

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 39 (1948)
Heft: 11

Artikel: Eine einfache Orts-Fern-Schaltung für Radio-Empfangsgeräte
Autor: Gibas, H.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1057952>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 25.12.2024

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

malade et par jour, et l'utilisation annuelle de la puissance maximum de 5800 h.

Pour le chauffage de locaux et de l'eau, l'énergie électrique est plus onéreuse que les combustibles. Pour ces applications l'énergie électrique n'entre en ligne de compte que pour des installations combinées avec un chauffage au combustible et avec fourniture facultative.

3° Traction électrique

M. Dugas (F) donne d'intéressants renseignements sur l'électrification des chemins de fer en France. Les rendements au crochet, pour les divers systèmes de traction, sont respectivement de 3,6 pour-cent pour les anciennes locomotives à vapeur, de 5,4 pour-cent pour les locomotives à vapeur moderne, 22 pour-cent pour les locomotives Diesel et 11,8 pour-cent pour la traction électrique, y compris la production exclusivement thermique de l'énergie électrique. Cela montre que même dans les pays sans forces hydrauliques, l'électrification des chemins de fer permet d'économiser des quantités appréciables de charbon.

M. Thelander (S) signale que, sur la base des études faites en Suède, l'équivalent en charbon du kWh, pour la traction électrique, est de 1,5 kg.

Comme l'a fait remarquer le délégué suisse, l'absence de rapport suisse ne veut pas dire que dans ce pays, on ne s'intéresse pas à l'électrification des chemins de fer. En effet, en ce qui concerne l'éten-due de l'électrification, la Suisse figure en tête de tous les pays, puisqu'au seuil de la deuxième guerre mondiale environ 98 pour-cent du trafic ferroviaire était assuré par la traction électrique. L'origine du développement prodigieux de cette électrification remonte à la pénurie très grave de com-

combustibles pendant la première guerre mondiale qui paralysa le trafic ferroviaire. Il n'y a aucun doute que l'électrification des chemins de fer est l'électrification la plus rationnelle, étant donné qu'avec une quantité d'énergie électrique donnée, il est possible d'économiser 10 fois plus de charbon que p. ex. dans les chaudières électriques installées dans l'industrie pour produire de la vapeur. L'attention fut aussi attirée sur les délais de réalisation d'importants programmes d'électrification; p. ex. dans le cas des chemins de fer suisses ces délais furent de 10 ans pour les études, 5 ans pour les premières réalisations partielles, et environ 25 ans pour l'électrification de l'ensemble du réseau. Il semble qu'aujourd'hui le facteur «temps» est trop souvent sous-estimé.

D'intéressantes excursions furent organisées pendant et après la conférence. Signalons, en particulier, la visite des mines de l'Etat néerlandais qui fut organisée d'une façon impeccable et, dans un autre domaine, celle des musées et paysages hollandais célèbres. Les nombreuses manifestations et réceptions donnèrent aux participants l'occasion de se connaître et d'échanger leurs expériences.

La brillante réussite de la session en Hollande, malgré les nombreuses difficultés auxquelles ce pays fortement éprouvé par la guerre, eut à faire face et, en particulier, le travail inlassable et dévoué des organisateurs et du président, M. G. J. Th. Bakker, méritent d'être relevés tout particulièrement. Il y a lieu de les remercier très chaleureusement au nom des participants suisses.

Adresse de l'auteur:

E. H. Etienne, Secrétaire du Comité National Suisse de la Conférence Mondiale de l'Energie, Länggassstrasse 37, Berne.

Eine einfache Orts-Fern-Schaltung für Radio-Empfangsgeräte

Von H. Gibas, Amsterdam

621.396.621

Es wird eine Schaltung besprochen, die besonders für kleine und billige Rundspruchgeräte geeignet ist und die gestattet, den Forderungen, die beim Orts- oder Fernempfang an ein Rundspruchgerät gestellt werden, in einfacher Weise zu entsprechen. Während beim Fernempfang die Empfindlichkeit und Trennschärfe des Gerätes gesteigert wird, kann beim Ortsempfang besonders die Qualität der Wiedergabe erhöht werden. Dann wird die Theorie des rückgekoppelten Bandfilters behandelt, das besonders häufig bei Dreiröhren-Überlagerungsempfängern verwendet wird, und die Punkte zusammenstellt, die bei der Dimensionierung eines solchen Bandfilters zu beachten sind. Zum Schluss werden die Grundlagen der niederfrequenten Gegenkopplung und ihre Wirkung bei der beschriebenen Orts-Fern-Schaltung angegeben.

