Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 61 (1970)

Heft: 15

Artikel: Probleme der Trapezmodulation

Autor: Dick, M.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915963

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 26.12.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Probleme der Trapezmodulation

Vortrag, gehalten an der 32. Hochfrequenztagung des SEV vom 29. Januar 1970 in Lausanne,

von *M. Dick*, Baden

997 - 1007

DK 621.376.22-422.46

Normale amplitudenmodulierte Rundfunksender haben die Eigenschaft, dass die in den Seitenbändern steckende Informationsleistung bei Übersteuerung ziemliche Verluste erleidet. Auf etwa halber Höhe abgeschnittene Modulations-Sinuswellen, welche also die Form eines Trapezes annehmen und bei welchen das Eingangsniveau 100 % Modulation entspricht, verlassen den Sender bei tieferen Frequenzen mit Dachschrägen von über 50 %, infolge der im Sender nicht konstanten Phasenlaufzeit. Die Reduktion dieser Dachschräge unter 5 % nur mit besserer Dimensionierung führt zu technisch und wirtschaftlich untragbaren Lösungen. Korrekturen mit Allpassgliedern sind zwar prinzipiell möglich, führen aber zu einer technisch nicht zu realisierbaren, langen Kette. Korrekturen mit speziellen Vierpolen ohne Allpasscharakter gestatten eine zweckmässige Lösung mit dem Nachteil einer ausgesprochenen Überverstärkung bei tiefen Frequenzen unterhalb des Nutzbandes. Der Beweis wird erbracht, dass dies nicht zu umgehen ist. Schädliche Wirkungen werden mit einem Hochpass vor dem Klipper behoben.

Les émetteurs de radiodiffusion à modulation d'amplitude normale ont la propriété, s'ils sont sur-modulés, de subir une perte sensible du contenu de l'information dans les bandes latérales. Une onde de modulation sinusoïdale coupée en sa moitié et qui prend par conséquent une forme trapézoïdale correspondant à 100 % de modulation, présente aux basses fréquences à la sortie de l'émetteur une déclivité atteignant plus de 50 % causée par un temps de propagation de phase non constant. La réduction de cette déclivité au-dessous de 5 % par une dimension appropriée des éléments conduit à une solution qui n'est pas acceptable techniquement et économiquement. Une correction à l'aide d'éléments de filtre passe-tout est en principe possible mais guère réalisable à cause de la longue chaîne d'éléments nécessaires. Une correction est réalisée à l'aide de quadripôles spéciaux sans caractère passe-tout; elle a cependant comme inconvénient une amplification exagérée aux basses fréquences en dessous de la bande utile. Il est démontré que cet effet ne peut être évité.

1. Art und Wesen der Trapezmodulation

Bei amplitudenmodulierten Rundfunksendern wird in neuerer Zeit vermehrt die sog. Trapezmodulation verlangt und spezifiziert. Es handelt sich dabei nicht um ein neues Modulationsverfahren, sondern lediglich um spezielle Auslegung der Übertragungseigenschaften, mit dem Zweck, die Durchschlagskraft des Senders zu erhöhen oder technischer ausgedrückt, um die Seitenbandleistung, in welcher die Information liegt, vor Verminderung zu bewahren. Das Bedürfnis hierzu wurde speziell von Kurzwellenverbindungen her wachgerufen, wo es vielfach darum geht, Sprachinformationen über alle möglichen Störungen atmosphärischer und technischer Natur herauszuheben. Es ist schon lange bekannt, dass Sprachmodulationen bedeutend grössere Übermodulationen ertragen als Musikmodulationen. So dürfen bei Sprachmodulationen viel mehr Spitzen die 100 % Modulationsgrenze überschreiten bevor noch irgendwelche Verzerrungen bemerkbar werden. Darüberhinaus nimmt die Verständlichkeit bei noch weitergehender Modulations-Graderhöhung trotz zunehmend bemerkbaren Verzerrungen zu, indem die Übertönung der Störungen mehr wiegt als die grösseren Verzerrungen. Dies gilt speziell bei Kurzwellenverbindungen, wo infolge selektiven Fadings meist ohnehin mit unvermeidlichen Verzerrungen gerechnet werden muss.

Wenn nun bewusst der Sender stark übersteuert wird, so finden natürlich intern irgendwelche Begrenzungen statt, da am Senderausgang die Modulation nicht über 100 % steigen kann. Je nach der Art dieser Begrenzung und namentlich wegen der Phasenverschiebung innerhalb des Senders, macht sich die Begrenzung am Senderausgang in verschiedener Weise bemerkbar. Um diese Zufälligkeiten unter Kontrolle zu bringen, wird:

a) Die Begrenzung vor dem Sender in einem sog. Klipper auf einem scharf ansprechenden Niveau vorgenommen, welches wenig unterhalb der 100-%-Modulationsgrenze des Senders liegt;

b) Die Übertragungscharakteristik des Senders so ausgelegt, dass das geklippte Signal ohne Veränderung den ganzen Sender durchläuft. Wenn ein Sender üblicher Bauart ohne spezielle Korrektur betrachtet wird, so ist es namentlich dieser 2. Punkt, welcher zu einer fühlbaren Verminderung der Seitenbandleistung führt.

Fig. 1a zeigt eine Sinuswelle der tiefsten Frequenz, die für die Sprachinformation noch als nützlich betrachtet wird. Sie übersteigt das 100 % Modulationsniveau um etwa das Doppelte entsprechend eingangs erwähnter Übersteuerungspraxis. Diese Sinuswelle wird nun knapp unter 100 % mit einem Klipper abgeschnitten, so dass eine trapezförmige Welle übrigbleibt, welche dem ganzen System den Namen verliehen hat. Wird nun diese Trapezwelle auf den Sender gegeben, so kommt an dessen Ende nach Demodulation nicht mehr diese Trapezform, sondern die in Fig. 1b dargestellte Form mit sehr grosser sog. Dachschräge heraus. Es ist im Sender somit der schraffierte Anteil verloren gegangen, welcher einen ziemlichen Energieverlust ausmacht. Ziel der Trapezmodulation ist es nun, diese Dachschräge von den tiefsten Frequenzen an auf einen vernünftigen Wert von z. B. 5 % zu begrenzen.

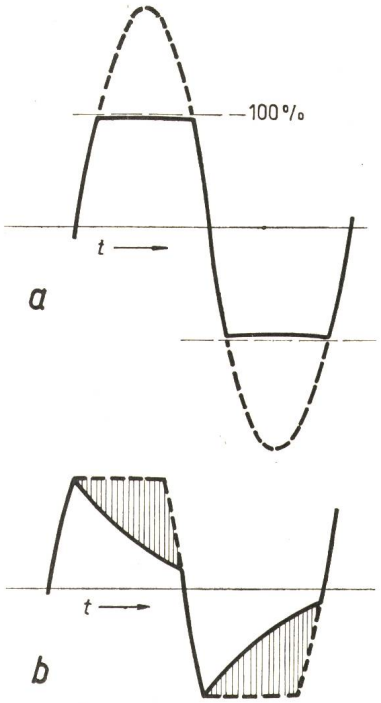


Fig. 1
Welle am Senderein- bzw. -ausgang
a um 6 dB gekippte Welle am Sendereingang
b Welle am Senderausgang mit 70 % Dachschräge
t Zeit

2. Ursachen der Trapezverzerrung und deren Verminderung

Die Ursachen der Dachschräge sind aus dem Blockschema von Fig. 2 zu ersehen. Es wird dabei ein Sender, der heute meist angewandten Bauart, mit Anodenmodulation in der Hochfrequenzendstufe vorausgesetzt. Im Sender ist eine Niederfrequenz-Verstärkerkette enthalten, welche das Programm vom Modulationsleitungsniveau auf ein Energieniveau verstärkt, das in der Grössenordnung der Senderleistung selbst liegt. Dazu sind eine Reihe von Verstärkerstufen in Kaskade geschaltet. Die kleineren Stufen sind mit *RC*-Kopplung verbunden. Wenn nun zur Untersuchung angenommen wird, dass auf den Sendereingang eine Rechteckwelle gegeben werde, dann entsteht, wie eingetragen am Kopplungskondensator, zwischen der 1. und 2. Stufe eine erste Dachschräge, indem während der Dachzeit Strom über den Kopplungskondensator C_k in den Eingangswiderstand R_e hineinfliesst. Durch diesen Strom wird der Kondensator C_k aufgeladen und dieser zunehmende Spannungsanteil geht der Nutzspannung an der 2. Stufe verloren.

