalenverlaufs eines FM-Empfängers

Nicht ganz so einfach ist die Prüfung des UKW-Skalenverlaufs. Mit Hilfe eines Wellenmessers bzw. Dipmeters (PHILIPS GM 3121) kann man mit einem Frequenzspektrum des Rechtecksignals selbst bis in den UKW-Bereich vordringen.

Wie man anhand der Abb. 5.14 erkennt, tastet man mit dem Rechtecksignal den Oszillator des Wellenmessers so, daß er periodisch anschwingt und wieder aussetzt. Diese impulsmodulierte Frequenz koppelt man auf den Eingang des Prüfings. Die Koppelschleife wird durch einen formgerechten Kurzschlußbügel dargestellt, der in den UKW-Antenneneingang einzuführen ist. Diese Art der „kurzen Ankopplung“ wird notwendig, damit die Energieeinstrahlung durch nahegelegene Sender (Ortssender) gering ist. Der Wellenmesser ist auf Bandmitte (95 MHz) einzustellen; der Rechteckgenerator soll ein negatives Signal von 1 MHz Folgefrequenz liefern. Beim Durchdrehen der Abstimmung des UKW-Geräts erhält man etwa die in Abb. 5.14 angedeuteten Indikationen. Es erscheint jeweils im Abstand der eingestellten Tastfolgefrequenz, z.B. 1 MHz, ein unmodulierter Träger, der einerseits durch den Indikator angezeigt wird, aber auch andererseits durch die jeweilige Rauschunterdrückung wahrgenommen werden kann.

MESSUNG UND PRÜFUNG VON EINZELTEILEN UND BAUELEMENTEN

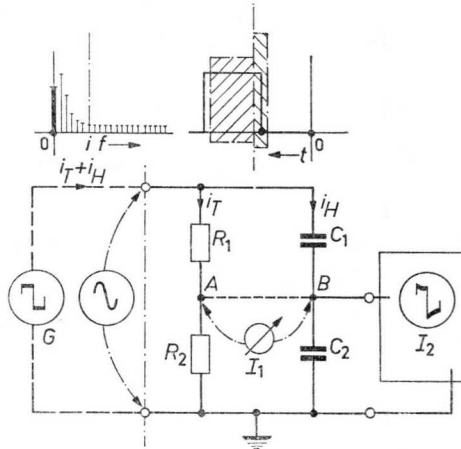
6.1 Brückenspeisung mit Rechtecksignalen

In der elektronischen Meßtechnik wird oft das Brückenprinzip angewandt. Im Grunde genommen besteht eine elektrische Meßbrücke aus zwei Zweigen, die an eine Meßspannung angeschlossen werden. Ferner sind beide Zweige in je zwei Glieder aufgeteilt, so daß für jeden Zweig eine Potentiometeranordnung entsteht. Die Glieder der Zweige teilen die Meßspannung jeweils in einem bestimmten Verhältnis auf; es entstehen an jedem Glied bestimmte Spannungsabfälle, deren Summen für jeden Zweig jeweils die Meßspannung ergeben. Überbrückt man nun den sogenannten Quersweig (Meßdiagonale) einer derartigen elektrischen Anordnung mit einem Indikator, so wird von diesem bei nicht abgeglicherer Schaltungsanordnung eine Differenzspannung angezeigt. Den sogenannten Nullabgleich dieser Indikatorspannung benutzt man als Kriterium zur Herstellung eines Sonderfalls (Meßbrücke), um aus diesem entsprechende Gesetzmäßigkeiten ableiten zu können. Es sind eine ganze Menge dieser Brückenschaltungen bekannt, die eine Vielzahl von meßtechnischen Problemen zu lösen gestatten.

Zur Speisung dieser Brücken wird entweder Gleichspannung oder ein Meßgenerator verwendet, der sinusförmige Wechselspannungen verschiedener Frequenz erzeugt. Durch Verwendung sinusförmiger Wechselspannungen ist man in der Lage, auch Blind- und Scheinwiderstände messen zu können, wenn man dafür sorgt, daß jeder Brückenweig aus gleichen Widerstandsarten aufgebaut wird oder solche jeweils für ein Paar der Brückenglieder Verwendung finden. Doch machen Sinusspannungsquellen bei jeder Brückenanordnung notwendig, daß zwei getrennte Widerstandszweige benutzt werden, in deren Quersweig ein Nullindikator liegt. Verwendet man dagegen Meßspannungen von rechteckiger Form, so kann – wie bereits ausführlich erörtert – der Meßaufbau aus nur einem einzigen Zweig in Potentiometeranordnung bestehen.

Wie in Abb. 6.1 dargestellt, müssen die Punkte *A* und *B* bei der Verwendung einer sinusförmigen Meßspannung getrennt sein, da der Indikator I_1 über sie die Brückenspannung abtastet. Verwendet man einen Rechteckgenerator, dann können die Punkte *A* und *B* verbunden werden. Der Indikator I_2 , in diesem Fall ein Oszillograf, liegt über beide Querglieder

Abb. 6.1 Brückenspeisung mit einem Rechtecksignal



gegen Masse. Da im Rechtecksignal ein Frequenzspektrum enthalten ist, dessen tiefste Frequenzanteile wesentlich kleiner als die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals sind und dessen höchste Frequenzen ein Vielfaches der Tastfolgefrequenz betragen können, ist es möglich, auf eine Trennung der Brückenarme zu verzichten. Diese Tatsache ist besonders dann angenehm, wenn Messungen an eingebauten Bauelementen vorgenommen werden sollen. Das Brückenprinzip wird so auf ein Spannungsteilerproblem reduziert und dadurch beträchtlich vereinfacht. Die Probleme der Spannungsteilung hinsichtlich der Verformung von Rechtecksignalen wurden in Kapitel 5 eingehend erörtert. Die durch dieses Kapitel gewonnenen Erkenntnisse werden deshalb bei der Abhandlung dieses Kapitels als bekannt vorausgesetzt.

Während es in Kapitel 5 darauf ankam, durch Spannungsteilung bestimmte Vorverzerrungseffekte am Rechtecksignal zu erreichen, geht es in diesem Kapitel darum, durch geeignete Einstellorgane, die mit Skalen versehen werden können, eine ideale Übertragungseigenschaft des Spannungsteilers für Rechtecksignale anzustreben, um daraus bestimmte Gesetzmäßigkeiten hinsichtlich der Bestimmung der Daten von Einzelteilen abzuleiten.

Zum besseren Verständnis der Probleme sei nochmals auf Abb. 6.1 eingegangen. Wie bereits erwähnt, liefert der Rechteckgenerator sowohl hohe als auch tiefe Frequenzen. Der durch den Anschluß fließende Strom der tiefen Frequenzen wird mit i_T bezeichnet, während der Stromanteil der hohen Frequenzen mit i_H bezeichnet werden soll. Der Stromanteil i_T wird hauptsächlich durch das Widerstandspaar R_1/R_2 fließen und an R_2 einen Spannungsabfall bewirken, der, am Punkt A gegen Masse gemessen, einem bestimmten Betrag entspricht. Der Stromanteil der hohen Frequenzen fließt hauptsächlich durch die Kondensatoranordnung und erzeugt am Kondensator C_2 ebenfalls einen Spannungsabfall, der im Punkt B gegen Masse gemessen

werden kann. Wie besprochen, ist man in der Lage, die Punkte *A* und *B* zu verbinden. Man erhält dadurch eine Addition beider Spannungsabfälle der Tiefen und Höhen, die bei geeigneter Zusammensetzung selbstverständlich wieder ein Rechtecksignal idealer Ausführung ergeben. Man wird an den verbundenen Punkten *A* und *B* gegen Masse nur dann ein vollkommenes Rechtecksignal wiederfinden, wenn die Spannungsanteile wie am Eingang des Spannungsteilers einander gleichen. Mit anderen Worten: Der Grad der Aufteilung durch den Widerstandsweig muß gleich dem Grad der Aufteilung durch den Kondensatorzweig sein. Beide Zweige können sowohl eingangsseitig als auch ausgangsseitig miteinander verbunden werden.

6.1.1 Messung von Widerständen

Ähnlich wie die Wheatstonesche Widerstandsmeßbrücke läßt sich mit Hilfe eines Differentialdrehkondensators ein Teiler aufbauen, mit welchem man in der Lage ist, mit verhältnismäßig großer Präzision unbekannte Widerstände zu messen. In Abb. 6.2a ist ein derartiger Spannungsteiler im Prinzip angedeutet. Am Eingang desselben wird ein Rechtecksignal eingespeist, das ausgangsseitig parallel zu R_x oszillografisch kontrolliert wird. Durch Verstellen des Differentialdrehkondensators kann man diesen Spannungsteiler auf beste Rechteckübertragung abgleichen. Für diesen Fall gilt die in der Zeichnung angegebene Beziehung für die Ermittlung des unbekannten Widerstands R_x . An der angedeuteten Skale erkennt man, daß der Meß-

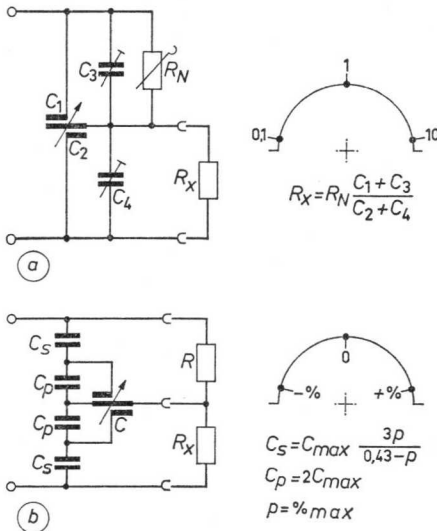


Abb. 6.2 Messung von Widerständen

bereich 1 : 100 über einen Winkel von ca. 170° verteilt erscheint. Dabei wird vorausgesetzt, daß der Differentialdrehkondensator seine Kapazität um einen Winkel von 180° zu variieren gestattet. Mit dieser Schaltung lassen sich Widerstände von ca. 100Ω bis $1 \text{ M}\Omega$ messen. Dreht man die Schaltungsanordnung um, so kann der Meßbereich bis ca. $100 \text{ M}\Omega$ und mehr erweitert werden.

In Abb. 6.2*b* ist dargetan, daß dieser Spannungsteiler ähnlich der offenen Brücke auch für Vergleichsmessungen verwendet werden kann, wenn der Variationsbereich des Kondensators C durch Serien- und Parallelschaltung weiterer Kondensatoren entsprechend eingengt wird. Neben diesem Netzwerk ist der Skalenverlauf angedeutet und in einer Gleichung angegeben, wie die Kondensatoren zu berechnen sind. Da der Eingangswiderstand des Oszillografen in das Messergebnis eingeht, ist es zweckmäßig, parallel zum Normalwiderstand einen dem Eingangswiderstand des Indikators entsprechenden Widerstand zu schalten. Aus dem gleichen Grunde ist die Eingangskapazität des Oszillografen mit Hilfe des Kondensators C_3 zu kompensieren (Abb. 6.2*a*).