I. Einleitung

Der Rundspruchempfänger ist ein Massenartikel; deshalb ist es die Hauptaufgabe der Empfängerentwicklung, ein Gerät zu entwerfen, das bei einem kleinstmöglichen Aufwand ein Höchstmass an Qualität ergibt.

L'auteur décrit un couplage destiné spécialement aux postes récepteurs de modèle réduit et bon marché, permettant néanmoins de satisfaire d'une manière très simple aux exigences posées par la réception des émissions régionales et étrangères. Tandis que la sensibilité et la sélectivité de l'appareil sont augmentées pour la réception des postes émetteurs lointains, la qualité de l'audition du poste émetteur régional est grandement améliorée. L'auteur expose la théorie du filtre de bande avec bobine de réaction, qui est très souvent prévu dans les postes récepteurs hétérodynes à trois lampes, puis il indique quels sont les points à observer pour le dimensionnement des filtres de ce genre. Il termine en indiquant les principes de la contreréaction à basse fréquence et son utilité pour le couplage en question.

Die elektrischen Forderungen, die ein Rundspruchgerät erfüllen soll, sind neben anderen in erster Linie grosse Empfindlichkeit, ausreichende Trennschärfe und gute Wiedergabequalität. Im praktischen Betrieb kann man zwei Arten des Rundspruchempfängers unterscheiden, nämlich den

Orts- und den Fernempfang. Unter Ortsempfang versteht man den Empfang eines Senders, der nicht zu weit vom Empfangsort entfernt liegt. Der Ortsempfang ist im normalen Rundspruchsenderbereich (200...600 m Wellenlänge) im allgemeinen durch die Schwundzone begrenzt, die nach einem Abstand von etwa 100...200 km vom Sender weg einsetzt. Für den Ortsempfang braucht der Empfänger keine grosse Empfindlichkeit und Trennschärfe, da die Feldstärke am Empfangsort gross genug ist, um Empfangsstörungen aller Art nicht zu sehr in Erscheinung treten zu lassen. Man hat darum die Möglichkeit, mit grösserer Bandbreite zu empfangen, wodurch die Qualität der Wiedergabe günstig beeinflusst wird. Unter Fernempfang versteht man den Empfang von Sendern in grösserer Entfernung. Die Empfängerempfindlichkeit muss hier gross sein. Auch soll die Trennschärfe hoch sein, um das Durchschlagen von Nachbarsendern zu vermeiden. Die Bandbreite kann, oder soll sogar, geringer werden, und damit wird die Wiedergabe der hohen Frequenzen schlechter. Im folgenden wird nun eine Schaltung beschrieben, die auf einfache Weise den Forderungen beim Orts- oder beim Fernempfang gerecht zu werden versucht.

Es ist aber nicht immer der Wunsch nach billigem Preis, der zur Wahl von einfachen, teile-sparenden Schaltungen veranlasst. Oft geht die Forderung, einen Empfänger möglichst klein zu gestalten, noch vor dem Wunsche nach einem möglichst billigen Gerät. Die Forderung nach Kleinheit ergibt sich bei Exportgeräten, die nach dem Gewicht verzollt werden, oder bei Koffer- und transportablen Empfängern, bei denen an Raum und Gewicht gespart werden soll. Auch für diese Geräte bietet die einfache Orts-Fern-Schaltung Vorteile.

2. Beschreibung der Schaltung

Die Schaltung ist in erster Linie für Dreiröhren-Überlagerungsempfänger gedacht, also für Super mit einem Mischrohr, einem Audion oder Richtverstärker und einer Endstufe. Die zu beschreibende Schaltung verwendet eine festeingestellte Rückkopplung des Zwischenfrequenzbandfilters. Bei Ortsempfang wird diese Rückkopplung abgeschaltet, bei Fernempfang ist sie eingeschaltet. Bei Fernempfang sind also Empfindlichkeit und Trennschärfe grösser, die Bandbreite geringer. Bei Ortsempfang, mit abgeschalteter Rückkopplung, werden Empfindlichkeit und Trennschärfe schlechter, dagegen wird die Bandbreite grösser.

Gleichzeitig mit der Rückkopplungsspule des Zwischenfrequenzbandfilters wird eine niederfrequente Gegenkopplung der Endstufe ein- bzw. abgeschaltet. Bei Ortsempfang wird die Endstufe gegengekoppelt und man hat auf diese Weise noch eine weitere Möglichkeit, die Wiedergabequalität des Empfängers zu verbessern. Dass mit der Gegenkopplung ein weiterer Rückgang der Empfindlichkeit gepaart ist, fällt beim Ortsempfang nicht ins Gewicht.