Die grösste Dachschräge entsteht an der Niederfrequenz (NF)-Endstufe, welche mit ihrem Röhreninnenwiderstand R_i auf die Primärinduktivität L_T des Modulationstransformator arbeitet. Auf die Primärseite bezogen folgt dann weiter der Modulationskondensator C_m und die Speisedrosselspule L_D, welche die Hochspannung auf die Hochfrequenz (HF)-Endstufe bringen muss, vertreten in diesem Ersatzschema durch den Lastwiderstand R_a. Wenn nun vor diesem Widerstand R_i nochmals die Rechteckspannung angenommen wird, entsteht eine erste Dachschräge durch den während jeder Dachzeit anlaufenden Strom I_T in der Induktivität L_T, welcher an R_i einen zunehmenden Spannungsabfall hervorruft. Von der so abgeschrägten Spannung an L_T geht ein weiterer Anteil verloren durch den Strom, der durch C_m weiter fliesst und dort einen zunehmenden Spannungsanteil U_c beansprucht. Schliesslich geht von diesem Strom wiederum ein zunehmender Anteil I_D in der Induktivität L_D am Last-Widerstand R_a vorbei verloren und erzeugt einen weiteren Abfall an C_m und R_i. Dadurch entsteht auch bei Sendern, die für eine Tiefstfrequenz von 30 Hz mit nur 2 dB Abfall dimensioniert sind eine Dachschräge, welche bei 100 Hz zwischen 50...100 % liegt.

Wenn diese Dachschräge nun auf 5 % vermindert werden soll, so ist dies zunächst ein rein quantitatives Problem und die beste Lösung scheint sich dadurch anzubieten, dass einfach alle Elemente, welche diese Dachschräge verursachen, in ihren Werten vergrössert werden. Die Methode ist wohl bei den Kopplungskondensatoren in den kleinen Stufen praktikabel. Die Durchrechnung zeigt jedoch bald, dass für die Modulationselemente L_T, C_m und L_D so grosse Werte entstehen, dass sie technisch nur noch mit grossen Schwierigkeiten realisiert werden können und auf alle Fälle die wirtschaftlich tragbare Grenze überschreiten. Namentlich wäre es beim Modulationstransformator kaum mehr möglich, bei der so vergrösserten Leerlaufinduktivität immer noch die Streuinduktivität auf dem nötig kleinen Wert für kleinen Abfall im oberen Frequenzgebiet zu halten.

3. Korrektur durch Laufzeitentzerrung

Es müssen somit andere Wege zur Verbesserung gefunden werden. Wohl sollen die Elementwerte in tragbarem Rahmen erhöht werden weil auch die weiter möglichen Korrekturen mit gewissen Schwierigkeiten verbunden sind. Diese Korrektur besteht darin, dass vor den Sender ein Entzerrungsvorsatz geschaltet wird, welcher die Rechteckwelle von vornherein mit einer Dachschräge in umgekehrter Richtung so überhöht, dass dadurch die restliche Dachschräge des Senders gerade kompensiert wird.

Der Entzerrungs-Vierpol könnte abgeleitet und berechnet werden durch Betrachtungen des Zeitverhaltens gemäss Fig. 2. Zweckmässiger und durchsichtiger ist indessen, die Bearbeitung mit Frequenzfunktionen, d.h. mit dem Amplituden- und Phasengang in Funktion der Frequenz. Die beiden Funktionen sind bekanntlich mit der Fouriertransformation miteinander verbunden. Die Änderung der Phase als Funktion der Frequenz stellt dabei die Laufzeit dar. Hierbei ist zwischen der Gruppenlaufzeit und der Phasenlaufzeit zu unterscheiden, wie dies in Fig. 3 zum Ausdruck gebracht wird. Bei der Gruppenlaufzeit wird lediglich die Änderung des Phasenwinkels φ bezüglich der entsprechenden Änderung der Frequenz f betrachtet, während die Phasenlaufzeit durch den Quotienten der absoluten Phase mit der Frequenz gekennzeichnet ist. Konstante Gruppenlaufzeit kennzeichnet sich durch eine Gerade in Fig. 3, die irgendwie liegen kann, während konstante Phasenlaufzeit eine Gerade bedingt, die durch den Koordinaten-Nullpunkt hindurchgeht (allgemein durch $n\,\pi$). Von vielen Übertragungsproblemen, insbesondere der Trägerfrequenztechnik ist bekannt, dass es genügt, die Gruppenlaufzeit konstant zu halten, was meist mit wenigen Allpassgliedern erreicht werden kann. Hier handelt es sich um einen typischen Fall, wo konstante Gruppenlaufzeit allein nicht ausreichend ist, wo vielmehr die Phasenlaufzeit konstant gehalten werden muss. Die Oszillogramme der Fig. 3b bis 3d belegen dies wie folgt: Fig. 3b stellt eine angenäherte Trapezwelle dar, zusammengesetzt aus einer Grundwelle und einem kleineren Anteil an 3. Harmonischer. Es sei nun angenommen, der Vierpol erzeuge eine Zeitverzögerung, die bei der Grundwelle 270 Phasengrade ausmache. Zum Zeitpunkt Null, wo die Eingangswelle die Nulllinie durchschreitet, besteht am Ausgang für die Grundwelle eine Phasenlage von 270° wie in Fig. 3c zum Zeitpunkt Null aufgetragen. In Fig. 3a ist dieser Sachverhalt über der relativen Frequenz 1 aufgetragen. Hat nun der Vierpol einen linearen Phasengang, so besteht für die 3. Harmonische gemäss Fig. 3a eine 3mal grössere Phasenverschiebung von 810 Graden. Durch Abzählen an der Welle in Fig. 3b ist ersichtlich, dass dies einer Welle entspricht, die mit der positiven Amplitude

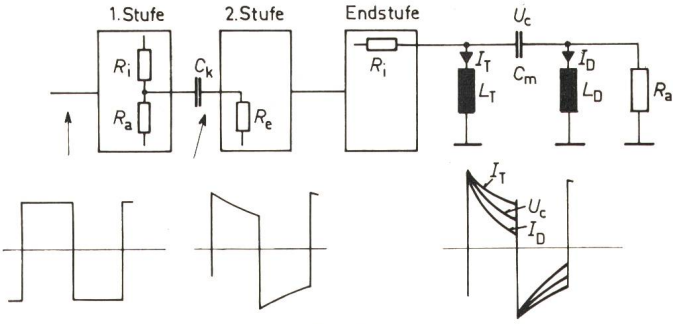


Fig. 2
Ursachen der Dachschräge an verschiedenen Elementen im Niederfrequenz-Verstärker

R_a Speisewiderstand der 1. Stufe; R_i Innenwiderstand der 1. Stufe; R_e Eingangswiderstand der 2. Stufe; C_k Kopplungskondensator; I_T Transformatorstrom; I_D Drosselstrom; R_i Innenwiderstand der Endstufe; R_a Lastwiderstand der Endstufe; L_T Modulationstransformator; L_D Modulationsdrosselspule; C_m Modulationskondensator; U_c Spannung am Kondensator