6.1.2 Messung von Kondensatoren

In Abb. 6.3 ist durch zwei Schaltungen angegeben, wie man mit Hilfe von Rechtecksignalen Kondensatoren messen kann. Im Teilbild *a* erkennt man ein Potentiometer R , welches den ohmschen Zweig darstellt, und parallel

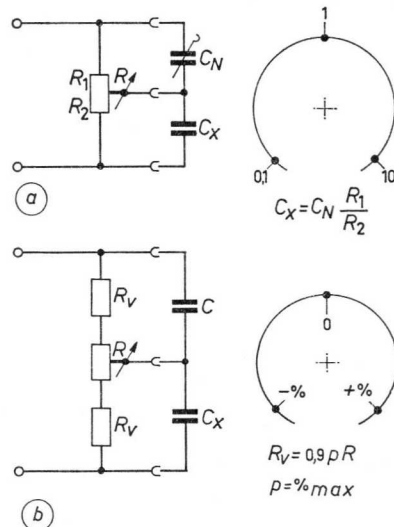


Abb. 6.3 Messung von Kapazitäten

dazu die beiden Kondensatoren C_N und C_X . Hier liegt der Generator an den Eingangsklemmen und der Indikator am Schleifer des Potentiometers. Der nebenstehende Skalenverlauf ist unlinear, er entspricht dem der Wheatstoneschen Brücke. Die für die Anfangs- und Endstellung notwendige Kompensation in Form von Trimmern ist nicht berücksichtigt worden.

Durch Einengung des Einstellbereichs von R , dargestellt im Teilbild *b*, kann man eine Vergleichsschaltung ausführen, die besonders für Serienmessungen geeignet ist. Verwendet man ein hochohmiges Potentiometer (R) und hohe Tastfolgefrequenzen des Rechtecksignals, so ist man in der Lage, sehr kleine Kapazitäten meßtechnisch verhältnismäßig genau erfassen zu können. Eine Anordnung dieser Messung kleiner Kapazitäten zeigt Abb. 6.4.

In einem abgeschirmten Gehäuse sind drei Spannungsteiler untergebracht, die den Längswiderstand R gemeinsam haben und deren Querwiderstände sich wie 1 : 10 verhalten. Mit dem Umschalter S (Bereichsschalter) wird der jeweilige Querwiderstand ausgewählt. Das Gehäuse ist durch Trennwände derartig aufgeteilt, daß die Anschlußenden des Längswiderstands R und der zugehörigen Kompensationskapazitäten vollständig entkoppelt sind. Parallel zum Längswiderstand wird der Prüfling C_X von außen angeschlossen. Er bildet mit dem Prüfling und der parallelliegenden Trimmkapazität ein RC -Glied mit einer bestimmten Zeitkonstante. Der eingeschaltete Querwiderstand, dessen Paralleltrimmer und der Abstimmkondensator C in Verbindung mit seinem Korrekturtrimmer C_1 bilden ebenfalls ein RC -Glied mit einer Zeitkonstante. Der Spannungsteiler ist dann kompensiert und überträgt die Rechtecksignale vollkommen, wenn beide Zeitkonstanten einander gleichen. Markiert man den Abstimmkondensator C entsprechend, wählt zugehörige Widerstände für die Bereichsumschaltung und stellt mit

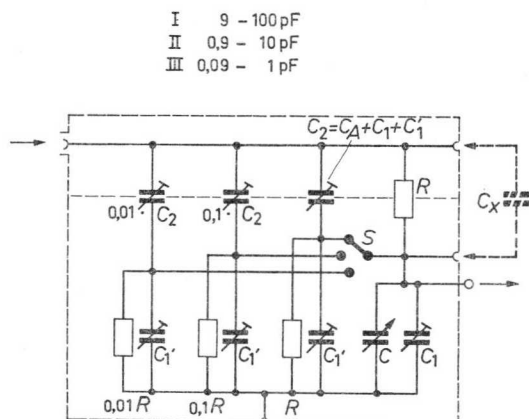


Abb. 6.4 Messung kleiner Kapazitäten mit einem Umschalter

den Trimmern jeden Bereich auf den Anfangswert der Skale ein, so hat man eine praktische Meßeinrichtung für kleine Kondensatoren. Auch hier ist darauf zu achten, daß der angeschlossene Oszillograf mit seinen Eingangswerten in das Meßergebnis eingeht. Verwendet man immer denselben Oszillografen, so kann man dessen Werte bei der Eichung berücksichtigen und erhält somit eine sehr genaue Meßeinrichtung.

Die Anwendung ist höchst einfach. Mit Hilfe des Kondensators C wird der Spannungsteiler so weit abgeglichen, bis die „Nasen“ oder Abrundungen im Oszillogramm verschwinden. Auch hier ist es zweckmäßig, den Oszillografen durch den Rechteckgenerator direkt zu synchronisieren.

Eine andere Möglichkeit, kleine Kondensatoren zu messen, wird in Abb. 6.5 aufgezeigt. Hier sind in drei Kammern drei getrennte Spannungsteiler geschirmt aufgebaut und abgeglichen. Als Einstellorgan findet ein Dreifachdrehkondensator Verwendung.

Eingangsseitig sind alle drei Spannungsteiler parallelgeschaltet; der Prüfling C_x ist entsprechend seiner Größe an die betreffende Klemme der Serie I, II oder III anzuklemmen. Ebenso ist der Oszillograf nach Bedarf an die Buchsen I_I I_{II} I_{III} anzuschließen. Diese Buchsen liegen über die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 am jeweiligen Abgriff dieses Spannungsteilers. Die diesen Widerständen parallelliegenden Trimmer ermöglichen eine Kompensation der drei Längswiderstände in Verbindung mit dem anzuschließenden Oszillografen. Wählt man die besagten Widerstände sehr groß und berücksichtigt die parallelliegenden Kondensatoren in Verbindung mit dem Oszillografeneingang bei der Eichung, dann erspart man sich die Anwendung

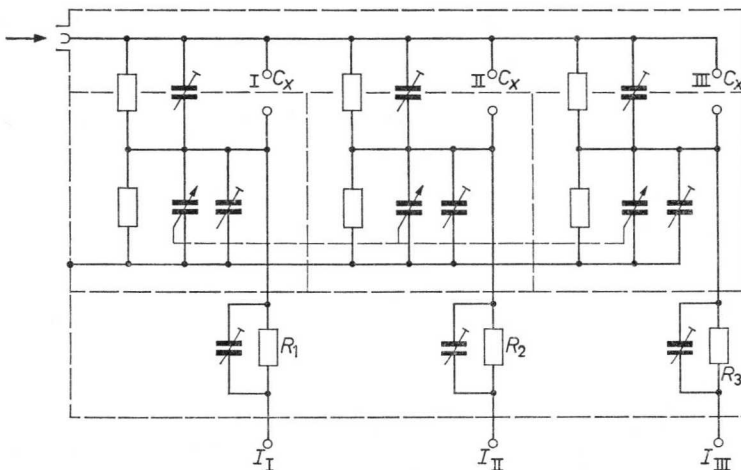


Abb. 6.5 Messung kleiner Kapazitäten

eines zusätzlichen Spannungsteiler-Meßkopfs. Die letztgenannte Schaltungsanordnung ist recht aufwendig, man wird sie dort als zusätzliche Meßeinrichtung anfertigen und verwenden, wo präzise Messungen an Kleinkondensatoren in größeren Stückzahlen durchgeführt werden müssen.

Bei diesem Meßverfahren muß man darauf achten, daß die jeweils eingeschaltete Gesamtkapazität, die parallel zum Ausgang des Rechteckgenerators liegt, nicht zu groß wird. Sie bildet sonst zusammen mit dem Quellwiderstand des Rechteckgenerators ein RC -Glied, welches bereits die Eingangssignalform verändert. Für solche Messungen eignen sich besonders Rechteckgeneratoren mit niederohmigen Ausgängen.

6.1.3 Messung von Induktivitäten

Ähnlich wie in den vorangehenden beiden Abschnitten kann man auch in einer einfachen Spannungsteiler-Meßschaltung induktive Bauelemente messen und überprüfen (Abb. 6.2a). Als kalibriertes Einstellglied findet hier ein Potentiometer R Verwendung. Neben der Normalinduktivität L_N erhält die Meßschaltung noch einen Differentialdrehkondensator zum Ausgleich der Parallelkapazität. Unter Bezugnahme auf die Ausführung in Kapitel 4 kann man feststellen, daß ein gemischt induktiver/ohmscher Spannungsteiler ein Rechtecksignal dann gut überträgt, wenn der Widerstand R im Verhältnis der beiden Induktivitäten aufgeteilt ist. Der Einstellbereich von R kann bei

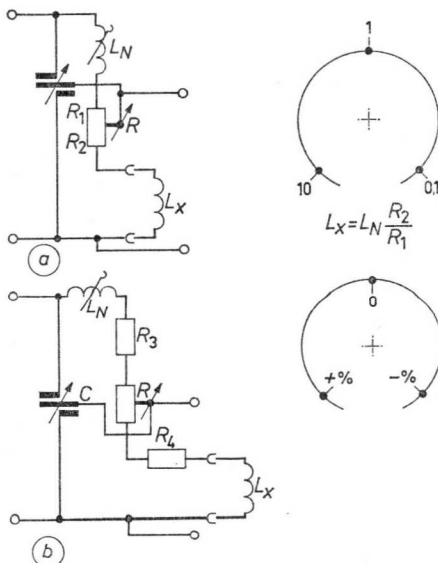


Abb. 6.6 Messung von Induktivitäten

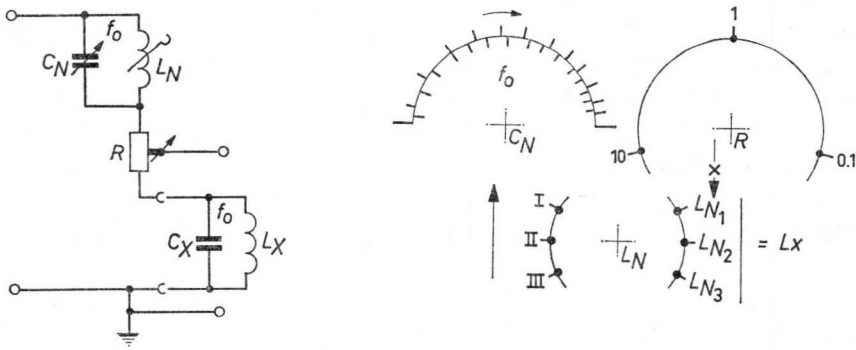


Abb. 6.7 Messung eingebauter Induktivitäten

gegebenen Normalien direkt in Werten L_X markiert werden. Mit Hilfe des Differentialdrehkondensators kann man für jede Stellung von R das durch die unterschiedlichen Resonanzfrequenzen auftretende Überschwingen beseitigen (siehe die Oszillogramme in Kapitel 4). In Abb. 6.6b ist eine Meßanordnung angedeutet, mit deren Hilfe man prozentuale Vergleichsmessungen von Induktivitäten durchführen kann. Zu diesem Zweck wurde auch hier der Einstellbereich des Potentiometers R durch die Widerstände R_3 und R_4 eingengt; er kann direkt in Prozent kalibriert werden.