Fig. 1 zeigt das Prinzip der Orts-Fern-Schaltung. Den Gitterkreis der Gleichrichterstufe *a* bildet das

Zwischenfrequenzbandfilter *b* mit der Rückkopplungsspule *c*. Der Kondensator *d* ist der Rückkopplungskondensator. Die Endstufe *e* ist über den Widerstand *f* und die Kondensatoren *g* und *d* gegengekoppelt. Der Schalter *h* schaltet die Zwischen-

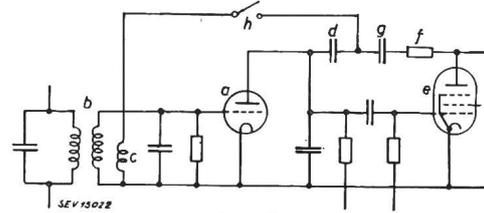


Fig. 1
Prinzipialschaltbild der Orts-Fern-Schaltung

frequenzrückkopplung ein bzw. ab und gleichzeitig die niederfrequente Gegenkopplung ab bzw. ein. Wenn der Schalter *h* geöffnet wird, trennt er den Rückkopplungsweg, wenn er geschlossen wird, dann wird niederfrequenzmässig der Punkt zwischen den Kondensatoren *d* und *g* mit Masse verbunden und damit die Gegenkopplung ausser Funktion gesetzt.

3. Das rückgekoppelte Bandfilter

Das Prinzipschaltbild eines rückgekoppelten Bandfilters zeigt Fig. 2. Der Primärkreis ist mit der Anode des Mischrohres und der Sekundärkreis mit dem Gitter des Demodulators verbunden. Der im Sekundärkreis fliessende Strom *i*₃ ist vom Primärstrom *i*₂ und vom Rückkopplungsstrom *i*₅ abhängig. Der Strom *i*₃ erzeugt am Kondensator *C*₂ die hochfrequente Spannung *u*₂, die ihrerseits wieder den Anodenwechselstrom *i*₄ erzeugt. Der Kondensator

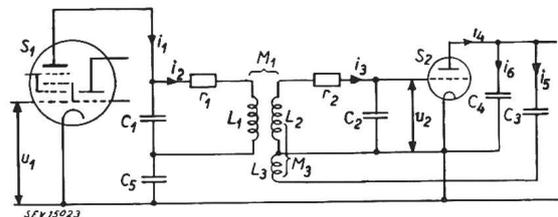


Fig. 2
Schaltbild eines rückgekoppelten Bandfilters

*C*₄ ist so gross, dass die Anodenwechselspannung sehr klein und ihre steuernde Wirkung auf den Anodenstrom vernachlässigbar ist. Durch entsprechende Dimensionierung der Kondensatoren *C*₃ und *C*₄ und der Rückkopplungsspule *L*₃ kann der Rückkopplungsgrad beliebig festgelegt werden. Vorteilhafterweise macht man den Kondensator *C*₃ regelbar, damit man nach einem Röhrenwechsel den Rückkopplungsgrad nachregeln kann. Wie später gezeigt werden wird, soll die Kopplung zwischen den beiden Bandfilterspulen von der Grössenordnung der Kreisdämpfungen sein. Die Kopplung zwischen der Gitterkreis- und Rückkopplungsspule soll möglichst fest gemacht werden.

Für die Ströme in den Bandfilterkreisen gelten folgende zwei Gleichungen:

$$i_2 (r_1 + j \omega L_1) + i_3 j \omega M_1 - (i_1 - i_2) \frac{1}{j \omega C_1} = 0 \quad (1)$$

$$i_3 \left(r_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + i_2 j\omega M_1 - i_5 j\omega M_3 = 0 \quad (2)$$

Die Gitterwechselspannung am Demodulator ist

$$u_2 = i_3 \frac{1}{j\omega C_2} \quad (3)$$

und der durch sie erzeugte Anodenstrom

$$i_4 = u_2 S_2 = i_3 \frac{S_2}{j\omega C_2} \quad (4)$$

da, wie schon oben erwähnt, die Anodenwechselspannung einen vernachlässigbar kleinen Wert besitzt. S_2 ist die Steilheit der Demodulatorröhre. Aus Gleichung (4) ergibt sich der Rückkopplungsstrom

$$i_5 = i_3 \frac{S_2 C_3}{j\omega C_2 (C_3 + C_4)} \quad (5)$$

wobei vorausgesetzt ist, dass

$$|\omega L_3| \ll \left| \frac{1}{\omega C_3} \right|$$

ist. Wenn man den Wert i_5 aus Gleichung (5) in die Gleichung (2) einsetzt, erhält man

$$i_3 \left(r'_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + i_2 j\omega M_1 = 0 \quad (6)$$