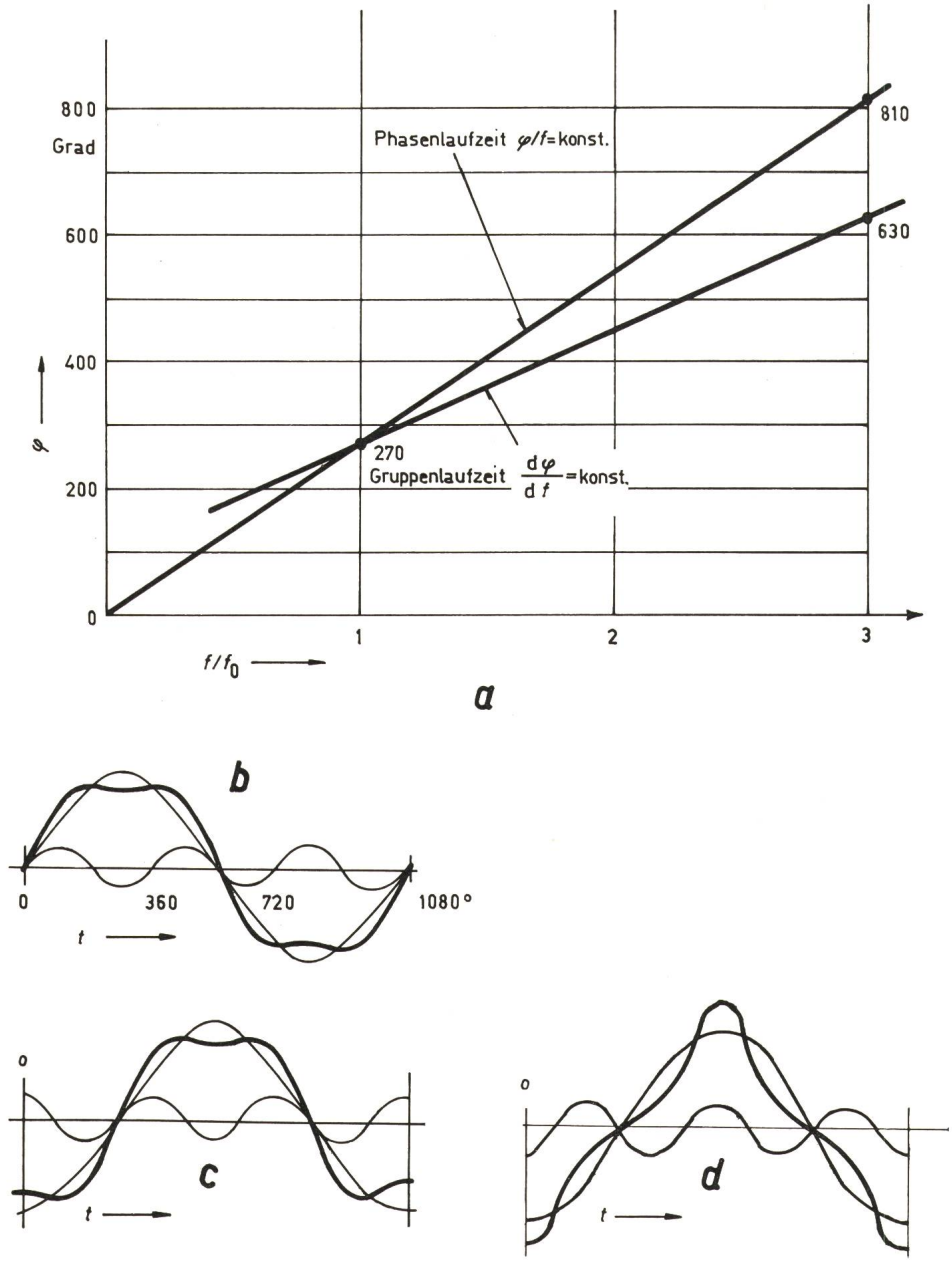


Fig. 3
Übertragungen mit konstanter Gruppen- oder Phasenlaufzeit

a Phasenverschiebung φ des Übertragungsweges in Funktion der Frequenz für konstante Gruppenlaufzeit und konstante Phasenlaufzeit;
b Aus Grundwelle und 3. Harmonischer gebildete Trapezwelle am Eingang
c Trapezwelle am Ausgang bei konstanter Phasenlaufzeit
d Verzerrte Welle am Ausgang bei nur konstanter Gruppenlaufzeit

Bezeichnungen siehe im Text

beginnt, wie ebenfalls in Fig. 3c eingetragen. Die Addition der beiden Wellen in Fig. 3c ergibt nun, wie sofort ersichtlich, wiederum die ursprüngliche Trapezform, lediglich um die konstante Phasenlaufzeit zeitlich verschoben.

Hätte nun aber der Vierpol eine konstante Gruppenlaufzeit nach Fig. 3a aufgewiesen, dann hätte die 3. Harmonische eine Phasenverschiebung von 630° erreicht. Dieser Sachverhalt ist in Fig. 3d eingetragen, wo die Grundwelle ebenfalls mit der negativen Amplitude beginnt, weil annahmegemäss für die Grundwelle die Gruppenlaufzeit dieselbe Phasenverschiebung aufweist wie bei der Phasenlaufzeit. Die 630° der 3. Harmonischen entsprechen aber dem Beginn mit der negativen Amplitude. Die Addition der beiden Wellen in Fig. 3d ergibt eine Form, die komplett von der ursprünglichen Trapezform abweicht, was drastisch beweist, dass die konstante Gruppenlaufzeit allein nicht genügt.

4. Korrektur mit Allpassgliedern

Ausgangspunkt zur Bestimmung des Korrekturvierpols ist der Amplituden- und Phasengang über den ganzen Sender, welcher im wesentlichen durch die Modulationsmittel gegeben ist wie zu Fig. 2 erläutert. Der Zusammenhang wird am übersichtlichsten in Form der Ortskurve von Fig. 4a dargestellt. Für einige markante Frequenzen sind die Punkte auf der Kurve angeschrieben. Daraus ist ersichtlich, dass über den Nutzfrequenzbereich von 30...10000 Hz die Amplitude recht gut konstant bleibt, dass sich dabei aber die Phase verändert von etwa 45° Voreilung bei 30 Hz auf ca. 70° Nacheilung bei 10000 Hz. Dabei ist vorausgesetzt, dass der Sender bereits schon im Rahmen des möglichen verbessert worden ist. Andernfalls läge nämlich die Frequenz bei 30 Hz symmetrisch zu den 10000 Hz bei ca. 70° Phasenvoreilung. Unterhalb 30 Hz spiralt sich die Kurve ziemlich rasch in den Nullpunkt herein und zwar, auf die Modulationsmittel allein bezogen, mit einer Endtangente von –270°.

Wenn nun gefordert wird, dass die Dachschräge von 100 Hz an kompensiert werden soll, so heisst dies, dass die Phase von 100 Hz an linear ansteigen soll. Die 100 Hz liegen beim Sender bei einem Voreilungswinkel von ca. 10°. Wird zunächst die Phasenverschiebung bei 10000 Hz als konstant angenommen, so müsste der 100-Hz-Punkt auf die Phasenlage *a* nachverschoben werden, derart, dass der Phasenwinkel von *a*, entsprechend der 100mal kleineren Frequenz, ein Hundertstel des Phasenwinkels von 10000 Hz ausmacht. Der 100-Hz-Punkt und anschliessend die höheren Frequenzen müssen um den Phasenwinkel α von ca. 11° und anschliessend weniger nachverschoben werden. Die Mittel, um Phasenverschiebungen ohne Amplitudenänderungen zu erzeugen, sind die Allpassglieder. Dabei ist zu unterscheiden zwischen den Allpassgliedern erster Ordnung nach Fig. 4b, welche im Frequenzbereich Null bis Unendlich nach Fig. 4d um 180° drehen und den Allpassgliedern zweiter Ordnung (Fig. 4c), welche nach Fig. 4e um 360° drehen. In Fig. 4f sind die Abhängigkeiten von der Frequenz noch deutlicher zum Ausdruck gebracht. Es ist daraus insbesondere ersichtlich, dass das Allpassglied erster Ordnung immer mit grösster Steilheit beginnt und asymptotisch an die Grenzlage von 180° anläuft, während das Allpassglied zweiter Ordnung seine grösste Steilheit in der Gegend von 180° bei einer beliebig dimensionierbaren Frequenz aufweist.