Anhand dieser Grundschialtung läßt sich eine Meßhilfe schaffen, mit welcher man in der Lage ist, eingebaute, beschaltete Induktivitäten auf ihre Größe zu untersuchen. Der eingebaute Prüfling wird zu diesem Zweck mit einer Tastspitze angetastet und seine Größe durch Einstellung von zwei Organen gemessen, und zwar werden der in Induktivitäten kalibrierte Widerstand R und der in Frequenzen unterteilte Kondensator C eingestellt. Die Schaltung mit der möglichen Anordnung der Skalen und deren Verlauf ist in Abb. 6.7 angegeben. Den in der Praxis leicht ausführbaren Meßkopf mit seiner Anschlußverdrahtung findet man in Abb. 6.8. Wie man an der Skalendarstellung der Abb. 6.7 erkennen kann, läßt sich das Gerät durch Umschaltung der Normalinduktivität L_N , z.B. mit drei Bereichen, ausführen. Das Potentiometer R trägt eine Skale für Induktivitätswerte, womit auf beste Rechteckwiedergabe bei angeschlossenem Prüfling abgeglichen wird. Der Kondensator C_N parallel zum Normal im Meßkopf dient zur Herstellung der Frequenzgleichheit beider Schwingkreise; er beseitigt damit das Überschwingen. In Verbindung mit der umschaltbaren Normalinduktivität läßt sich der Kondensator C_N direkt in Frequenzen kalibrieren. Dieses muß man als zusätzliche Möglichkeit ansehen. Für den eigentlichen Meßvorgang, die Bestimmung der Induktivität einer Spule, ist eine Eichung des Normalkreises in Frequenzen nicht erforderlich. Die Größe von L_X wird vielmehr

dadurch ermittelt, daß man den eingestellten Potentiometerwert R mit der Größe des eingeschalteten L -Normals multipliziert. Gleichet man, wie gesagt, auf beste Rechteckwiedergabe ab, so ist die eingestellte Tastfolgefrequenz nur insofern von Bedeutung, als sie die Abstimmempfindlichkeit der Potentiometereinstellung bestimmt. Man wird besonders bei kleinen Induktivitäten die Tastfolgefrequenz des Rechtecksignals so lange steigern müssen, bis die Einstellung von R auf beste Rechteckwiedergabe am kritischsten ist.

In Abb. 6.8 ist die mögliche Ausführung in Form einer Blockschaltung angedeutet. Die Meßhilfe besteht im wesentlichen aus einem Meßkopf und einem Kabelverteiler, an den dieser Meßkopf angeschlossen ist. Hier wird gleichzeitig die Rechteckspannung des Generators G zugeführt und ein Oszillograf als Indikator I angeschlossen. Das Abschirmgehäuse des Meßkopfs enthält für den Oszillografeneingang einen hochohmigen, kompensierten Spannungsteiler R_1 und R_2 , der am Schleifer des Potentiometers R liegt. Neben dem Potentiometer R , welches die L -Eichung bestimmt, sind im Meßkopf ein Spulensatz in Form von umschaltbaren L -Normalien und der dazu parallelliegende Kondensator C enthalten.

In Anwendung dieses Meßkopfs berührt man den „heißen“ Pol der zu überprüfenden Schwingkreisinduktivität, die im Gerät verbleiben kann. Mit Hilfe des Kondensators C wird abwechselnd mit dem Einsteller R sowohl auf beste Rechteckwiedergabe als auch auf geringstes Überschwingen abgeglichen.

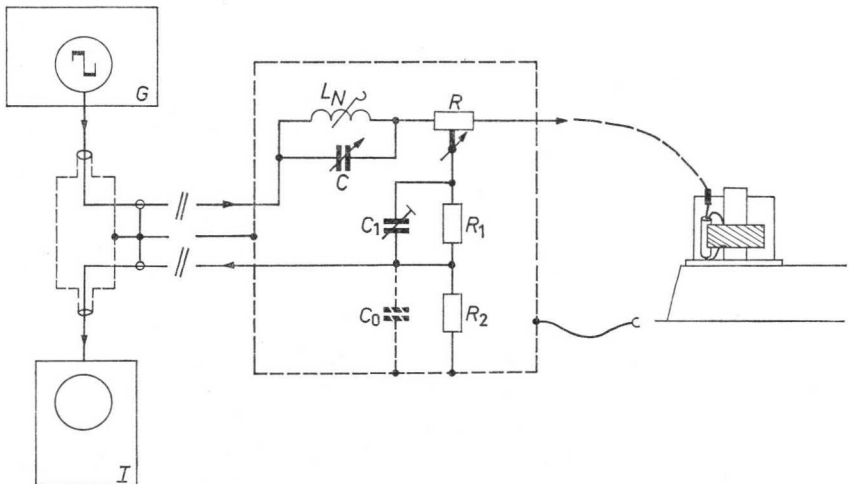


Abb. 6.8 Meßanordnung in Form eines Meßkopfs für eingebaute Induktivitäten

6.1.4 Messung und Prüfung von Schwingkreisdaten

Mit Hilfe von Rechtecksignalen und einem geeigneten Aufzeichnungsgerät ist man in der Lage, auch Daten von Schwingkreisen meßtechnisch zu ermitteln. Diese Aufgaben lassen sich auch nach dem Prinzip des kompensierten Spannungsteilers lösen. In Abb. 6.9 ist ein derartiger Schwingkreisspannungsteiler dargestellt. Als Längswiderstand und als Normal findet der Resonanzwiderstand des Schwingkreises Θ_N Verwendung, während der unbekannte Schwingkreis Θ_X im Querzweig angeordnet ist. Eingangsseitig wird ein Rechtecksignal eingespeist, welches am ausgangsseitigen Abgriff des Spannungsteilers kontrolliert wird. Selbst wenn die beiden Schwingkreise aus reinen Blindwiderständen aufgebaut wären, also keine Verluste aufwiesen, wäre ein Fall denkbar, für den die Rechtecksignale unverfälscht in ihrer Form abgeschwächt würden. Dieser Fall trifft dann zu, wenn beide Schwingkreise die gleiche Resonanzfrequenz haben; wenn mithin das Produkt aus Kapazität und Induktivität in beiden Fällen gleichgroß ist. Bei Frequenz- und Phasengleichheit beider Schwingkreise erscheinen die Überschwingamplituden, die durch den Spannungssprung hervorgerufen werden, im Spannungsteiler gegeneinandergeschaltet, und sie heben sich über den geringen inneren Widerstand des Steuergenerators auf. In dieser Schaltung lassen sich z.B. schwach gedämpfte Zf-Schwingkreise gleicher Bauart vorabgleichen.

Die in Kauf zu nehmende, ausgangsseitige Belastung des Prüflings durch den Eingang des Indikators kann man bei gleichem Aufbau der Schwingkreise dadurch beseitigen, indem man zum Normalkreis eine gleiche Belastung parallelschaltet. Die Eingangsimpedanz gängiger Spannungsteilermeßköpfe beträgt etwa $10\text{ M}\Omega$ mit einer kapazitiven Belastung von ca. 8 bis 10 pF . In diesem Fall schaltet man zum Normalschwingkreis Θ_N eine Kapazität von ca. 10 pF und einen ohmschen Widerstand von $10\text{ M}\Omega$ parallel. Für diese Meßschaltung muß allerdings der Ausgang des Rechteckgenerators sehr niederohmig sein, da der innere Widerstand des Generators in Verbindung mit der Serienschaltung der Induktivitäten einen Hochpaß bildet,

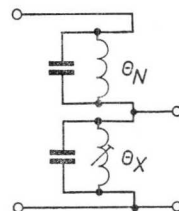


Abb. 6.9 Vergleichsprüfung von Schwingkreisen

der bereits die Rechteckeigenschaft der Oberspannung verfälscht. Im anderen Fall muß man für diesen Prüfungsvorgang die Hochpaßverzeichnung des Ausgangsrechtecksignals in Kauf nehmen und die Frequenzgleichheit durch Einstellung auf geringstes Überspringen des Oszillogramms einstellen. Man betrachte in diesem Zusammenhang die Oszillogramme des Kapitels 4, Abb. 4.13 . . . 19.

Will man dagegen die kennzeichnenden Eigenschaften unbekannter, eingebauter Schwingkreise verschiedener Ausführung mit Rechtecksignalen meßtechnisch ermitteln, so muß man von folgenden Überlegungen ausgehen. In Abb. 6.10 ist ein Spannungsteiler dargestellt, der aus zwei verschiedenartigen, gedämpften Schwingkreisen gleicher Frequenz aufgebaut ist. Eine lineare Übertragung aller Frequenzanteile des Rechtecksignals wird man dann erhalten, wenn die Teilerverhältnisse der drei verschiedenen Zweige ineinander gleichen. Es muß also folgende Bedingung erfüllt sein:

$$a = \frac{R_1}{R_2} = b = \frac{L_1}{L_2} = c = \frac{C_2}{C_1} \quad (6-1)$$

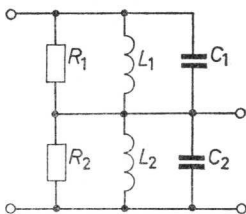
a = Verhältnis des Widerstands-Spannungsteilers

b = Verhältnis des induktiven Spannungsteilers

c = Verhältnis des kapazitiven Spannungsteilers

Ist diese Bedingung erfüllt, dann kann man erwarten, daß alle Frequenzanteile des Rechtecksignals gleichmäßig geschwächt am Ausgang auftreten und sie in ihrer gleichen Zusammensetzung die gleiche Signalform ergeben, wie sie dem Eingang des Spannungsteilers aufgeprägt wird. Nun sind die kennzeichnenden Merkmale eines Schwingkreises:

- | | |
|-----------------------|------------------|
| 1. Kennwiderstand | $K = \sqrt{L/C}$ |
| 2. Resonanzwiderstand | R_0 |
| 3. Gütefaktor | q |
| 4. Resonanzfrequenz | f_0 |



$$a = \frac{R_1}{R_2} = b = \frac{L_1}{L_2} = c = \frac{C_2}{C_1}$$

Abb. 6.10 Spannungsteilung der Einzelzweige bei Resonanz

Aus der Beziehung (6-1) geht, wie bereits erwähnt, hervor, daß die Rechteckübertragungsbedingungen bei Resonanzgleichheit der Schwingkreise erfüllt sind. Nimmt man an, daß die Schwingkreiselemente verlustfrei, also ihre Verluste in den Widerständen R_2 und R_1 konzentriert sind, so stellen diese Widerstände an sich die Resonanzwiderstände dar. Aus der Spannungsteilerbedingung geht weiter hervor, daß z.B. der gesuchte Resonanzwiderstand R_{OX} gleich dem Resonanzwiderstand des Normalkreises multipliziert mit dem reziproken Teilverhältnis der Induktivitäten ist. Nach Gl. (6-1) ist:

$$R_{OX} = R_O \frac{L_X}{L_N} \quad (6-2)$$

Damit erhält man den gesuchten Resonanzwiderstand des zu überprüfenden Kreises durch eine Multiplikation des Resonanzwiderstands des Normalkreises mit dem reziproken Spannungsteilverhältnis der Induktivitäten. Aufbauend auf diesen Erkenntnissen kann man folgende globale Schaltung für eine Schwingkreisprüfanordnung angeben, wie sie in Abb. 6.11 enthalten ist.

Der besagte Schwingkreisspannungsteiler befindet sich teilweise mit seinen Normalien in einem Meßkopf. Dieser Meßkopf ist ähnlich wie in Abb. 6.8 mit einem Kabelverteiler verbunden. Derselbe erhält von einem Rechteckgenerator G die benötigte Oberspannung und führt dem angeschlossenen Indikator die vom Spannungsteiler erhaltene, heruntergeteilte Rechteckspannung zu. Im Meßkopf befinden sich die Normalinduktivität L_N in äußerst verlustarmer Ausführung und der parallelliegende, in Frequenz- und reziproken Kennwiderstandswerten gekennzeichnete Kondensator C . Auch die Verluste des Kondensators sollen äußerst gering sein. Parallel zum Normalschwingkreis liegt außerdem ein Dämpfungswiderstand, der aus der Serienschaltung eines festen Vorwiderstands R_3 und des Einstellers P besteht. Dieses Potentiometer P erhält eine Skale, die die Resonanzwiderstandswerte R_O des Normalschwingkreises kennzeichnet. In dieser Skaleneichung sind die internen Schwingkreisverluste der Induktivität und der Kapazität zu berücksichtigen.