In dieser Gleichung ist $r'_2 = r_2 - r'$ (7)

und für den Wert r' gilt

$$r' = \frac{M_3 S_2 C_3}{C_2 (C_3 + C_4)} \quad (8)$$

Gleichung (6) hat die für den Sekundärkreis eines Bandfilters bekannte Form. Darin ist r'_2 der durch die Rückkopplung reduzierte Verlustwiderstand des Kreises; r' ist der negative Widerstand, der durch die Rückkopplung in den Kreis hineintransformiert wird. Man sieht aus Gleichung (8), dass dieser Widerstand mit der Gegeninduktivität der Spulen L_2 und L_3 , mit der Steilheit des Rohres und bis zu einem gewissen Grade mit der Kapazität des Rückkopplungskondensators wächst. Um einen stabilen Empfangszustand zu gewährleisten, muss r'_2 positiv bleiben, d. h. r' muss kleiner als r_2 bleiben.

a) Empfindlichkeit

Aus den Gleichungen (1), (3) und (6) kann man $u_2 = f(i_1)$ berechnen. Wenn man ausserdem $i_1 = S_1 u_1$ setzt, worin S_1 die Mischsteilheit des Mischrohres ist, erhält man für die Verstärkung der Mischstufe, welche das Verhältnis der Gitterspannung am Demodulator zur Gitterspannung am Mischrohr darstellt, den Wert

$$v_1 = \frac{|u_2|}{|u_1|} = \frac{S_1 K_1 \omega_0 L}{K_1^2 + d_1 d'_2} \quad (9)$$

In dieser Gleichung ist ω_0 die Resonanzfrequenz der Bandfilterkreise, L das geometrische Mittel aus

den beiden Selbstinduktivitäten L_1 und L_2 , d_1 die Dämpfung des ersten und d'_2 die Dämpfung des zweiten Bandfilterkreises. Es ist also

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

$$L = \sqrt{L_1 L_2}$$

$$d_1 = \frac{r_1}{\omega_0 L_1}$$

$$d'_2 = \frac{r'_2}{\omega_0 L_2}$$

1. Einfluss der Kopplung. Der Einfluss des Kopplungsfaktors K_1 auf die Empfindlichkeit soll untersucht werden. Zur Vereinfachung wird die Grösse n eingeführt:

$$n = \frac{\sqrt{d_1 d'_2}}{K_1} \quad (10)$$

Ersetzt man in Gleichung (9) die Kopplung K_1 durch den Ausdruck

$$K_1 = \frac{\sqrt{d_1 d'_2}}{n} \quad (10a)$$

so erhält man $v_1 = A \frac{n}{1+n^2}$ (11)

In dieser Gleichung ist A eine Konstante, und zwar ist

$$A = \frac{S_1 \omega_0 L}{\sqrt{d_1 d'_2}} \quad (12)$$

In Fig. 3 ist der Faktor $\frac{n}{1+n^2}$ als Funktion von n

aufgetragen. Man sieht, dass dieser Faktor und damit nach Gleichung (11) auch die Verstärkung v_1

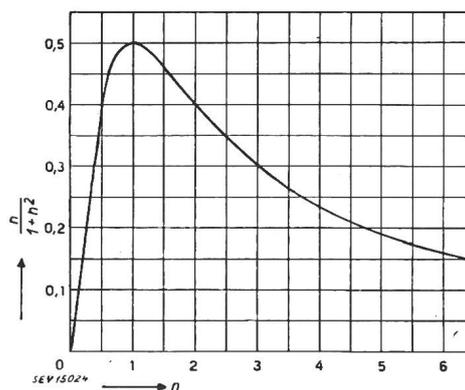


Fig. 3
Kurve der Gleichung $\frac{n}{1+n^2} = f(n)$

bei $n = 1$ ein Maximum wird. Das bedeutet, dass die Verstärkung ein Maximum wird, wenn die Kopplung gleich dem geometrischen Mittel der Kreisdämpfungen ist:

$$K_1 = \sqrt{d_1 d'_2}$$

Man wählt also, um die Verstärkung optimal zu machen, den Kopplungsfaktor von der Grössenordnung der Kreisdämpfungen.