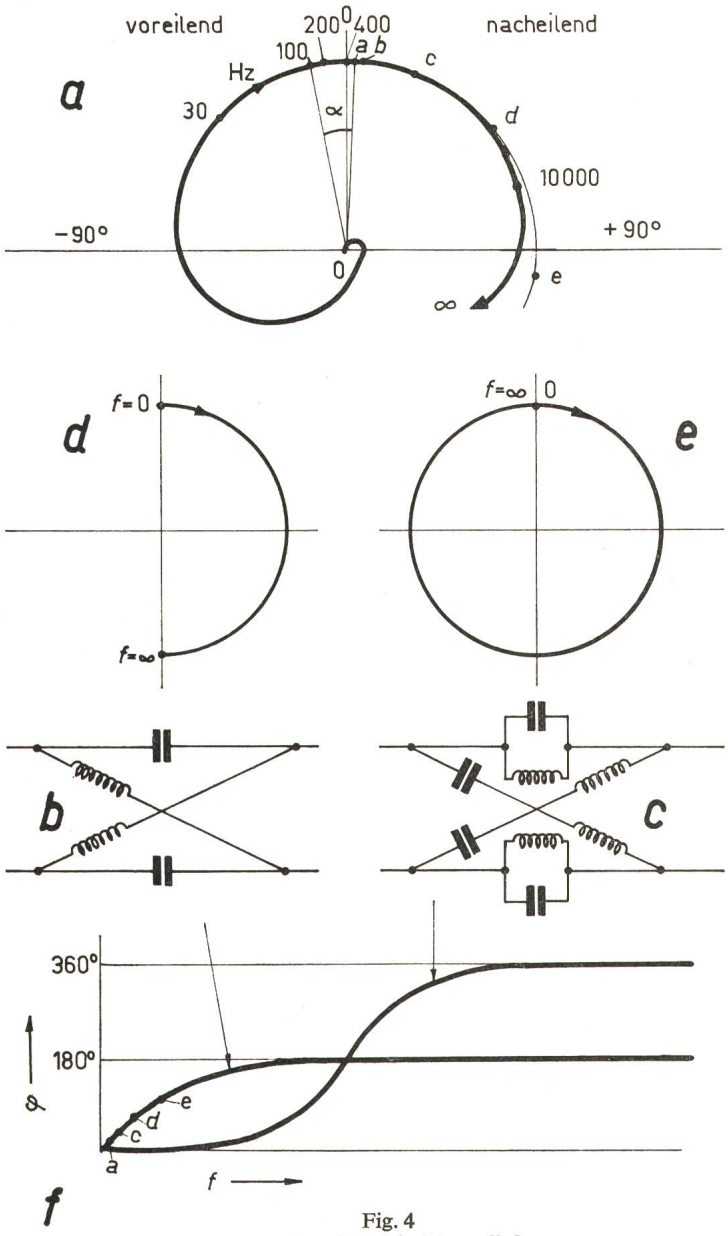


Fig. 4
Phasenkorrektur mit Allpassgliedern
a Vektorskurve der Sender-Übertragungskette
b Allpassglied 1. Ordnung
c Allpassglied 2. Ordnung
d Vektorortskurve des Allpassgliedes 1. Ordnung
e Vektorortskurve des Allpassgliedes 2. Ordnung
f Phasengang der Allpassglieder
f Frequenz; *α* nötige Phasennachverschiebung bei 100 Hz; *φ* Phasenwinkel allgemein
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Die Phasenverschiebung *α* könnte nun mit einem Allpassglied erster Ordnung entsprechend dem Punkt *a* in Fig. 4f aufgebracht werden. In Fig. 4a ist eingetragen, wie der Phasenpunkt von 200 Hz bei *b* liegen muss, d.h. in doppeltem Abstand bezüglich der Nullachse. In Fig. 4f liegt der 200-Hz-Punkt bei *c*, d.h. bei etwa doppelt so grossem Phasenverschiebungswinkel. Damit gelangt der resultierende Punkt in Fig. 4a zum Punkt *c*, also zu einer viel grösseren Phasenverschiebung als dem geforderten Punkt *b*. Die Linearität ist also auf diese Art nicht zu erreichen. Sie kann aber in dieser Frequenzgegend annähernd erreicht werden, wenn der 100-Hz-Punkt in den Fig. 4a und 4f zum Punkt *d* und dementsprechend der 200-Hz-Punkt zum Punkt *e* gelegt wird. Unter Ausnützung der Krümmung in Fig. 4f kann erreicht werden, dass in Fig. 4a der Punkt *e* bei doppelt so grosser Phasenverschiebung liegt wie der Punkt *d*. Wenn nun aber der 200-Hz-Punkt bei *e* statt bei *b* liegt, so bedeutet dies, dass die Phasenverschiebung mit der Frequenz ganz bedeutend rascher zunimmt. Dies steht nicht im Widerspruch zum Prinzip, bedeutet aber, dass alle höheren Frequenzen auch zusätzlich um sehr grosse Beträge weiter verschoben werden müssen. Dies ist möglich, indem höhere Frequenzbereiche mit einer Kette von Allpassgliedern zweiter Ordnung ebenfalls zusätzlich verschoben werden. Wenn die Rechnung durchgeführt wird, so zeigt sich, dass dazu mehrere Dutzend Allpassglieder notwendig sind. Ein solches System, das zwar theoretisch einwandfrei sein kann, ist praktisch aber nicht zu realisieren.

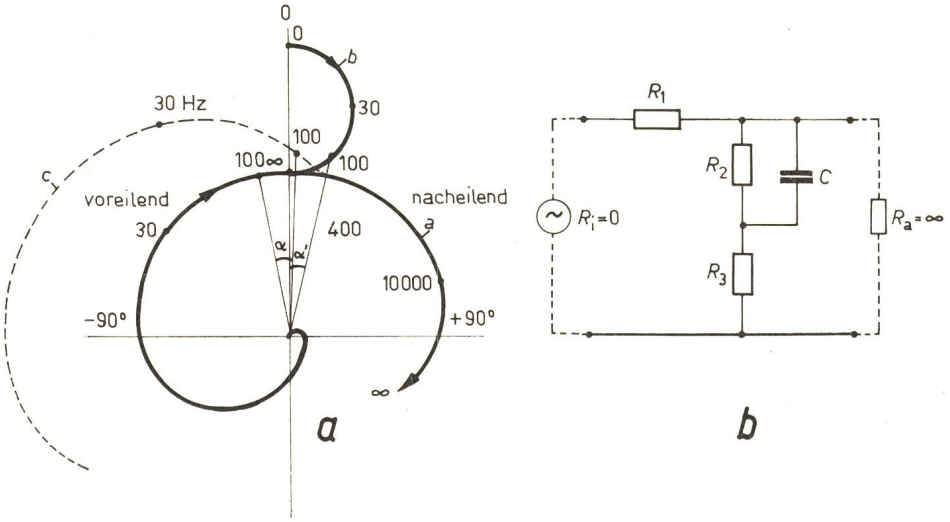
5. Korrektur mit einfachem RC-Vierpol

Eine bessere Lösung wird nun in der Fig. 5 dargestellt. Mit einem Vierpol nach Fig. 5b kann in einem wählbaren Frequenzgebiet eine beschränkte Phasennacheilung erzeugt werden, wobei die Phasenverschiebung bei den Frequenzen Null und Unendlich gleich Null wird. In Fig. 5a ist die zugehörige halbkreisförmige Ortskurve mit *b* bezeichnet. Bei der Frequenz Null hat der Kondensator *C* keine Wirkung und es entsteht eine Spannungsteilung von R_1 auf die beiden Widerstände R_2 und R_3. Für die Frequenz Unendlich bildet *C* einen Kurzschluss und die Spannungsteilung erfolgt von R_1 auf nur R_3. Die Spannungsteilung bei der Frequenz Unendlich geht also tiefer herunter wie dies mit dem Halbkreis *b* zum Ausdruck gebracht wird. Die Widerstände und *C* können nun so dimensioniert werden, dass der 100-Hz-Punkt bei einem Phasenwinkel α' liegt, der dem geforderten Winkel α entspricht. Bei höher werdender Frequenz wird bei diesem Korrekturglied die Phasenverschiebung im Gegensatz zum Allpassglied erster Ordnung kleiner. Das Korrekturglied hat mit seinen 3 Widerständen und dem Kondensator genügend Freiheitsgrade, um den Korrekturgang so zu gestalten, dass die Frequenz von 200 Hz in Fig. 4a zum Punkte *b* usw. gelangt, also derart, dass die Phasenlinearität erreicht werden kann unter Beibehaltung des Phasenpunktes bei 10000 Hz.