Dem linken Anschluß dieses Normalschwingkreises (vgl. Abb. 6.11), welcher sowohl mit C auf die Resonanzfrequenz abgestimmt wie mit P definiert bedämpft werden kann, wird das Rechtecksignal zugeführt. Der rechte Anschluß des Schwingkreises endet am Potentiometer R , welches zur Einstellung des Verhältnisses der Induktivitäten bzw. des Kehrwerts dieses Verhältnisses verwendet wird. Dieser Einsteller kann auch nach L_X -Werten unterteilt werden. Der rechte Anschluß dieses Einstellers mündet in eine Meßspitze zum Antasten des „heißen“ Endes von Schwingkreisen. Da das

zweite Ende des Prüflings geerdet werden darf, kann der Schwingkreis in der Schaltung verbleiben. Es ist lediglich darauf zu achten, daß der Masseanschluß des Meßkopfs mit dem „kalten“ Ende der Induktivität des Prüflings galvanisch zu verbinden ist. Das wird besonders dann notwendig, wenn der zu kontrollierende Schwingkreis, z.B. am Eingang der Stufe, nur hochfrequenzmäßig gegen Masse abgeblockt ist.

Am Schleifer des Potentiometers R befindet sich im Meßkopf ein kompensierter ohmscher Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 und der Stellkapazität C_1 . Dieser Spannungsteiler soll sehr hochohmig und zugleich kapazitätsarm ausgeführt sein. Er soll es ermöglichen, das heruntergeteilte Signal mit geringer Rückwirkung an den Indikatoreingang anzupassen. Wie bereits erwähnt, kann man den durch diesen Spannungsteiler entstehenden Meßfehler dadurch ausschalten, daß man ein entsprechendes RC -Glied dem Normalkreis parallelschaltet und dessen Werte in die besprochenen Skalenverläufe einbezieht. Die Tastspitze des Kopfs soll sehr kurz sein, damit die Streukapazität den eingebauten Prüfling durch den Antastvorgang möglichst wenig verstimmt. Aus dem gleichen Grund soll das Potentiometer R äußerst kapazitätsarm ausgeführt sein.

Neben der Darstellung des Meßkopfs in Abb. 6.11 findet man außerdem einen Vorschlag für die Aufteilung der Skalen. Danach wären die drei Einstellorgane C , R und P mindestens mit je einer Skale zu versehen. Der Abstimmkondensator C erhält die Reziprokteilung der Kennwiderstandswerte. Neben dieser Aufteilung können in Form getrennter Skalen noch die Resonanzfrequenzen und die Kennwiderstände markiert sein. Das Potentiometer P wird mit Resonanzwiderstandswerten R_0 gekennzeichnet, und zwar unter Berücksichtigung des Vorwiderstands R_3 und der internen Schwingkreisverluste des Normals sowie der vorgeschlagenen Korrekturdämpfung, welche das Eingangsverhalten des Indikators eliminiert. Der Einsteller R erhält eine Einteilung von L_X/L_N unter Berücksichtigung der Normalinduktivität L_N . Dieses Einstellorgan kann eine Skale für die gesuchten L_X -Werte

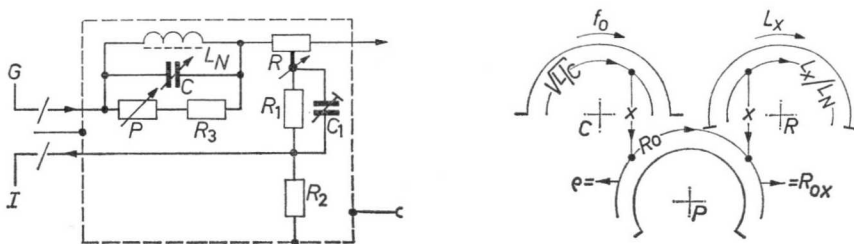


Abb. 6.11 Schwingkreisprüfanordnung in Form eines Meßkopfs

erhalten, so daß darauf die Schwingkreisinduktivität des Prüflings abgelesen werden kann. Einen derartigen Meßkopf kann man folgendermaßen anwenden:

- Das „kalte“ Ende des Prüflings wird mit dem Masseanschluß des Meßkopfs verbunden, mit der Tastspitze wird das „heiße“ Ende des Prüflings berührt
- Bei niedriger Tastfolgefrequenz des Generators wird der Einsteller R grob auf beste Rechteckwiedergabe eingestellt
- Mit Hilfe des Kondensators C beseitigt man das Überspringen bei einer wesentlich höheren Tastfolgefrequenz
- Mit Hilfe des Potentiometers P wird die Rechteckwiedergabe bei einer erneut erhöhten Tastfolgefrequenz korrigiert
- Für den Feinabgleich werden die Einstellvorgänge in gleicher Weise nochmal wiederholt

Die Auswertung der eingestellten Meßwerte wird wie folgt vorgenommen:

1. Den Kennwiderstand zeigt die entsprechende Skale von C an
2. Die Resonanzfrequenz f_0 wird ebenfalls der Einstellung von C auf der entsprechenden Skale entnommen
3. Den Resonanzwiderstand R_0 findet man auf der Skale von P eingestellt
4. Der Gütefaktor Q wird durch Multiplikation des eingestellten Resonanzwiderstandswerts R_0 mit dem Skalenwert der Reziprokskale des Kennwiderstands erhalten
5. Den gesuchten Resonanzwiderstand R_{0X} erhält man, wenn man den Resonanzwiderstand des Normalkreises R_0 gemäß Einstellung von P mit dem eingestellten Wert von R , der Skale L_X/L_N , multipliziert
6. Die eventuell gesuchte Induktivität L_X erhält man als einen eingestellten Skalenwert von R

Damit sind praktisch alle Schwingkreisdaten zu ermitteln, wobei besonders hervorgehoben werden muß, daß der Prüfling in der Verdrahtung verbleiben kann. Wichtig ist für dieses Prüfverfahren, daß der Rechteckgenerator einen kleinen Innenwiderstand hat!

6.2 Gleichlaufprüfung von Zweifach-Einstellorganen

Die am weitesten verbreiteten Zweifach-Einstellorgane sind wohl die Doppeldrehkondensatoren. Seit der Einführung von Stereogeräten wird auch das Tandempotentiometer verstärkt angewendet. Für die Einstellung von Lautstärke, und Klang am oberen und unteren Ende des Frequenzbereichs,

verwendet man heute fast ausschließlich parallellaufende Potentiometerpaare. Mit ihnen wird die gleichzeitige Einstellung bzw. Korrektur der Übertragungseigenschaften zweier Kanäle möglich. Es entsteht dadurch eine Vereinfachung der Bedienung.

Durch Anwendung von Transistoren und durch Miniaturisierung der Geräte wird vielfach in Autosupern von der Permeabilitätsabstimmung Gebrauch gemacht. Diese erfordert bei Vorstufensuperhets notwendigerweise, daß zwei Induktivitäten völlig gleichartig variiert werden müssen. Es ist nun zu untersuchen, inwieweit man Rechtecksignale zur Überprüfung des Gleichlaufs derartiger Einstellorgane verwenden kann.

6.2.1 Prüfung erdsymmetrischer Einsteller

Unter erdsymmetrischen Einstellern sollen Zweifach-Organen verstanden werden, bei denen alle Pole erdsymmetrisches Potential haben. Als Beispiel kann man Tandempotentiometer, Zweifach-Permeabilitäts-Abstimmaggregate und bedingt auch Zweifachdrehkondensatoren anführen. Diese Art der Einsteller kann man mit Hilfe von Rechtecksignalen in der vielfach erwähnten Spannungsteilerschaltung prüfen. Das Beispiel einer solchen Prüfschaltung befindet sich in Abb. 6.12.

Ein in seiner Wirkung „verkürzter“ Differentialdrehkondensator stellt einen Zweig des Spannungsteilers dar, während der andere Spannungsteiler durch die variablen Potentiometerstrecken des Tandems gebildet wird. Wie gewohnt, wird eingangsseitig ein Rechtecksignal eingespeist und die Signalverformung am Abgriff kontrolliert. Der Kondensatorzweig ist in seiner Längs- und Querkapazität symmetrisch aufgebaut. Durch die Bereichseinengung von C wird eine Variation der Spannungsteilung in gewissen Grenzen möglich. Der Kondensator C ist gemäß den Angaben der Abb. 6.12 in Prozent kalibriert. Der Prüfvorgang wird folgendermaßen abgewickelt. Der Kondensator C wird bei Mittelstellung des Prüflings ($R_X + R_X$) auf beste Rechteckübertragung des Spannungsteilers eingestellt. Beim Durch-

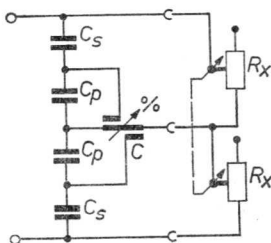


Abb. 6.12 Prüfverfahren für Tandem-Potentiometer nach dem Spannungsteilerprinzip

drehen des Prüflings wird bei vollkommenem Gleichlauf in keiner Stellung eine Verschlechterung der Übertragungseigenschaften des Rechtecksignals auftreten. Treten in einigen Stellungen des Prüflings Verformungen am Ausgangssignal auf – „Nasen“bildungen oder abgerundete Ecken – dann kann man diese Verzerrungen durch Betätigung des Differentialdrehkondensators korrigieren. Die notwendige Korrektur ist eine Fehleraussage in Prozent. Dieses Prüfverfahren ist sehr zeitsparend, da weder der Generator noch der Indikator in irgend einer Weise nachgestellt zu werden brauchen. Man kann mit dieser Meßanordnung in Sekundenschnelle eine größere Anzahl von Tandempotentiometern korrekt in jeder Einstellung überprüfen.

In ähnlicher Weise lassen sich auch Zweifach-Variometer in erdsymmetrischer Ausführung nach Abb. 6.13 kontrollieren. Es findet die bereits im Zusammenhang mit Abb. 6.6b besprochene Grundschaltung Verwendung. Der Differentialdrehkondensator soll die Eigenkapazität der Variometer ausgleichen, während der Widerstand R den Fehler in Prozent zu ermitteln gestattet.

In Abb. 6.14 findet man eine Prüfanordnung für erdsymmetrische Zweifach-Kondensatoren. Nähere Erläuterungen zu dieser einfachen kompensierten Spannungsteileranordnung können erspart bleiben.