2. *Einfluss der Dämpfung.* Es soll untersucht werden, welchen Einfluss die Dämpfungsänderung des rückgekoppelten Kreises auf die Empfindlichkeit hat. Dabei werde die Kopplung so gewählt, dass sie gleich der Dämpfung des ersten Kreises ist:

$$K_1 = d_1$$

Für d_2' wird nach Gleichung (10)

$$d_2' = n^2 K_1 \tag{10b}$$

gesetzt, so dass Gleichung (9) übergeht in

$$v_1 = B \frac{1}{1+n^2} \tag{13}$$

In dieser Gleichung ist

$$B = \frac{S_1 \omega_0 L}{K_1} \tag{14}$$

Fig. 4 zeigt den Faktor $\frac{1}{1+n^2}$ in Abhängigkeit von n . Man sieht, dass die Verstärkung bei $n = 0$ ein Maximum wird. Dies ist leicht einzusehen, denn bei $n = 0$ ist $d_2' = 0$, d. h. der Sekundärkreis ist

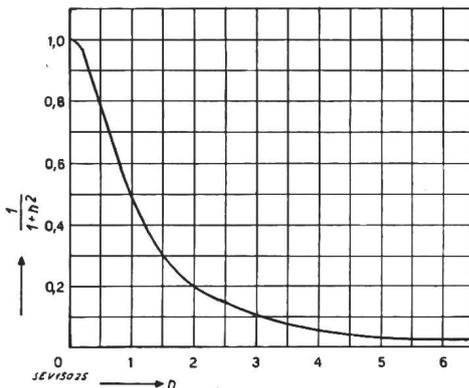


Fig. 4
Kurve der Gleichung $\frac{1}{1+n^2} = f(n)$

völlig entdämpft. Das bestätigt auch die erste Ableitung der Gleichung (13)

$$\frac{d v_1}{d n} = -B \frac{2 n}{(1+n^2)^2} \tag{15}$$

die null wird, wenn n gleich null oder unendlich ist. Bei $n = \infty$ (unendlich grosse Dämpfung des Sekundärkreises) ist die Verstärkung ein Minimum, nämlich gleich null.

Man wird also bei der Dimensionierung der Bandfilterkopplung folgendermassen vorgehen: Im nichtrückgekoppelten Zustand sind die Dämpfungen des ersten und zweiten Kreises etwa gleich gross. Im rückgekoppelten Zustand ist d_2' um rund eine Grössenordnung kleiner als d_1 . Man wird nun die Kopplung so wählen, dass sie zwischen dem Mittelwert der Dämpfungen im nichtrückgekoppelten Zustand und dem Dämpfungsmittelwert im

rückgekoppelten Zustand liegt. Das heisst also, dass das Bandfilter im nichtrückgekoppelten Zustand unterkritisch und im rückgekoppelten Zustand überkritisch gekoppelt ist.

b) *Trennschärfe*

Um den Einfluss der Rückkopplung auf die Trennschärfe zu untersuchen, soll die bekannte Gleichung für die Selektivität eines Bandfilters verwendet werden.

$$\alpha = \frac{\sqrt{(K_1^2 + d_1 d_2')^2 - \eta^2 (2 K_1^2 - d_1^2 - d_2'^2) + \eta^4}}{K_1^2 + d_1 d_2'} \tag{16}$$

In dieser Gleichung ist α der Empfindlichkeitsabfall bei einer Verstimmung η der Frequenz f von der Resonanzfrequenz f_0 . Für die Verstimmung η gilt folgende Gleichung:

$$\eta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{2 \Delta f}{f_0} \tag{17}$$

$$\Delta f = f - f_0$$

Es soll die Empfindlichkeitseinbusse bei einer Verstimmung $\eta = 10 K_1$ betrachtet werden. Diese Verstimmung ist genügend weit von der Resonanzstelle des Bandfilters entfernt, wo die Form der Selektionskurve zu sehr vom Kopplungsgrad abhängt und wo zum Beispiel die Trennschärfe im überkritisch gekoppelten Zustand bei geringer Verstimmung kleiner als eins sein kann. Die Betrachtung werde bei drei verschiedenen Dämpfungen des Primärkreises angestellt, bei $d_1 = 0,5 K_1$, bei $d_1 = K_1$ und bei $d_1 = 2 K_1$. Für d_2' setzt man den Ausdruck nach Gleichung (10 b). Die Trennschärfe bei der Verstimmung $\eta = 10 K_1$ sei α' und die genannten drei Fälle sollen durch die entsprechenden Indizes bezeichnet werden, d. h. $\alpha'_{0,5}$, α'_1 und α'_2 .