Dieser Vorteil wird allerdings mit einem Nachteil erkauft. Wie ersichtlich, kann die Amplitude nach tiefen Frequenzen nicht mehr konstant bleiben. Sie steigt gegen das untere Ende und bei noch tieferen Frequenzen ganz wesentlich an. Die Durchrechnung ergibt, dass im Gegensatz zu der aus Übersichtlichkeit gewählten Darstellung von Fig. 5a unterhalb 30 Hz der Amplitudengang nicht auf das Doppelte, sondern auf das 100 bis 1000fache anwachsen würde. Obschon diese tiefen Frequenzen keine Bedeutung haben, ist eine solche Überverstärkung doch nicht zulässig. Sie hätte nämlich zur Folge, dass bei Schaltstössen auf der Modulationsleistung, welche sehr tiefe Frequenzkomponenten enthalten, der Sender einen Stoss erhalten würde, welcher weit über das zulässige Mass hinausgehen und irgendwelche Überbeanspruchungsauslösungen im Sender hervorrufen würde.

Man könnte sich vorstellen, dass eine einfache Korrektur erreichbar wäre, wenn ein weiteres Korrekturglied zugefügt werden könnte, welches ebenfalls eine gleiche halbkreisförmige Drehung, aber im umgekehrten Frequenzsinne erzeugen würde. Dies ist leider nicht möglich, denn alle Schaltungen, die überhaupt realisiert werden können, erzeugen Kurven, die ausschliesslich aus Kurvenstücken im rechtsdrehenden Sinne zusammengesetzt sind. Die Tatsache, dass die Zeit nie rückwärts laufen kann, kommt darin zum Ausdruck. Alle Schal-

Fig. 5
Phasenkorrektur mit RC-Glied
a Vektorortskurve des Senders *a*, des Korrekturgliedes *b*, sowie deren Summe *c*
b *RC*-Korrekturglied
C Kondensator; *R* Widerstände gemäss Schaltung
Weitere Bezeichnungen siehe im Text



tungen sind indessen realisierbar, die sich aus Kreisbögen im rechtsdrehenden Sinne zusammensetzen.

6. Korrektur mit speziellem RLG-Vierpol

Eine bessere Lösung wird nun in Fig. 6 dargestellt. Die Überverstärkung bei tiefen Frequenzen kann ganz wesentlich vermindert werden, wenn der Kreismittelpunkt der Korrektur *b* nicht auf die Achse, sondern rechts davon verlegt wird. Es wird nicht bloss die Überverstärkung an sich reduziert, sondern es wird auch die schon im Nutzbereich beginnende Amplitudenerhöhung vermieden, wie dies im 100-Hz-Punkt der Fig. 6a deutlich zum Ausdruck kommt. Die Glieder, welche eine sogeartete Kreislage hervorrufen, sind in Fig. 5b und 5c dargestellt.

Wiederum kann in Fig. 6b das Teilungsverhältnis der beiden Frequenzen Null und Unendlich einfach übersehen werden. Damit das Glied seine Funktion erfüllen kann, muss auch hier der Lastwiderstand auf der Ausgangsseite Unendlich hoch sein (z. B. Gitter einer Röhre), während auf der Eingangsseite der Innenwiderstand gleich Null sein soll. Bei der Frequenz Null verursacht der Kondensator *C* im Querglied eine Sperre und der Abfall über der Schaltung bleibt gleich Null. Bei der Frequenz Unendlich überwiegen die Induktivitäten L_1 und L_2 und es tritt eine Spannungsteilung auf einen entsprechenden tieferen Wert ein. Wiederum hat die Schaltung mit ihren 5 Elementen genügend Freiheitsgrade, um den Kreis im übrigen so zu legen, dass er die richtige Phasenkorrektur erzeugt.

Bei hohen Frequenzen wird die Schaltung mit den Induktivitäten L_1 und L_2 sehr hochohmig, so dass nicht zu vermeidende Totkapazitäten einen störenden Einfluss ausüben können. Die Schaltung 6c ist diesbezüglich günstiger und hat elektrisch die genau gleichen Eigenschaften unter der Voraussetzung, dass die Zeitkonstante $R_2\,C_2$ gleich gross gemacht wird wie die Zeitkonstante $R_3\,C_3$. Der Abfall ist auch hier bei der Frequenz Null zufolge Sperrung mit dem Kondensator C_3 gleich Null. Bei unendlich hoher Frequenz ist die Spannungsteilung indessen durch die Widerstände R_2 und R_3 gegeben.

Die Durchrechnung eines solchen Beispieles belegt, dass die Überverstärkung bei tiefen Frequenzen ganz wesentlich kleiner wird als nach Fig. 5, aber immer noch in der Grössenordnung von ca. 10 liegt. Es kann aber insbesondere die Dimensionierung so vorgenommen werden, dass die Überverstärkung erst unterhalb von 30 Hz anfängt merklich zu werden, mit anderen Worten, dass der eigentliche Nutzfrequenzbereich von keiner Änderung betroffen wird.

7. Unvermeidbarkeit der Überverstärkung

Es erhebt sich in diesem Zusammenhange die Frage, ob keine Lösung gefunden werden kann, welche ohne diese Überverstärkung auskäme. Dass dies nicht möglich ist, kann mit der Formel von *Bode* wie folgt bewiesen werden. Die Formel besagt, dass, wenn von einem Übertragungssystem der Amplitudengang $a(\omega)$ im Frequenzbereich Null bis Unendlich bekannt ist, der Phasenwinkel eindeutig damit in Zusammenhang steht:

$$\varphi(\omega_c) = \frac{2\,\omega_c}{\pi} \int_0^\infty \frac{a(\omega) - a_c}{\omega^2 - \omega^2_c}\,d\omega$$

Die Formel gilt allerdings nur für Schaltungen mit Minimum-Phase, d.h. solche, welche keine zusätzlichen

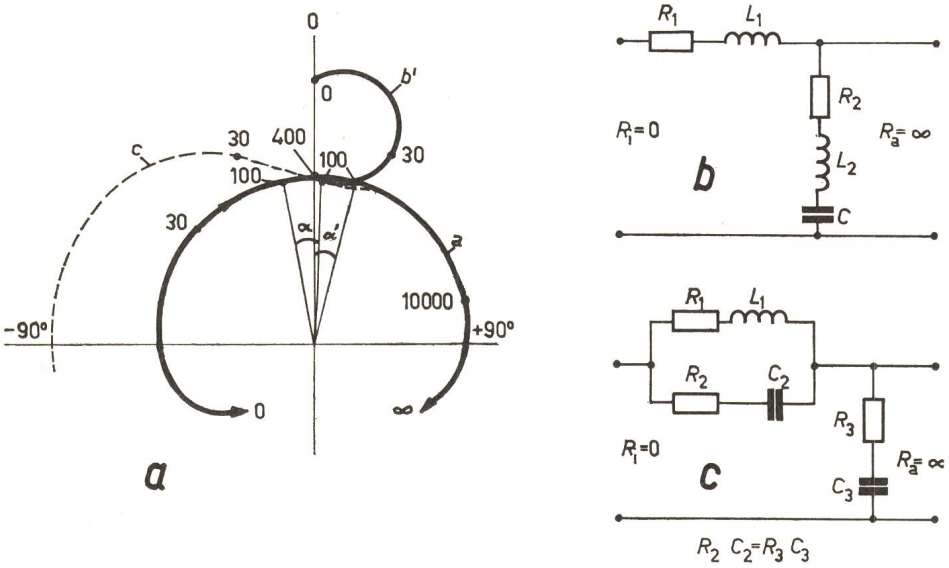


Fig. 6
Phasenkorrektur mit RLC-Glied
a Vektorortskurven des Senders *a*, des Korrekturgliedes *b* sowie deren Summe *c*
b *RLC*-Korrekturglied, einfachstes Prinzip
c Elektrisch äquivalentes Korrekturglied, technisch günstiger
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