Mit diesem einfachen Meßaufbau läßt sich ein Zweifachdrehkondensator sehr leicht prüfen. An den markierten Einstellorganen R_1 und C_1 kann man sowohl den Gleichlauffehler in Prozent als auch in absoluter Form (ΔC) ermitteln. Es ist nicht unbedingt erforderlich, daß solche zu prüfenden Drehkondensatoren, wie in Abb. 6.14 dargestellt, kontaktfreie Rotoren

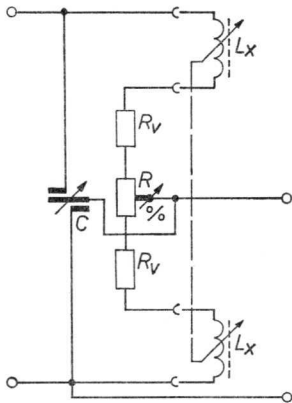


Abb. 6.13 Prüfanordnung für Dop-variometer

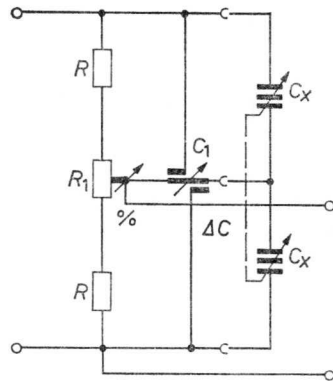


Abb. 6.14 Prüfverfahren für symmetrische Zweifachdrehkondensatoren

besitzen. Selbst drei- und mehrfache Drehkondensatoren kann man mit dieser Schaltungsanordnung prüfen, wenn man schrittweise eine Sektion des Drehkondensators mit den übrigen Sektionen vergleicht. Es versteht sich, daß man das jeweils nicht benutzte Einstellorgan, R_1 und C_1 , in Nullstellung zu bringen hat, während der andere Einsteller zur Fehlerermittlung herangezogen wird.

6.2.2 Prüfung von Zweifach-Einstellorganen mit phasenverschobenen Rechtecksignalen

Bei der Überprüfung von Zweifach-Einstellorganen kann es zweckmäßig sein, sich eines Gegentakt-Rechtecksignals zu bedienen. Vorangehend wurden in Abschnitt 3.5.3 die Erzeugung derartiger Gegentaktssignale besprochen sowie die Eigenschaften derselben beschrieben. Durch die Phasenverschiebung von 180° ist man in der Lage, wenn außerdem noch die Amplituden beider Signale gleich sind, diese über ein Netzwerk mit gleichen Zweigen zu mischen, um dann folgerichtig am Ausgang keinerlei Spannungsanzeige zu erhalten. Wenn alle vorgenannten Bedingungen erfüllt sind, hebt das eine Signal die Wirkung des anderen auf. Der Indikator wird somit zur Nullanzeige benutzt. Er kann jeweils auf volle Empfindlichkeit geschaltet werden, denn nur der Fehler bzw. die Abweichung wird angezeigt. Man kann also die Meßanordnung mit verhältnismäßig großen Eingangssignalen ansteuern, da der Indikator nur mit der Fehleramplitude angesteuert wird. Eine Übersteuerungsgefahr besteht dabei nicht. Dadurch wird die Fehleranzeige präzisiert. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß nicht alle Pole des Prüfings unbedingt erdfreies Potential haben müssen.

Abb. 6.15 zeigt eine Meßanordnung, die zur Überprüfung von Tandempotentiometern verwendet werden kann. Die erdsymmetrische Ansteuerung des Spannungsteilers gestattet es, denselben gleichfalls erdsymmetrisch auf-

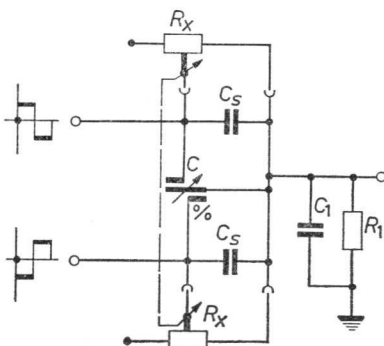


Abb. 6.15 Differenzprüfverfahren für Tandem-Potentiometer

zubauen. Am zweckmäßigsten stellt man sich den Generator mit einem mittelangezapften Ausgang vor, der zwei gleichgroße gegenphasige Rechtecksignale liefert. Führt man diese beiden Ausgangssignale über zwei Entkopplungswiderstände an den Eingang des Indikators (Elektronenstrahloszillograf), dann wird nur die Spannungsdifferenz angezeigt. Eine Differenzspannung kann nur entstehen, wenn entweder der Generatorausgang nicht genügend symmetrisch oder das der Entkopplung und Mischung dienende Netzwerk – im vorliegenden Fall die beiden Widerstände – nicht gleichartig aufgebaut ist. Die Tatsache, daß nur dann eine Anzeige erfolgt, wenn sich Differenzen im Netzwerk ergeben, ist besonders für Vergleichsmessungen sehr angenehm.

Im Grunde genommen gelten die Betrachtungen zu Abb. 6.1 auch bei diesem Meßverfahren durchweg. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß die Meßanordnung an einer anderen Stelle geerdet wird. In Abb. 6.16 ist die abgewandelte Schaltungsanordnung dargestellt. Ist laut dieser Abbildung die Spannung u_1 der Spannung u_2 für jeden Moment des Geschehens gleich und bei jeder Einstellung Gleichheit der entsprechenden Widerstandswerte vorhanden, so wird der Indikator nichts anzeigen. Ändert sich dagegen das Widerstandsverhältnis oder das Verhältnis der Kapazitäten, so wird der Indikator verhältnismäßig empfindlich reagieren. Da der Antastpunkt für den „heißen“ Pol des Indikators normalerweise keine Spannung führt, der Punkt quasi an Masse liegt, ist der verfälschende Einfluß durch den Indikatoreingang sehr gering. Während der Indikator nach Abb. 6.1 parallel zum Querzweig des Spannungsteilers liegt und mit seiner Eingangsimpedanz das Meßergebnis verfälscht bzw. deswegen die Eingangsimpedanz bei der Erstellung der Skale berücksichtigt werden muß, ist in dieser Schaltungsanordnung (Abb. 6.16) das Eingangsverhalten des Indikators von untergeordneter Bedeutung. Der Eingangswiderstand des Oszillografen spielt nur für Empfindlichkeitsbetrachtungen eine Rolle. Ein verfälschender Einfluß

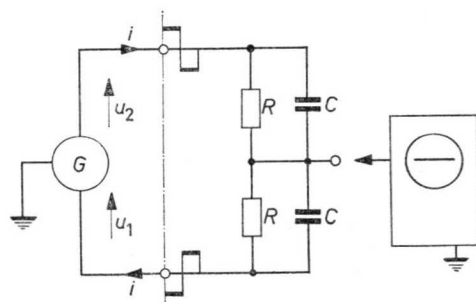


Abb. 6.16 Prinzip des Differenzprüfverfahrens

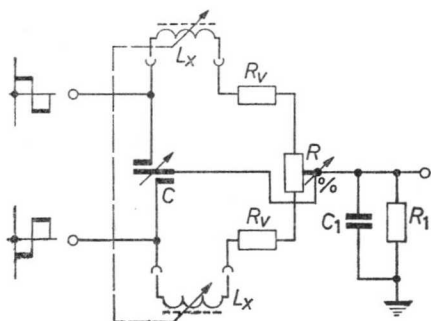


Abb. 6.17 Differenzprüfverfahren für Doppelvariometer

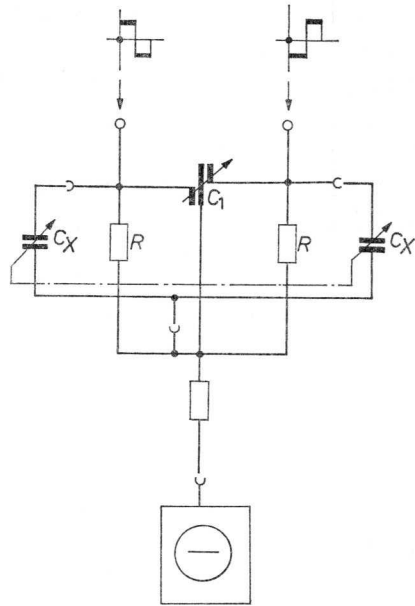
auf das Prüfergebn wird nicht hervorgerufen, da der Indikator in der Brückendiagonale liegt.

Demzufolge kann man nach Abb. 6.15 parallel zum Indikatoreingang einen Widerstand R_1 und einen Kondensator C_1 legen, um definierte Verhältnisse zu erhalten. Der Differentialdrehkondensator (in dieser Abbildung mit C bezeichnet) kann direkt in Prozent kalibriert werden.

In Abb. 6.17 ist eine Meßanordnung zur Überprüfung von Gleichlauf-eigenschaften eines Doppelvariometers dargestellt. Die beiden Induktivitäten L_x werden synchron verändert; sie liegen als Serienwiderstände in einer besagten Doppel- LR -Anordnung. Eingangsseitig wird mit einem Gegentakt-Rechtecksignal angesteuert und ausgangsseitig auf Nullanzeige kontrolliert. Bei vollkommenem Gleichlauf darf für jede Stellung des Einstellers am Ausgang keine Spannung auftreten. Zum Ausgleich der Schaltkapazitäten findet der Differentialdrehkondensator C Verwendung. Die Polarität und der Grad des Fehlers werden mit Hilfe des Potentiometers R gefunden. Der Widerstand R_1 und der Kondensator C_1 sind nicht notwendig; sie können durch die Eingangsimpedanz des Elektronenstrahloszillografen gebildet werden. Werden nur kapazitätsarme Variometerspulen geprüft, so kann man auf den Differentialdrehkondensator unter Umständen verzichten. Das Widerstandsverhältnis von R_v/R bestimmt den prozentualen Korrekturbereich.

Das am meisten verwendete Abstimmorgan mehrkreisiger Rundfunkempfänger ist der Mehrfach-Drehkondensator. Die übliche Ausführung besteht aus zwei oder mehreren Statorpaketen, in die die gleiche Anzahl Rotorpakete getaucht werden kann. Meistens sind diese Rotoren galvanisch miteinander und über Schleifkontakten mit dem Gehäuse verbunden. Mit der in Abb. 6.18 angegebenen Meßschaltung kann man auch solche Kondensatoren prüfen. Zu diesem Zweck werden zwei Statoranschlüsse an die Eingangsklemmen des Netzwerks gelegt, und der gemeinsame Rotoranschluß kommt an den Aus-

Abb. 6.18 Differenzprüfverfahren
für Zweifachdrehkondensatoren



gang. Zwei gleichgroße Widerstände R ergänzen die Kondensatorzweige zu Scheinwiderständen; sie dienen hauptsächlich zur Übertragung der im Rechtecksignal enthaltenen Gleichspannungskomponente. Mit Hilfe des Differentialdrehkondensators C_1 kann die Anfangskapazität des Prüflings ausgeglichen werden. Der Entkopplungswiderstand R_1 ist von untergeordneter Bedeutung. Er soll ca. fünfmal kleiner als die Meßwiderstände R sein. Auch an das Übertragungsverhalten des Oszillografen wird keine allzugroße Anforderung gestellt, da derselbe nur die Aufgabe hat, die Differenzspannungen anzuzeigen.

Die in diesem Kapitel dargelegten und vorgeschlagenen Prüfverfahren elektrischer Einzelteile sollen als Anregung für die Praxis dienen. Dieses Kapitel soll der Ausdruck einer Version sein, die unter dem Motto steht: So kann man es auch machen! Es mag dem Leser als Anleitung dienen und keineswegs einen Ausschließlichkeitsanspruch erheben. Die Möglichkeiten in der elektrischen Nachrichtentechnik, beim Service, im Prüffeld oder im Labor, verschiedene Prüf- und Meßaufgaben zu lösen, sind so mannigfaltig, und der Geschmack des einzelnen Technikers ist oft so verschieden, daß man kaum alle Wünsche auf einen Nenner bringen kann. Die Anwendung dieser oder jener Methode hängt nicht zuletzt von der Mentalität des Anwenders ab und wird zum Teil auch von der Gewohnheit bestimmt. Wenn es gelingen sollte, den eingefahrenen Weg des Gewohnten in manchen Fällen zu ver-

lassen, um zielstrebig und rentabler zum Ziel zu kommen, dann haben die in diesem Buch so zahlreich vorhandenen Anregungen ihren Zweck erfüllt. Es mag wohl scheinen, daß bei der ausgiebigen Behandlung mancher Themen grundsätzlich Neues gesagt worden ist; dem ist aber nicht so. Der Autor hofft, einen Beitrag zum Thema „Messen und Prüfen“ geleistet zu haben, und will es dem Leser überlassen, die gegebenen Anregungen in die Praxis zu übertragen.