1. Trennschärfe bei $d_1 = 0,5 K_1$. Wenn man in Gleichung (16) die entsprechenden Werte für d_1 , d_2' und η einsetzt, fällt der Kopplungsfaktor K_1 heraus und es ergibt sich:

$$\alpha'_{0,5} = \frac{\sqrt{(1 + 0,5 n^2)^2 - 10^2 (1,75 - n^4) + 10^4}}{1 + 0,5 n^2} \tag{18}$$

2. Trennschärfe bei $d_1 = K_1$.

$$\alpha'_1 = \frac{\sqrt{(1 + n^2)^2 - 10^2 (1 - n^4) + 10^4}}{1 + n^2} \tag{19}$$

3. Trennschärfe bei $d_1 = 2 K_1$.

$$\alpha'_2 = \frac{\sqrt{(1 + 2 n^2)^2 + 10^2 (2 + n^4) + 10^4}}{1 + 2 n^2} \tag{20}$$

In Fig. 5 sind die Werte für $\alpha'_{0,5}$, α'_1 und α'_2 in Abhängigkeit vom Verhältnis n (Dämpfung/Kopplung) aufgetragen. Man sieht, dass die Trennschärfen bei $n = 0$ angenähert gleich sind. In diesem Falle beeinflusst die Dämpfung des ersten Kreises die Selektivität nur wenig. Wenn dagegen n wesentlich grösser als eins wird, d. h. wenn die Dämpfung des zweiten Kreises wesentlich grösser

als die Dämpfung des ersten Kreises ist, dann nähert sich die Trennschärfe asymptotisch dem Werte der Selektivität eines einfachen Kreises mit der Dämpfung d_1 . Ausserdem kann man den Kurven

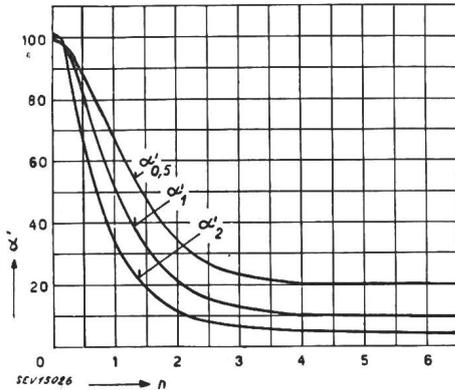


Fig. 5

Abhängigkeit der Selektivität vom Verhältnis Dämpfung/Kopplung bei verschiedenen Primärdämpfungen

entnehmen, dass sich bei dem Werte $n=1$ (auf diesen Wert etwa ist unser Bandfilter dimensioniert) die Selektivität sehr stark mit der Dämpfung d_2' ändert.

c) Bandbreite

Unter Bandbreite versteht man diejenige Verstärkung, bei der die Empfindlichkeitseinbusse $\alpha = \sqrt{2}$ ist. Diese Bandbreite soll bei den folgenden Ausführungen η_B genannt werden. Die Grösse der Bandbreite zu kennen, ist deshalb interessant, weil sie ein Mass für die Wiedergabegüte darstellt. Für eine gute Wiedergabe ist es erwünscht, dass die Bandbreite möglichst gross ist. Wenn man in Gleichung (16) $\alpha = \sqrt{2}$ setzt, erhält man für η_B eine Gleichung vierten Grades:

$$\eta_B^4 - \eta_B^2 (2K_1^2 - d_1^2 - d_2'^2) - (K_1^2 + d_1 d_2')^2 = 0 \quad (21)$$

Nach η_B aufgelöst ergibt sich:

$$\eta_B = \sqrt{\frac{1}{2} (2K_1^2 - d_1^2 - d_2'^2 \pm \sqrt{\frac{1}{4} (2K_1^2 - d_1^2 - d_2'^2)^2 + (K_1^2 + d_1 d_2')^2}} \quad (22)$$

In den Fällen, in denen die Dämpfungen der beiden Kreise etwa die gleiche Grösse haben und man $d_1 = d_2' = d$ setzen kann, lässt sich Gleichung (22) in folgende Form vereinfachen:

$$\eta_B = \sqrt{K_1^2 - d^2 \pm \sqrt{2(K_1^4 + d^4)}} \quad (23)$$

Beim rückgekoppelten Bandfilter sind jedoch die Dämpfungen der beiden Kreise stark unterschiedlich. Wird die Dämpfung d_1 in Beziehung zur Kopplung K_1 gebracht und setzt man für d_2' die Gleichung (10 b) ein, so dass die Bandbreite in Abhängigkeit vom Verhältnis Dämpfung/Kopplung kommt, so ergibt sich für die Bandbreite eine sehr einfache Beziehung.

$$\eta_B = K_1 E \quad (24)$$

E ist eine Funktion von n und von der Dämpfung d_1 . Es sollen vier Fälle betrachtet werden, nämlich für d_1 soll $0,5 K_1, K_1, 1,5 K_1$ und $2 K_1$ gesetzt werden.