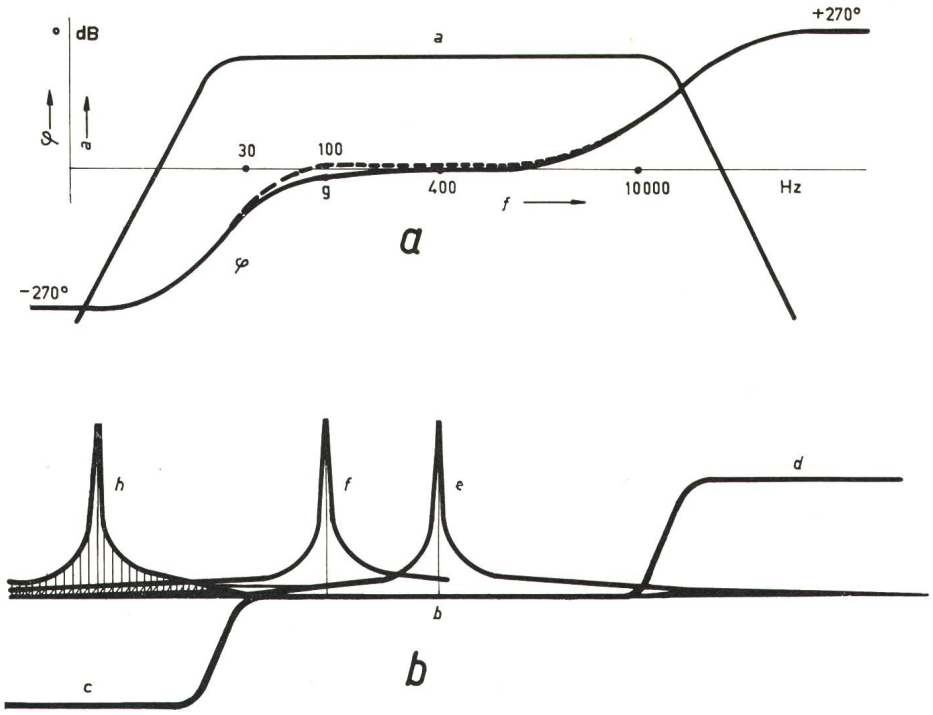


Fig. 7
Bestimmung des Phasenganges aus dem Amplitudengang

a Amplituden a und Phasengang φ
b $\frac{da}{du}$ und Gewichtskurven
f Frequenz logarithmisch
φ Phasenwinkel; *a* Amplitude, dB-linear
Bezeichnungen siehe im Text

Drehungen um den Nullpunkt beinhalten, wie dies bei den Fig. 5 und 6 der Fall ist. Solche zusätzlichen Drehungen entstehen immer bei Anwendungen von Allpässen, also insbesondere bei den Vorgängen wie sie bei Fig. 4 besprochen wurden. Deswegen ist bei Bestückung mit Allpässen eine Lösung möglich, ohne die störende Überverstärkung.

Für jede einzelne Frequenz muss nach obiger Formel stets eine Integration von Null bis Unendlich gemacht werden. Dies ist natürlich aufwendig und hat zur Folge, dass die Formel in der Praxis wenig angewandt wird. Sie setzt im weiteren voraus, dass der Amplitudenbereich von Null bis Unendlich bekannt sei, was vielfach auch nicht der Fall ist. Der Amplitudengang $a(\omega)$ ist dabei nicht im linearen, sondern im logarithmischen Maßstab einzusetzen, das heisst im linearen Dezibel- oder Neper-Maßstab.

Glücklicherweise kann die Formel von *Bode* geometrisch interpretiert werden, so dass es möglich ist, den geforderten Beweis zu erbringen, ohne einen Strich rechnen zu müssen. Es muss dazu allerdings die Formel zunächst in die folgende Form gebracht werden:

$$\varphi(\omega_c) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{da}{du} \ln \operatorname{ctgh} \frac{|u|}{2} \, du$$

$$u = \ln \frac{\omega}{\omega_c}$$

In dieser Form wird nun nicht mehr nach der Frequenz bzw. Kreisfrequenz ω integriert, sondern nach dem Logarithmus davon. Dies ist für die geometrische Darstellung indessen nur von Vorteil. Die Frequenzgänge im Niederfrequenzgebiet werden ja ohnehin üblicherweise in der Ordinate im dB-Massstab und in der Abszisse im logarithmischen Frequenzmaßstab dargestellt. In Fig. 7a ist der Frequenzgang des Senders hier vereinfachend, auch wieder nur unter Berücksichtigung der Modulationsmittel vertreten, als Kurve *a* dargestellt. Im Bereich von 30 bis 10000 Hz ist die Kurve absolut flach, unterhalb 30 Hz läuft die Kurve mit 3facher Steilheit geradlinig nach unten und oberhalb 10000 Hz entsteht ein gegengleicher Abfall. Die obige Formel besagt nun, dass zunächst die Differentiation d*a* nach d*u* zu bilden sei. Dies ist in Fig. 7b geschehen. Die Differentiation des oberen Flächenteiles der Kurve *a* ergibt als Kurvenstück *b* den Wert Null. Nach unten führt die Differentiation zu einem konstanten negativen Wert im Kurvenstück *c* und über 10000 Hz nach oben einem gleichgrossen positiven Wert im Kurvenstück *d*. An den Knicken der Kurve *a* entstehen ziemlich steile Übergänge zwischen den horizontalen Kurvenstücken, so dass die treppenförmige Kurve daraus resultiert. Diese Kurve ist nun zu multiplizieren mit dem Ausdruck

$$\ln \operatorname{ctgh} \frac{|u|}{2} = \ln \left| \frac{\omega + \omega_c}{\omega - \omega_c} \right|$$

welcher umgeformt werden kann in den ω-abhängigen Ausdruck. Dieser Ausdruck hat den Vorteil, in der Fig. 7b Kurven zu ergeben, welche immer genau die gleiche Form aufweisen, unabhängig von der Untersuchungs-Frequenz ω_c. Sie haben die Form einer ungedämpften Resonanzkurve und stellen sozusagen eine Gewichtsfunktion dar, mit welcher die Treppenkurve zu wägen ist.

Wird die Untersuchung für eine mittlere Frequenz von ca. 400 Hz durchgeführt, so ist die Treppenkurve mit der Gewichtskurve *e* zu multiplizieren. Dies ergibt im Nutzfrequenzbereich, wo die Kurve *b* gleich Null ist, keinen Beitrag. Am oberen und unteren Ende gibt es den Beitrag der schwarz ausgelegten Flächen. Wenn das Treppenstück *c* mit der willkürlichen Einheit 1 belegt wird, so ergibt die Multiplikation gerade die Fläche, die unter der Gewichtskurve liegt. Die Fläche auf der linken Seite ist dabei negativ und jene auf der rechten Seite positiv zu nehmen. Aus Symmetriegründen sind die beiden Flächen gleich gross, heben sich auf und der resultierende Phasenwinkel ist dementsprechend gleich Null, eingetragen in der Phasenkurve der Fig. 7a.

Wird die Untersuchung bei der Frequenz 100 durchgeführt, entsprechend der Gewichtskurve in der Lage *f*, dann entsteht jetzt auf der unteren Seite ein Flächenanteil entsprechend der schräg schraffierten Fläche. Auf der oberen Seite wird der Flächenanteil so klein, dass er vernachlässigt werden kann. Es entsteht also resultierend eine gewisse negative Fläche, welche zum Phasenverschiebungspunkt *g* in Fig. 7a führt.