AUSGÄNGE EINIGER RECHTECKGENERATOREN

7.1 Allgemeines

Für die Anwendung eines Rechteckgenerators ist die Kenntnis seines Ausgangs, seiner Anschluß- und Abschlußbedingungen, von großem Vorteil. Der Ausgang hat die Aufgabe, die Rechtecksignale möglichst mit gleichbleibender Flankensteilheit rückwirkungsfrei an den Prüfling abzugeben. Es wurde bereits betont, daß besonders bei der Prüfung nach dem Spannungsteilerverfahren beträchtliche Rechteckamplituden vorhanden sein müssen. Gleichzeitig soll die Ausgangsimpedanz im Interesse einer hohen Flankensteilheit möglichst klein und, wenn möglich, für jede Stellung des Abschwächers gleich sein. Die letzte Forderung gilt besonders dann, wenn zwischen dem Rechteckgenerator und dem Prüfling ein längeres Verbindungskabel, eine Koaxialleitung, unumgänglich ist. Diese Leitung soll zur Vermeidung stehender Wellen, bei einem exakten Energietransport, sowohl an ihrem Eingang wie auch am Ausgang mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen sein. Schließt man eine derartige Leitung am Ausgang mit dem Wellenwiderstand ab, so erscheint dieser Widerstand ohne Transformation am Eingang der Leitung; elektrisch gesehen wird der Rechteckgenerator ausgangsseitig dann mit dem Wellenwiderstand belastet.

Bei nicht zu hohen Anforderungen an die Anstiegszeit ist es nicht notwendig, auf 100%ige Abschlußbedingungen der Anschlußleitung zu achten; das gilt besonders bei Prüfungen im Nf-Gebiet. Macht man hier die Leitung ziemlich kurz, so kann man für den Signaltransport auch eine offene Koaxialleitung verwenden.

Für diesen Fall ist die Spannungsangabe der meisten Generatorausgänge zutreffend. Da es sich aber nicht immer vermeiden läßt, den Ausgang eines Rechteckgenerators auch niederohmig zu belasten, ist es zweckmäßig, für jede Stellung des Schalters zur Einstellung der Ausgangsamplitude die inneren Anschlußbedingungen des Generators zu kennen, um unerwünschte Rückwirkungen richtig deuten zu können. In den meisten Fällen findet man die Abschlußwiderstände in der Anodenleitung der Ausgangsstufe angeordnet. Zwecks Vermeidung von Trennkondensatoren am Ausgang ist der Pluspol der Speisespannung an das Chassis gelegt. Dadurch wird die überlagerte Gleichspannung ausgeschaltet, da ein Pol der Ausgangsbuchse eben-

falls am Chassis liegt. Eine solche Ausgangsstufe arbeitet also als Gitterbasis- oder Zwischenbasisstufe.

7.1.1 Ausgang des Rechteckgenerators GM 2324

Die letzte Stufe dieses Generators, die Röhre PL 83, ist als Zwischenbasisstufe geschaltet (siehe Abb. 7.1). Das Steuersignal erreicht sie gegenphasig am Gitter wie auch an der Katode. Die Röhre selbst wirkt ähnlich wie ein Schalter; sie wird in extrem kurzer Zeit auf- und zugetastet. An dem gerade in Betrieb befindlichen Anodenwiderstand wird also ein bestimmtes Spannungspotential auf- und abgebaut. Die Wahl der Ausgangsspannung wird gemäß Abb. 7.1a mit dem Schalter SK2 durchgeführt. Mit ihm werden die sinnreich angeordneten Widerstände parallel- und in Serie geschaltet; es wird damit der Wert des Ausgangswiderstands verändert. Betrachtet man die Reihendarstellung der Abb. 7.1b, so erkennt man, daß der eigentliche Lastwiderstand für die ersten sechs Ausgangsspannungen, 0,12; 0,25; 0,5; 1; 2 und 4 V gleichgroß ist; er wird nur in den letzten zwei Stellungen (8 und 15 V) jeweils verdoppelt. Der Lastwiderstand für die Röhre beträgt generell 83Ω ; er wird für die ersten 5 niedrigen Spannungen aus der Summe der Widerstände 22Ω und 61Ω gebildet. Für die ersten vier Stellungen stellt der $22\text{-}\Omega$ -Widerstand den Querwiderstand dar, an den ein zusätzlicher Abschwächer angeschlossen ist. Der Abschwächungsgrad wird mit dem Schalter SK2 umgeschaltet. In den ersten drei Fällen liegt die Ausgangsbuchse an diesem Spannungsteiler. In den ersten drei Fällen liegt die Ausgangsbuchse an diesem Spannungsteiler. Der Innenwiderstand des Generators für die drei Stellungen wird

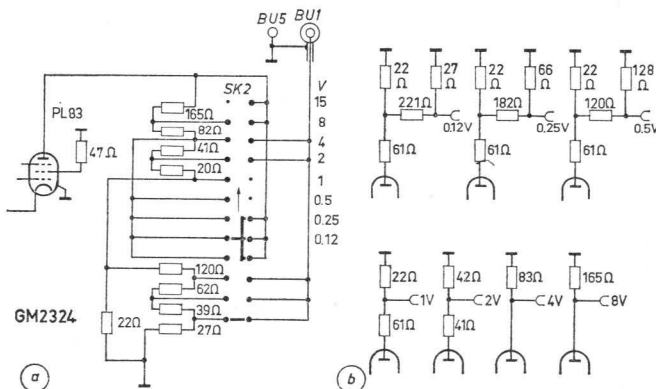


Abb. 7.1. Ausgang des Rechteckgenerators GM 2324

also geringfügig variiert; es treten Widerstandswerte von ca. 22 - 60 Ω auf. Der Innenwiderstand der vierten Stellung (1 V) beträgt wieder 22 Ω ; für die fünfte und sechste Stellung (2 V und 4 V) ist der Innenwiderstand 42 bzw. 83 Ω groß. Die beiden letzten Bereiche (8 und 15 V) sind durch einen Innenwiderstand von 165 Ω bzw. etwa 300 Ω gekennzeichnet. Die 15-V-Stellung wurde nicht gezeichnet.

Es versteht sich von selbst, daß durch Belastung des Buchsenpaares BU5/BU1 mit einer kapazitiven bzw. einer induktiven Last das Ausgangs-Rechtecksignal bereits verfälscht wird. Es liegt in der Hand des Anwenders, diese Tatsache entweder zu berücksichtigen oder die Blindlast am Ausgang möglichst klein zu halten.

7.1.2 Ausgang des Rechteckgenerators GM 2314

Bei diesem Rechteckgenerator (Abb. 7.2) bilden die beiden Röhren R_ö 12 und R_ö 13 einen Gegentaktausgang; sie sind über den gemeinsamen Katodenwiderstand R_{9,4} extrem fest gekoppelt. Der Arbeitspunkt der Röhre R_ö 13 wird mit Hilfe von R₇ so eingestellt, daß diese im Ruhezustand leitend ist. Die Röhre

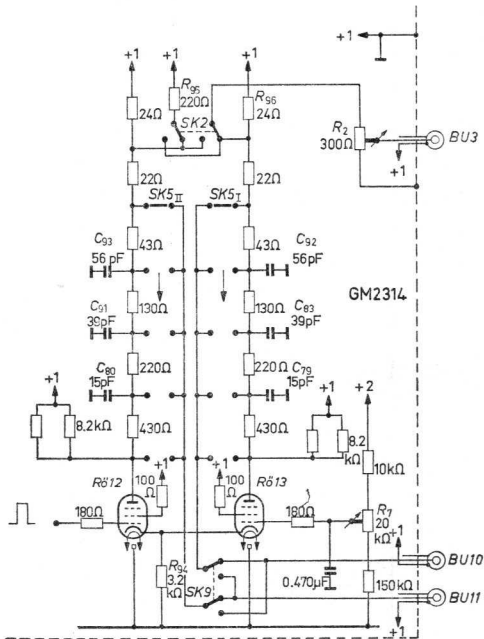


Abb. 7.2. Ausgang des Rechteckgenerator GM 2314

Rö 12 ist durch eine hohe Gittervorspannung gesperrt. Im Tastvorgang wird sie gitterseitig aufgetastet und übernimmt den Strom der Röhre Rö 13, die durch katodenseitige Ansteuerung nun gesperrt wird. Die Sperrspannung der Röhre Rö 12 ist so bemessen, daß der Steuerimpuls erst ein bestimmtes Niveau überschreiten muß, bevor er die Röhre aufzutasten imstande ist. Durch die extreme Verkopplung beider Röhren kann nur jeweils eine leitend sein; die Spannungsabfälle an den Anodenkombinationen beider Röhren sind also um 180° phasenverschoben.

Die Anodenwiderstände der Gegentaktstufe sind so bemessen, daß die Ausgangsbedingungen der Buchsen BU10 und BU11 jeweils $22 \Omega/V$ betragen. Mit dem Schalter SK5 werden die beiden Buchsen an einen entsprechenden Abgriff der Ausgangswiderstandsketten gelegt; es können Spannungen von 2, 4, 10, 20 oder 40 V eingestellt werden. Dabei schwanken die Werte der betreffenden Anodenwiderstände, bezogen auf die Buchsen BU10 und BU11, in der Größenordnung von ca. 43 bis 860Ω . Mit den Kondensatoren C_{80} , C_{91} und C_{93} sowie C_{79} , C_{83} und C_{92} werden die Ausgangsspannungsteiler frequenzkompensiert.

An der Buchse BU3 kann eine kontinuierlich einstellbare (R2) Rechteckspannung entnommen werden. Mit dem Schalter SK2 kann man wahlweise die Rechteckspannung an R_{96} abgreifen (gezeichnete Schalterstellung SK2) oder dieselbe am Widerstand R_{86} abnehmen. Eine ähnliche Phasenumkehr ist für die Buchsen BU10 und BU11 mit dem Schalter SK9 möglich.

Wie bereits erwähnt, ist bei diesem Gerät der Wert des Innenwiderstands sowohl für Buchse BU10 als auch für Buchse BU11 proportional der eingestellten Spannung. Der Faktor beträgt $22 \Omega/V$.

Dieser Generator ist unter anderem besonders zur Überprüfung von erdsymmetrischen Einzelteilen bzw. für Prüfmaßnahmen geeignet, die ein erdsymmetrisches, um 180° phasenverschobenes Rechtecksignal erforderlich machen. Es wird hier besonders auf die Abschnitte 3.5. . dieses Buchs verwiesen und insbesondere das Kapitel 6 hervorgehoben.