(Die E -Werte erhalten den entsprechenden Index.)

1. $d_1 = 0,5 K_1$

$$E_{0,5} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1,75 - n^4 \pm \sqrt{(1,75 - n^4)^2 + (2 + n^2)^2}} \quad (25)$$

2. $d_1 = K_1$

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - n^4 \pm \sqrt{(1 - n^4)^2 + (2 + 2n^2)^2}} \quad (26)$$

3. $d_1 = 1,5 K_1$

$$E_{1,5} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-(0,25 + n^4) + \sqrt{(0,25 + n^4)^2 + (2 + 3n^2)^2}} \quad (27)$$

4. $d_1 = 2 K_1$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-(2 + n^4) + \sqrt{(2 + n^4)^2 + (2 + 4n^2)^2}} \quad (28)$$

In Fig. 6 sind die vier Kurven der E -Werte in Abhängigkeit von n aufgetragen. Das Bandfilter sollte so dimensioniert werden, dass etwa die Kurven $E_{1,5}$ oder E_2 gelten; das entspricht einer Dämpfung d von etwa 1,5- bis 2facher Grösse der Kopp-

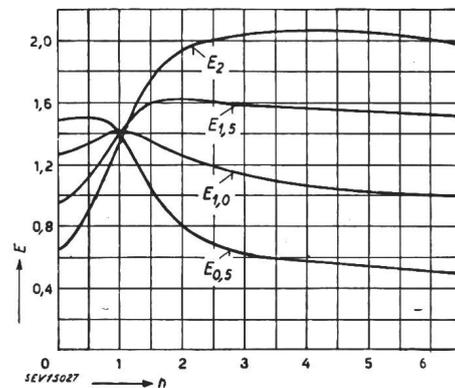


Fig. 6

Abhängigkeit der Bandbreite vom Verhältnis Dämpfung/Kopplung bei verschiedenen Primärdämpfungen

lung K_1 . Da ausserdem n etwa die Grössenordnung eins hat, ist sofort zu erkennen, dass in diesem Gebiete die Bandbreite η_B mit zunehmendem n , d. h. mit grösser werdender Dämpfung d_2' wächst. Im rückgekoppelten Zustand ist die Bandbreite demnach klein, im nichtrückgekoppelten Zustand gross.

4. Die niederfrequente Gegenkopplung

Die niederfrequente Gegenkopplung bildet einen Teil der Orts-Fern-Schaltung. Fig. 7 zeigt das Prin-

zipschaltbild einer gegengekoppelten Verstärkerstufe. u_e ist die der Stufe zugeführte Eingangsspannung, u_g die Gitterwechselspannung, u_a die Anodenwechselspannung und u_r derjenige Teil der

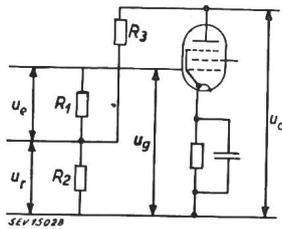


Fig. 7
Prinzipschaltbild einer gegengekoppelten Endstufe

Anodenwechselspannung, der dem Gitter zurückgeführt wird. Nimmt man an, dass die Schaltung nur mit rein ohmschen Widerständen arbeitet, so ist die Anodenspannung zur Gitterspannung um 180° in der Phase verschoben. Dann wird

$$u_g = u_e - u_r \quad (29)$$

Darin ist
$$u_r = \gamma u_a \quad (30)$$

wobei γ der Gegenkopplungsfaktor ist. Im vorliegenden Falle ist

$$\gamma = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (31)$$

Die Verstärkung der Stufe ist:

$$v_2 = \frac{u_a}{u_g} = \frac{u_a}{u_e - \gamma u_a} \quad (32)$$

Daraus ergibt sich für die Anodenspannung

$$u_a = u_e \frac{v_2}{1 + \gamma v_2} \quad (33)$$

woraus sich die tatsächliche Verstärkung der gegengekoppelten Verstärkerstufe als Verhältnis der Anoden- zur Eingangsspannung ergibt:

$$v' = \frac{u_a}{u_e} = \frac{v_2}{1 + \gamma v_2} \quad (34)$$

Für den Grad der Gegenkopplung, der das Verhältnis der Verstärkungen mit und ohne Gegenkopplung darstellt, erhält man

$$g = \frac{v'}{v_2} = \frac{1}{1 + \gamma v_2} \quad (35)$$

Wenn der Gegenkopplungsgrad für alle in Betracht kommenden Frequenzen gleich gross ist, dann hat

die Gegenkopplung nur den einen Vorteil der Verzerrungsverminderung. Der grösste Vorteil der Gegenkopplung liegt jedoch darin, dass man den Grad der Gegenkopplung für verschiedene Frequenzen verschieden gross wählt, so dass man die Frequenzkurve des Empfängers und damit die Qualität der Wiedergabe nach Belieben ändern und günstig gestalten kann. Wenn man zum Beispiel in Reihe mit dem Gegenkopplungskanal einen Kondensator schaltet, wie die Serienkapazität der Kondensatoren

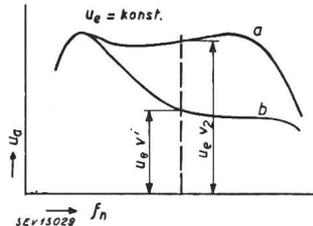


Fig. 8
Frequenzgang einer Endstufe ohne und mit Gegenkopplung

g und d in Fig. 1, so wird der Grad der Gegenkopplung für die tiefen Frequenzen kleiner gemacht. Auf diese Weise ist es möglich, die Wiedergabe der tiefen Frequenzen im Verhältnis zu den hohen Frequenzen zu verbessern. In Fig. 8 stellt die Kurve a den Frequenzgang der Endstufe ohne Gegenkopplung, Kurve b denjenigen mit Gegenkopplung dar.

Literatur

- [1] DRP 706 536 vom 19. April 1943.
- [2] Feldtkeller, R., u. W. Kautter: Zur Theorie der Rückkopplung bei Hochfrequenzempfängern. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 8(1931), Nr. 3, S. 93...103.
- [3] Kautter, W.: Die Herstellung von negativen Leitwerten mit Hilfe von Rückkopplungsschaltungen. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 10(1933), Nr. 5, S. 199...214.
- [4] Kautter, W.: Über die Wirkung der Entdämpfung in Rundfunkempfängern. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 10(1933), Nr. 7, S. 287...302.
- [5] Kautter, W.: Theorie der unerwünschten Schwingung in rückgekoppelten Audion-Schaltungen mit Gitterkreisanzapfung. Telefunken-Ztg. Bd. 17(1936), Nr. 73, S. 52...57.
- [6] Berechnungsgrundlagen. Die B' für Hoch- und Zwischenfrequenz-Bandfilter. Philips Mh. App.-Fabr". Bd. —(1934), Nr. 19, S. 1...8; Nr. 20, S. 1...8, u. Nr. 21, S. 1...5.
- [7] Bandbreite. Regelbare B'. Philips Mh. App.-Fabr". Bd. —(1938), Nr. 54, S. 9...20; Nr. 58, S. 65...76, u. Nr. 59, S. 81...89.
- [8] Brück, L.: Gegenkopplungsschaltungen unter besonderer Berücksichtigung der Rundfunkempfänger. Telefunken-Röhre Bd. —(1937), Nr. 11, S. 244...277.
- [9] Brück, L.: Frequenzgang und Schwingneigung gegengekoppelter Verstärker für Rundfunkempfänger. Telefunken-Röhre Bd. —(1938), Nr. 14, S. 237...253.

Adresse des Autors:

Hubert Gibas, Churchill Laan 57 II, Amsterdam-Z, Holland.

Die Ausnützung der Adhäsion neuerer schweizerischer Elektrolokomotiven grosser Leistung

Von W. Kummer, Zürich

621.335.11

Anschliessend an seine Arbeit von 1938, in der die Überlegenheit der elektrischen über die nichtelektrische Zugförderung im Schwerlastverkehr nachgewiesen wurde, betrachtet der Verfasser, an Hand bekannt gewordener Daten über die Ausnützung der Adhäsion neuerer schweizerischer Elektrolokomotiven grosser Leistung, die für den heutigen Schwerlastverkehr massgebenden Zahlenwerte.

Donnant suite à son étude de 1938 sur la supériorité de la traction électrique sur la traction non électrique dans le trafic lourd avec locomotives, et tenant compte des plus récents résultats sur l'utilisation de l'adhésion dans les modernes grandes locomotives électriques suisses, l'auteur analyse les chiffres déterminant le trafic lourd actuel.