Eine Untersuchung für ganz tief liegende Frequenz mit Gewichtskurve *h* ergibt die vertikal schraffierte Fläche, welche den grössten Teil der Gewichtskurve ausfüllt und nur einen mehr oder weniger grossen Verlust am oberen Ende der Gewichtskurve offen lässt. Damit ist ersichtlich, dass gegen Tieffre-

quenzen praktisch die ganze Fläche unter der Gewichtskurve massgebend ist, was nach tiefen Frequenzen zu einem konstanten Phasenverschiebungswinkel führt. Werden die absoluten Grössen noch mitbetrachtet, so entsteht der in Fig. 7a eingetragene konstante Phasenwinkel von minus 270°. Es entsteht also auch im Phasengang eine Art Treppenkurve, die gegenüber der Kurve in Fig. 7b allerdings beim Phasenübergang wesentlich weniger steil ist, bedingt durch die verschleifende Breite der Gewichtskurve.

Nach dem oberen Ende tritt wegen der Symmetrie der Figur genau dasselbe mit einer weiteren Treppenstufe auf.

Wenn am Sender die Phasenverschiebung ausgemessen wird, so wird nun tatsächlich die hier abgeleitete Phasenverschiebungskurve gefunden, wodurch die obigen Ableitungen unter Beweis gestellt werden.

Zur Vermeidung der Dachschräge geht es nun darum, diese Phasenkurve leicht zu ändern, so dass sie die geforderte Phasenlinearität erfüllt. Wegen des logarithmischen Frequenzmaßstabes ergibt eine lineare Phase in Fig. 7a keine Gerade mehr. Es wäre dies zwar der Fall, wenn auch die Phasengrade logarithmisch eingetragen würden. Diese werden aber zweckmässigerweise immer linear dargestellt. In einem Diagramm mit linearer Ordinate und logarithmischer Abszisse führt eine lineare Funktion zu einer Exponentialkurve. Dieser exponentielle Gang ist im Gebiet von etwa 1000 bis 10000 Hz ohne Korrektur annähernd erfüllt. Nach unten, wo die Phasenkurve zu negativen Beträgen übergeht, muss nun eine zunehmende Korrektur bis zu den ca. 10 Graden bei 100 Hz entsprechend der strichlierten Kurve in Fig. 7a erfolgen, derart, dass der dünne Auslauf der Exponentialkurve nach links bis zum Grenzwert von 100 Hz entsteht.

Die Korrektur, mit welcher dieses Ziel erreicht werden kann, ist in Fig. 8 dargestellt. Die Untersuchung wird mit der Gewichtskurve f auf 100 Hz durchgeführt. Die bisherige nach links unten schräg schraffierte negative Fläche muss kompensiert werden durch eine positive nach rechts unten schrägschraffierte Fläche, die etwas grösser ist als die negative Fläche. Dies kann nur geschehen, indem in Fig. 8b ein Differentialanteil nach Kurve i zugesetzt wird. Dieser Anteil kann nur unterhalb 100 Hz liegen, da er sonst bei höheren Frequenzen unregelmässigen Einfluss ausüben würde. Gewisse Wahlmöglichkeiten bestehen in seiner Höhe, Breite und Frequenzlage. Er kann in der Frequenz nicht zu tief liegen, da er sonst

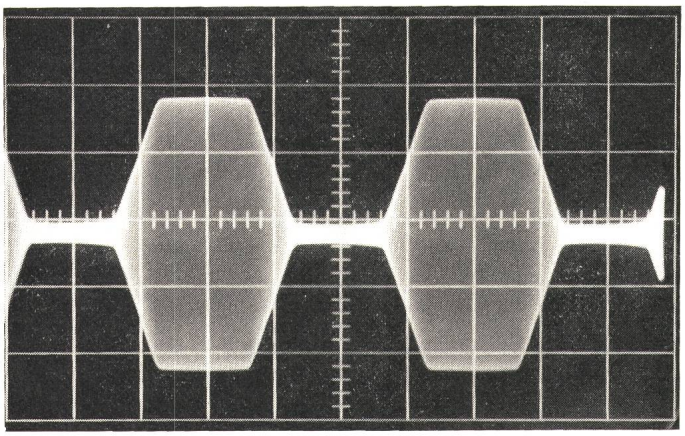


Fig. 9
Trapezmodulierte HF-Welle eines 600-kW-Kurzwellensenders bei ca. 90 % Modulation mit 100 Hz, 6 dB, geklippt

sehr gross sein müsste, um unter der Gewichtskurve die nötige Kompensation zu erzeugen; er darf auch nicht zu nahe an 100 Hz herankommen um nicht schon den Nutzfrequenzbereich zu stark zu beeinflussen. In der zweckmässigen Lage kann er in der Höhe und Breite gedrückt werden, so dass seine eingeschlossene Fläche ungefähr konstant bleibt. Die Wirkung auf den Frequenzgang wird erhalten, wenn von der Fig. 8b zu Fig. 8a zurücktransformiert, d.h. wenn die Differentialkurve i durch Integration zum entsprechenden Frequenzgang a_k in Fig. 8a zurücktransformiert wird. Diese Integration ergibt die nach unten ansteigende Treppenstufe, welche mit dem ursprünglichen Frequenzgang a zusammen addiert den neuen Frequenzgang l ergibt, welcher nun offensichtlich die fragliche Überverstärkung bei tiefen Frequenzen zum Ausdruck bringt, womit der ursprünglich geforderte Beweis erbracht worden ist.

8. Praktische Ausführungen

Die obigen Ableitungen belegen, dass mit dem Korrekturglied von Fig. 6 eine mehr oder weniger optimale Lösung er-

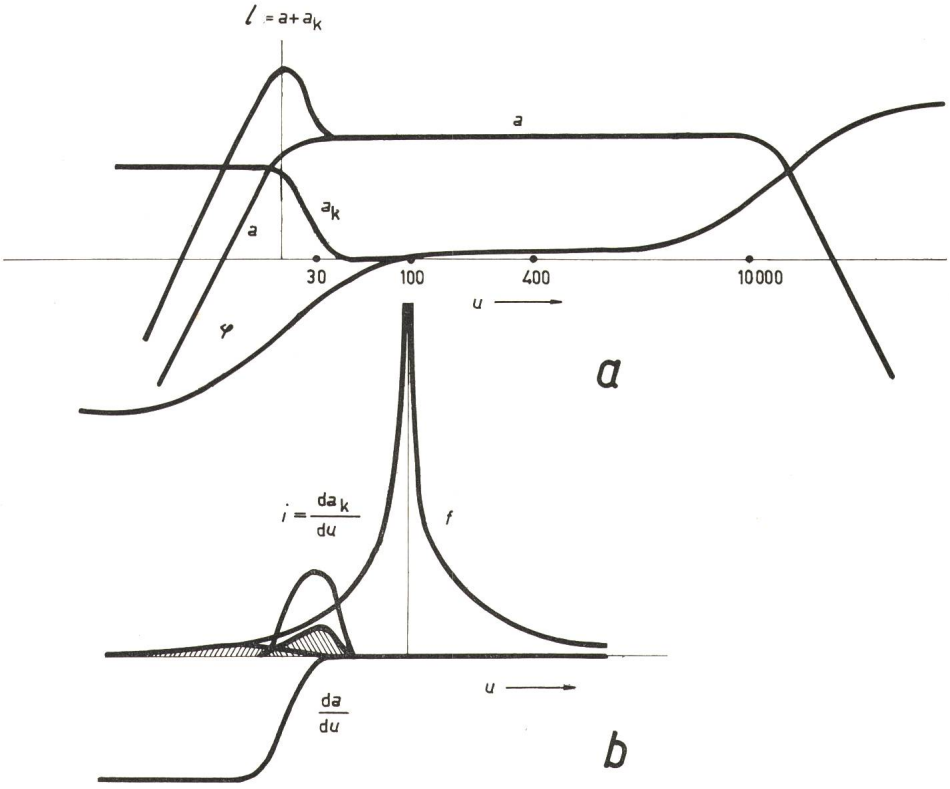


Fig. 8
Korrektur i der Phasenkurve und Überverstärkung a_k und l
a Amplitudengänge a, a_k und l und Phasengang φ
b Gewichtskurve für 100 Hz mit nötigem

$$i = \frac{da_k}{du} \text{ Korrekturbeitrag}$$

u Frequenz, logarithmisch
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

reicht werden kann. Das Vorentzerrungsglied wird zweckmässigerweise mit dem Klipper, welcher die max. Modulation auf 95 % begrenzt, zusammengebaut, da die geforderte Phasenlinearität zwischen diesem Klipper und der Antenne bestehen muss. Wie der Phasengang vor dem Klipper aussieht ist wenig erheblich. In der langen Kette vom Mikrophon bis zum Sendereingang befinden sich ohnehin so viele Elemente mit verschiedenen Phaseneinflüssen, dass die Phasenerfassung recht schwierig würde. Es spielt deswegen auch keine Rolle, wenn