7.1.3 Ausgang des Rechteckgenerators PM 5710

In Abb. 7.3 ist die Ausgangsstufe dieses Rechteckgenerators dargestellt. Sie besteht aus einer Triodenschaltung in Gitterbasiisanordnung und liefert an zwei Ausgangsbuchsen (BU3 und BU4) Ausgangssignale verschiedener Amplituden. An der Buchse BU3 stehen in Verbindung mit dem Anschlußkabel (Abb. 7.3b) echte, einstellbare Rechteckimpulse mit einer Amplitude von ± 5 V zur Verfügung. Unter einem echten Impuls versteht man einen Rechteckvorgang, dessen Nulllinie auf dem Chassispotential liegt. Auch bei

das Chassis bezogen — negativ ist, wird mit den Widerständen R_{121} , R_{122} kompensiert. Diese Widerstände stellen eine Verbindung zur +130-V-Leitung her. Wird durch einen ins Positive gehenden Impuls die Endstufe katodenseitig gesperrt, dann steht am Ausgangspotentiometer im aufgedrehten Zustand eine Spannung von +5 V zur Verfügung. Der Widerstand R_{122} wird also bei gesperrter Röhre RÖ 10' so eingestellt, daß diese Ausgangsspannung an der Buchse BU3 unter Verwendung des Ausgangskabels zur Verfügung steht.

Der Innenwiderstand von Buchse BU4 ist größer als der von BU3 und außerdem in weiten Grenzen von der Stellung des Potentiometers R_{117} abhängig. Zur Erzielung einer großen Amplitude wird in allen vier Fällen [c, d, e, f] bei gesperrter Ausgangsröhre das Anodenpotential — bezogen auf das Chassis-Niveau — sehr stark angehoben. In der Stellung c ist die Röhre im Ruhezustand gesperrt; durch den negativ gerichteten Impuls wird sie aufgetastet. Ihr Stromfluß wird durch die Ansteuerung so dosiert, daß der Verbindungspunkt des Spannungsteilers — „heißer“ Pol der Buchse BU4 — gegenüber dem Chassis spannungslos wird. Zum Abgleich dient der Widerstand R_{129} .

Der Fall d unterscheidet sich vom Fall c nur durch den Sperrzustand der Röhre. Im Fall d ist die Röhre während des Ruhezustands geöffnet und wird durch den Steuerimpuls gesperrt, so daß ein positiv gerichteter Ausgangsimpuls von maximal 50 V an der Buchse BU4 abgenommen werden kann. Die Fälle e und f entsprechen den Fällen c und d mit dem Unterschied, daß die maximale Amplitude hierbei 100 V beträgt. Das wird durch die Größe des Abgleichwiderstands R_{130} erreicht, der anstelle von R_{120} angeschaltet wird. Im Fall e ist die Röhre gesperrt und wird im Arbeitsgang aufgetastet; im Fall f ist die Röhre leitend und wird durch den Steuerimpuls katodenseitig gesperrt.

Für alle Stellungen der Amplitudeneinstellung (R_{117}) ändert sich die Ausgangsimpedanz des Generators; sie wird mit kleiner werdender Amplitude annähernd linear kleiner und nimmt mit Steigerung der Amplitude entsprechend zu. Sie kann die Größenordnung von einigen k Ω erreichen.

ANHANG 1

x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}
0,00	1,00000	1,00000	0,50	1,64872	0,60653	1,00	2,71828	0,36788
01	1,01005	0,99005	51	1,66529	0,60050	01	2,74560	0,36422
02	1,02020	0,98020	52	1,68203	0,59452	02	2,77319	0,36059
03	1,03045	0,97045	53	1,69893	0,58860	03	2,80107	0,35701
04	1,04081	0,96079	54	1,71601	0,58275	04	2,82922	0,35345
05	1,05127	0,95123	55	1,73325	0,57695	05	2,85765	0,34994
06	1,06184	0,94176	56	1,75067	0,57121	06	2,88637	0,34646
07	1,07251	0,93239	57	1,76827	0,56553	07	2,91538	0,34301
08	1,08329	0,92312	58	1,78604	0,55990	08	2,94468	0,33960
09	1,09417	0,91393	59	1,80399	0,55433	09	2,97427	0,33622
0,10	1,10517	0,90484	0,60	1,82212	0,54881	1,10	3,00417	0,33287
11	1,11628	0,89583	61	1,84043	0,54335	11	3,03436	0,32956
12	1,12750	0,88692	62	1,85893	0,53794	12	3,06485	0,32628
13	1,13883	0,87810	63	1,87761	0,53259	13	3,09566	0,32303
14	1,15027	0,86936	64	1,89648	0,52729	14	3,12677	0,31982
15	1,16183	0,86071	65	1,91554	0,52205	15	3,15819	0,31664
16	1,17351	0,85214	66	1,93479	0,51685	16	3,18993	0,31349
17	1,18530	0,84366	67	1,95424	0,51171	17	3,22199	0,31037
18	1,19722	0,83527	68	1,97388	0,50662	18	3,25437	0,30728
19	1,20925	0,82696	69	1,99372	0,50158	19	3,28708	0,30422
0,20	1,22140	0,81873	0,70	2,01375	0,49659	1,20	3,32012	0,30119
21	1,23368	0,81058	71	2,03399	0,49164	21	3,35348	0,29820
22	1,24608	0,80252	72	2,05443	0,48675	22	3,38718	0,29523
23	1,25860	0,79453	73	2,07508	0,48191	23	3,42123	0,29229
24	1,27125	0,78663	74	2,09594	0,47711	24	3,45561	0,28938
25	1,28403	0,77880	75	2,11700	0,47237	25	3,49034	0,28650
26	1,29693	0,77105	76	2,13828	0,46767	26	3,52542	0,28365
27	1,30996	0,76338	77	2,15977	0,46301	27	3,56085	0,28083
28	1,32313	0,75578	78	2,18147	0,45841	28	3,59664	0,27804
29	1,33643	0,74826	79	2,20340	0,45384	29	3,63279	0,27527
0,30	1,34986	0,74082	0,80	2,22554	0,44933	1,30	3,66930	0,27253
31	1,36343	0,73345	81	2,24791	0,44486	31	3,70617	0,26982
32	1,37713	0,72615	82	2,27050	0,44043	32	3,74342	0,26714
33	1,39097	0,71892	83	2,29332	0,43605	33	3,78104	0,26448
34	1,40495	0,71177	84	2,31637	0,43171	34	3,81904	0,26185
35	1,41907	0,70469	85	2,33965	0,42741	35	3,85743	0,25924
36	1,43333	0,69768	86	2,36316	0,42316	36	3,89619	0,25666
37	1,44773	0,68982	87	2,38691	0,41895	37	3,93535	0,25411
38	1,46228	0,68386	88	2,41090	0,41478	38	3,97490	0,25158
39	1,47698	0,67706	89	2,43513	0,41066	39	4,01485	0,24908
0,40	1,49281	0,67032	0,90	2,45960	0,40657	1,40	4,05520	0,24660
41	1,50682	0,66365	91	2,48432	0,40252	41	4,09596	0,24414
42	1,52196	0,65705	92	2,50929	0,39852	42	4,13712	0,24171
43	1,53726	0,65051	93	2,53451	0,39455	43	4,17870	0,23931
44	1,55271	0,64404	94	2,55998	0,39063	44	4,22070	0,23693
45	1,56831	0,63763	95	2,58571	0,38674	45	4,26311	0,23457
46	1,58407	0,63128	96	2,61170	0,38289	46	4,30596	0,23224
47	1,59999	0,62500	97	2,63794	0,37908	47	4,34924	0,22993
48	1,61607	0,61878	98	2,66446	0,37531	48	4,39295	0,22764
49	1,63232	0,61263	99	2,69123	0,37158	49	4,43710	0,22537

ANHANG 1 (Fortsetzung)

x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}
1,50	4,48169	0,22313	2,00	7,38906	0,13534	2,50	12,12849	0,08208
51	4,52673	0,22091	01	7,46332	0,13399	55	12,80710	0,07808
52	4,57223	0,21871	02	7,53833	0,13266	60	13,46374	0,07427
53	4,61818	0,21654	03	7,61409	0,13134	65	14,15404	0,07065
54	4,66459	0,21438	04	7,69061	0,13003	70	14,87973	0,06721
55	4,71147	0,21225	05	7,76790	0,12873	75	15,64263	0,06393
56	4,75882	0,21014	06	7,84597	0,12745	80	16,44465	0,06081
57	4,80665	0,20805	07	7,92482	0,12619	85	17,28778	0,05784
58	4,85496	0,20598	08	8,00447	0,12493	90	18,17415	0,05502
59	4,90375	0,20393	09	8,08491	0,12369	95	19,10595	0,05233
1,60	4,95303	0,20190	2,10	8,16617	0,12246	3,00	20,08554	0,04979
61	5,00281	0,19989	11	8,24824	0,12124	05	21,11534	0,04736
62	5,05309	0,19790	12	8,33114	0,12003	10	22,19795	0,04505
63	5,10387	0,19593	13	8,41487	0,11884	15	23,33606	0,04285
64	5,15517	0,19398	14	8,49944	0,11765	20	24,53253	0,04076
65	5,20698	0,19205	15	8,58486	0,11648	25	25,79034	0,03877
66	5,25931	0,19014	16	8,67114	0,11533	30	27,11264	0,03688
67	5,31217	0,18825	17	8,75828	0,11418	35	28,50273	0,03508
68	5,36556	0,18637	18	8,84631	0,11304	40	29,96410	0,03337
69	5,41948	0,18452	19	8,93521	0,11192	45	31,50039	0,03175
1,70	5,47395	0,18268	2,20	9,02501	0,11080	3,50	33,11545	0,03020
71	5,52896	0,18087	21	9,11572	0,10970	55	34,81332	0,02872
72	5,58453	0,17907	22	9,20733	0,10861	60	36,59823	0,02732
73	5,64065	0,17728	23	9,29987	0,10753	65	38,47467	0,02599
74	5,69734	0,17552	24	9,39333	0,10646	70	40,44730	0,02472
75	5,75460	0,17377	25	9,48774	0,10540	75	42,52108	0,02351
76	5,81244	0,17204	26	9,58309	0,10435	80	44,70118	0,02237
77	5,87085	0,17033	27	9,67940	0,10331	85	46,99306	0,02128
78	5,92986	0,16864	28	9,77668	0,10228	90	49,40245	0,02024
79	5,98945	0,16696	29	9,87494	0,10127	95	51,93537	0,01925
1,80	6,04965	0,16530	2,30	9,97418	0,10026	4,00	54,59815	0,01832
81	6,11045	0,16365	31	10,07442	0,09926	05	57,39746	0,01742
82	6,17186	0,16203	32	10,17567	0,09827	10	60,34029	0,01657
83	6,23389	0,16041	33	10,27794	0,09730	15	63,43400	0,01576
84	6,29654	0,15882	34	10,38124	0,09633	20	66,68633	0,01500
85	6,35982	0,15724	35	10,48557	0,09537	25	70,10541	0,01426
86	6,42374	0,15567	36	10,59095	0,09442	30	73,69979	0,01357
87	6,48830	0,15412	37	10,69639	0,09348	35	77,47846	0,01291
88	6,55350	0,15259	38	10,80490	0,09255	40	81,45087	0,01228
89	6,61937	0,15107	39	10,91349	0,09163	45	85,62694	0,01168
1,90	6,68589	0,14957	2,40	11,02318	0,09072	4,50	90,01713	0,01111
91	6,75309	0,14808	41	11,13396	0,08982	55	94,63241	0,01057
92	6,82096	0,14661	42	11,24586	0,08892	60	99,48432	0,01005
93	6,88951	0,14515	43	11,35888	0,08804	65	104,5850	0,00956
94	6,95875	0,14370	44	11,47304	0,08716	70	109,9472	0,00910
95	7,02869	0,14227	45	11,58835	0,08629	75	115,5843	0,00865
96	7,09933	0,14086	46	11,70481	0,08543	80	121,5104	0,00823
97	7,17068	0,13946	47	11,82245	0,08458	85	127,7404	0,00783
98	7,24274	0,13807	48	11,94126	0,08374	90	134,2898	0,00745
99	7,31553	0,13670	49	12,06128	0,08291	95	141,1750	0,00708