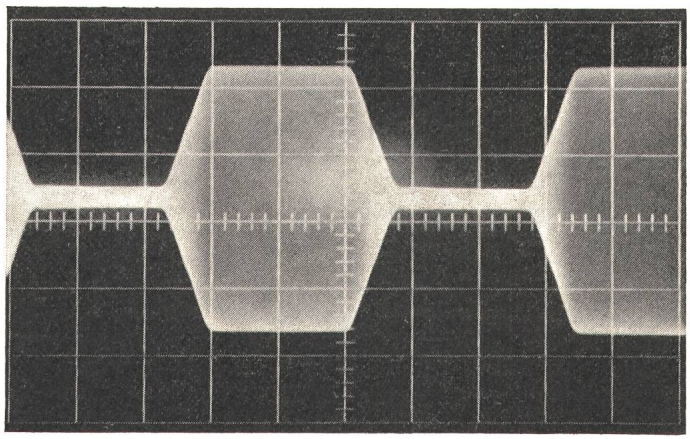


Fig. 10
Wie Fig. 9, jedoch mit 300 Hz

vor den Klipper ein Hochpass gesetzt wird, mit einer Grenzfrequenz von ca. 30 Hz. Ein Hochpass, der also dafür sorgt, dass tiefere Frequenzen nicht mehr zum Sender durchgelassen werden. Dadurch kann in einfacher Weise die Überverstärkung

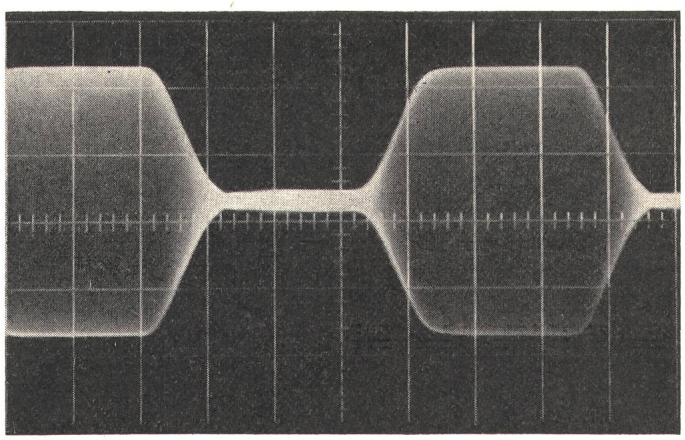


Fig. 11
Wie Fig. 9, jedoch mit 1000 Hz

des Senders, welche wie schon angeführt zu Senderauslösungen bei Schaltklicks führen könnte, unschädlich gemacht werden.

Flaches Dach am Senderausgang setzt voraus, dass die NF-Röhren immer noch ein ankommendes Signal mit Gegenschräge verarbeiten können. Die Endstufen müssen deswegen für die Verarbeitung dieses überhöhten Signals dimensioniert werden.

Abschliessend zeigen die Fig. 9 bis 11 Oszillogramme von drei um 6 dB geklippten Modulationsfrequenzen, aufgenommen am Ausgang eines nach obigen Grundsätzen für Trapezmodulation erweiterten 600-kW-Brown Boveri Kurzwellensenders.

Adresse des Autors:
Dr. *M. Dick*, Konsulent der technischen Direktion, AG Brown, Boveri & Cie., 5400 Baden.

Schweizerische Beleuchtungs-Kommission (SBK)

Schweizerisches Nationalkomitee der Internationalen Beleuchtungskommission (IBK)

Bericht über die Tätigkeit im Jahre 1969 (mit Rechnung über das Jahr 1969)

A. Allgemeines

Im Bericht über die Tätigkeit im Jahre 1968 standen Überlegungen und Entscheidungen für die Zukunft der SBK im Vordergrund. Die Beratungen im Vorstand zum Thema «Stand und Entwicklungsaufgaben der SBK» konnten vor der 9. ordentlichen Generalversammlung vom 13. Mai 1969 abgeschlossen werden. In ihr erstattete Prof. Spieser in seiner Präsidialansprache Bericht über ein 36 Themen umfassendes Mehrjahresprogramm, das als «Beilage 1» der Mitteilung Nr. 28 alle Mitglieder schriftlich erhalten haben.

Bei der Inangriffnahme der Konsequenzen des erwähnten Programmes stellte sich in erster Linie die Aufgabe der Überprüfung der Statuten und der Ausarbeitung von Vorschlägen für die notwendigen Anpassungen. Am Jahresende lag der Vorschlag einer Bearbeitung «en petit comité» vor, der, obschon anfangs von einer generellen Überarbeitung nicht die Rede war, einer umfassenden Revision gleichkommt. Inbegriffen in die Statutenangelegenheit ist die Frage des neuen Namens, wozu der Vorstand die Mitglieder mit Zirkularschreiben vom 26. März 1969 um Vorschläge ersucht hatte. Dem Vorstand obliegt die Aufgabe, die Vorschläge für die Statuten und den neuen Namen abschliessend zu bereinigen und sie der 10. Generalversammlung zu unterbreiten.

Der Mitgliederbestand erfuhr im Berichtsjahr folgende Veränderungen: Neu eingetreten sind die Kollektivmitglieder: Fünfschilling + Co., Basel; E. Miauton & Cie. SA, Montreux; Services Industriels de la Commune de Sierre; Suter + Suter, Architekten, Basel; Schmidiger und Rosasco, Ingenieurbüro für Elektrotechnik, Zürich; B. Stöcklin, Ingenieurbüro für Elektrische Anlagen, Zürich; Zumtobel AG für Beleuchtungstechnik, Zürich. Ausgetreten ist die Firma Flurex, Lausanne.

Bei den Einzelmitgliedern ist ein Beitritt zu verzeichnen, dem 3 Austritte, z. T. zufolge Umwandlung der Mitgliedschaft gegenüberstehen. Bei den Freimitgliedern ergaben sich keine Mutationen. Am 31. 12. 69 gehörten der SBK an: 77 Kollektivmitglieder, 41 Einzelmitglieder und 7 Freimitglieder.

Im Vorstand gab es einen Neueintritt und kurz vor dem Jahresende einen Todesfall. Die Zusammensetzung im Berichtsjahr war die folgende:

Präsident: *R. Spieser*, Professor, Zürich;
Vizepräsident: vakant.

Übrige Mitglieder:

R. Amstein, beratender Ingenieur, Zürich;
E. Bitterli, Chef des Eidg. Arbeitsinspektorates des 3. Kreises, Zürich, Vertreter des BIGA;
R. Böckli, Direktor, Suter + Suter, Architekten, Basel;
W. Flückiger, Architekt, Zürich, Vertreter des SIA;
E. Heimlicher, Direktor der Nordostschweiz. Kraftwerke AG, Baden, Vertreter des VSE;
H. Kessler, Prokurist der Philips AG, Zürich, Vertreter der Gemeinschaft schweizerischer Glühlampenfabriken;
H. König, Direktor des Eidg. Amtes für Mass und Gewicht, Wabern, Vertreter des AMG;