ANHANG 1 (Fortsetzung)

x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}	x	e^x	e^{-x}
5,00	148,4132	0,00674	8,00	2980,958	0,00034	9,00	8103,084	0,00012
10	164,0219	0,00610	10	3294,468	0,00030	10	8955,293	0,00011
20	181,2722	0,00552	20	3640,950	0,00027	20	9897,129	0,00010
30	200,3368	0,00499	30	4023,872	0,00025	30	10938,02	0,00009
40	211,4064	0,00452	40	4447,067	0,00022	40	12088,38	0,00008
50	244,6919	0,00409	50	4914,769	0,00020	50	13359,73	0,00007
60	270,4264	0,00370	60	5431,660	0,00018	60	14764,78	0,00007
70	298,8674	0,00335	70	6002,912	0,00017	70	16317,61	0,00006
80	330,2996	0,00303	80	6634,244	0,00015	80	18033,74	0,00006
90	365,0375	0,00274	90	7331,974	0,00014	90	19930,37	0,00005
6,00	403,4288	0,00248				10,00	22026,47	0,00005
10	445,8578	0,00224						
20	492,7490	0,00203						
30	544,5719	0,00184						
40	601,8450	0,00166						
50	665,1416	0,00150						
60	735,0952	0,00136						
70	812,4058	0,00123						
80	897,8473	0,00111						
90	992,2747	0,00101						
7,00	1096,633	0,00091						
10	1211,967	0,00083						
20	1339,431	0,00075						
30	1480,300	0,00068						
40	1635,984	0,00061						
50	1808,042	0,00055						
60	1998,196	0,00050						
70	2208,348	0,00045						
80	2440,602	0,00041						
90	2697,282	0,00037						
			x	e^x	e^{-x}			
			$1/4 \pi (= 0,7854)$	2,19328	0,45594			
			$1/2 \pi (= 1,5708)$	4,81049	0,20788			
			$3/4 \pi (= 2,3562)$	10,55072	0,09478			
			$\pi (= 3,1416)$	23,14069	0,04321			
			$5/4 \pi (= 3,9270)$	50,75402	0,01970			
			$3/2 \pi (= 4,7124)$	111,3178	0,00898			
			$7/4 \pi (= 5,4978)$	244,1511	0,00410			
			$2 \pi (= 6,2832)$	535,4917	0,00187			

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

A

Abschlußbedingungen	201
Abschwächungsfaktor	81, 84
Amplitudenanteil	17
Amplitudendifferenz	164
Amplitudengang	79, 83, 98
Amplitudenvergrößerung	63
Amplitudenverkleinerung	74
Amplitudenverringerng	71
Anstiegsflanke 4, 11, 12, 16, 67, 72, 112, 162	
Anstiegszeit	10, 13, 16, 65, 124
aperiodischer Verstärker	66, 76
Aufsprechspannung	134
Aufsprechstrom	134
Aufsprechverstärker	134
Aufsprechvorgang	134
Ausgänge	197
Ausgangs impedanz	197
Ausgangssignale	121
Ausgangsstufe	197
Ausschwingvorgänge	170

B

Balanceeinsteller	118
Bandgeschwindigkeit	134, 136, 137
Baßbetonung	132, 152
Begrenzerschaltung	127
Begrenzungsperiode	123
Begrenzung der Sinusspannung	122
beispielhafte Oszillogramme (besser bei O)	12, 65, 75, 161
Blindwiderstand	20, 30
Brückenprinzip	176
Brückenspeisung	177

C

charakteristische Frequenzverhältnisse	60, 73
charakteristische Zeitkonstanten	39, 59

D

Dachkrümmung	61
Dachlinie	75
Dachschräge	43, 46, 50, 110, 131
Dachschräge im Einschwingzustand ..	48
Dachschräge eingeschwungener Zustand	57
Dachschräge-Zeitkonstante-Tastfolgefrequenz	57
Dachüberlagerung	117
Dachverlauf	50
Dachverzerrungen	62

Demodulation	172
Differentialdrehkondensator	148
Differenzieren	69, 80, 96
Diodenbegrenzer	122, 126-129
Doppeldrehkondensatoren	189
Doppelvariometer	194
Durchlaßkurve	109, 110, 170

E

e-Funktion	26, 27, 51, 203
eingeschwungener Zustand	51, 69
Einpegelung	45
Einschwingvorgänge	170
Einschwingzustand	45, 47, 69
Entladefunktion	39
Entladekurve	32
Entladevorgang	35
Entzerrer	134

F

Feinabgleich	165
Flankenanstieg	111, 113
Flankenverformung	109, 110, 156
Flankenversteilerung	17
Flankenverzerrung	72
Frequenzgang, nichtkorrigierter Nf-Verstärker	109
Frequenzgrenze	78, 80, 95, 100, 157, 158, 159, 160
Frequenzspektrum	12, 177
Fonogeräte-Prüfung	139
Fotonegativs Meßschablone ..	77, 88, 105
Fourier-Reihe	5
Funktion des Winkels	88, 99

G

Gegentaktausgang	199
Gegentaktausgangssignal	182
Gegentakt-Rechtecksignal	127, 192
Gegentaktssignal	129
gehörrichtige Lautstärkeregelung	130
gemilderter Tiefpaß	93, 100, 103, 113
Gitterbasiisanordnung	200
Gleichlauffehler	166
Gleichlaufprüfung	165
Gleichspannungskomponente	61
Grenzfrequenz	49, 59, 72, 74, 113, 137
Grenzfrequenzbedingung	46, 66, 68, 80
Grenzfrequenzformel	46, 68, 147
Grenzfrequenz des Tiefpasses	106
Grundschiwingung	9

- Grund-Sinusschwingung 14
 Grundwelle 5, 9
 Gütefaktor 186
- H**
- Halbperiode 45
 Halbwertszeit 33, 40
 Harmonische 6, 9
 harmonische Schwingungen 5
 Hochtön-Einstellung 113
 Höhenanhebung 84, 90, 131
 Höhenbevorzugung 87, 111, 112
 Höhenunterdrückung 93
- I**
- ideales Rechtecksignal 8, 65
 Impulsdächer 4
 Impulsfläche 5
 Impulslücke 5
 induktiver Blindwiderstand 20
 Integration 69
- K**
- Kapazität 21
 Kapazitätsstift 167
 kapazitiver Blindwiderstand 20
 kapazitiver Spannungsteiler 145
 Kennwiderstand 186
 Klangbild 78
 Klartasten 78
 Klirrfaktor 117
 Kombikopf 134
 Kompensationsmethode 133
 Koppelspule 166
 korrigierte Pässe 82, 97, 102
- L**
- Ladefunktion 39
 Ladekurve 35
 Ladeperiode 26, 68
 Ladeschaltung 27, 126
 Ladestrom 22
 Längswiderstand 79, 120, 122
 Längszweig 142
 Liniendiagramm 145, 147, 148
 LR-Tiefpaß 30, 31
- M**
- Mäandersignal 2
 Maximalwert 9
 Mehrfach-Drehkondensator 194
 Meßschablone 76, 77, 88, 90, 105
- N**
- Netzwerk 20, 36
 nichtlineare Verzerrungen 115
 Nulldurchgänge 172
- O**
- obere Grenzfrequenz 68, 76, 124
 Oberwelle 6
 Ohmsche Widerstände 20
 Ohrempfindlichkeit 78
 Ordnungszahl 17
 Ordnungszahl der Harmonischen 6
 Ordnungszahl der Oberwelle 6
- P**
- Parameterdarstellung 87
 Periodenzeit 2
 Permeabilitätsabstimmung 191
 Phasengang 85, 99
 Phasenverschiebung 6, 79, 95, 103, 142
 180°-phasenverschobene Rechteck-
 signale 120, 126
 Phasenwinkel 61, 79, 95, 103, 147
 Prüfschallplatte 139
- Q**
- quasi-stationärer Zustand 55
 Querwiderstand 79, 120
 Querzweig 142
- R**
- RC-Glied 21, 30
 RC-Tiefpaß 31
 Reaktanz 30
 Rechtecksignal 1
 Rechtecksignal-Verformung 108, 111
 Rechteckverformung 78
 relative Frequenz 81
 relative Frequenzzerteilung 148
 relatives Frequenzverhältnis 84
 Resonanzerscheinungen 67
 Resonanzkurven 62
 Resonanzwiderstand 186
 Restwechselspannung 72
 Rückflanke 4
- S**
- Saugkreis im Gegenkopplungsweg 139
 scheinbare Wobelfrequenz 63
 Scheinleitwerte 144
 Scheinwiderstand 21
 Schreibgeschwindigkeit 65, 66, 75
 Schwächungsfaktor 146

- Schwellenspannung 123
 Schwingkreisdaten 185
 Schwingkreisspannungsteiler 187
 Schwinglöcher 166
 Schwingneigung 114, 132
 Schwingspulenstrom 62
 Sinusvorgang 1
 Skalengenauigkeit 173
 Spannung, oszillografierte 112
 Spannungsabschwächung 154
 Spannung, Spitze-Spitze 61
 Startpunkt 75
 Stereo-Verstärker 118
 Strahlensatz 146
 Streufaktor 93
- T
- Tandempotentiometer 189, 192
 Tangensfunktion 80, 95
 Tastfolgefrequenz 49, 59, 66
 Tastkapazität 164
 Tastverhältnis 2
 teilkompensierter Spannungsteiler 140
 Tiefenanhebung 105
 Tiefenbetonung 96, 110
 Tiefen-Korrektur 161
 Tiefpaß 24, 30, 67, 68
 Tieftoneinsteller 113
 Tonbandgerät 134
 Tonkorrektoreinsteller 114
 T-Schaltung 120
- U
- überbrückter Hochpaß 81, 100, 103
 Übergangsfrequenz 91, 95
- Überlagerung der Dächer 116
 Überschwingamplitude 162
 Überschwingen 114
 Übertragungsverhalten 78
 UKW-Skalenverlauf 175
 Umpolfunktion 2, 5
 Umschaltvorgang 46
 untere Grenzfrequenz 64, 66
- V
- Vektordiagramm der Leitwerte 141
 Vektorbilder 101, 103, 142, 144
 Vergleichsmessungen 179
 verschiedene Reaktanzen 36
 vorverzerrtes Prüfsignal 140
 vorverzerrte Rechtecksignale 161
 Vorverzerrung 140, 152, 155, 158
 Vorverzerrung der Höhen 155
 Vorverzerrungsmaßnahmen 161
 Vorverzerrung der Tiefen 159
- W
- Wahl des Arbeitspunkts 117
 Wellenwiderstand 197
 Widerstands-Kondensator-Netzwerk 158
 widerstandsüberbrückter Hochpaß 80
 Wiedergabeverstärker 138
 Wirkung des Hochtoneinstellers 112
- Z
- Zeichenverfahren 147
 Zeitkonstante 32, 37, 38, 40
 Zweifach-Variometer 191
 Zweikanalverstärker 118
 Zwischenbasisstufe 198

