



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

51 Int. Cl.³: H 04 B 3/14
H 03 H 11/04



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

12 PATENTSCHRIFT A5

11 629 631

21 Gesuchsnummer: 10514/77

73 Inhaber:
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (NL)

22 Anmeldungsdatum: 29.08.1977

30 Priorität(en): 30.08.1976 NL 7609605

72 Erfinder:
Kornelis Jan Wouda, Hilversum (NL)
Alberto Maria Giacometti, Hilversum (NL)
Willem Riede, Hilversum (NL)

24 Patent erteilt: 30.04.1982

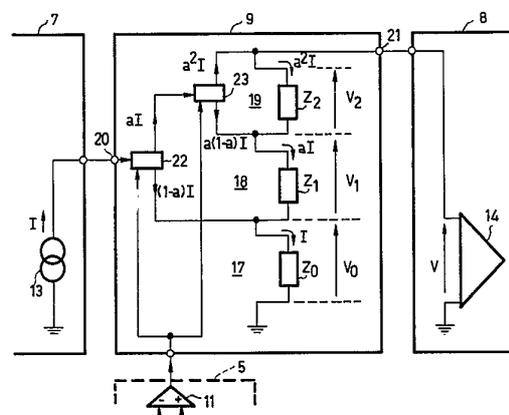
45 Patentschrift veröffentlicht: 30.04.1982

74 Vertreter:
Bovard & Cie., Bern

54 Uebertragungsanordnung mit mindestens einem einstellbarem Netzwerk.

57 Ein einstellbares Glied (9) der Übertragungsanordnung enthält drei Kanäle (17, 18, 19) zwischen einem Eingang (20) und einem Ausgang (21). Die digitalen Signale werden einem festen Glied (7) in Form eines Stromes I entnommen. Der Strom I wird in einem Regelement (22) in die Ströme aI und $(1-a)I$ aufgeteilt. Der kontinuierlich veränderliche Parameter a liegt zwischen den Werten 0 und 1 und kann mit einem Einstellkreis (5) festgelegt werden. Der Strom aI wird in einem Regelement (23) in die Ströme a^2I und $a(1-a)I$ aufgeteilt. Der Strom a^2I wird im Kanal (19) einer Impedanz Z_2 zugeführt und danach mit dem ebenfalls vom Regelement (23) herrührenden Strom $a(1-a)I$ kombiniert. Der aus dieser Kombination hervorgehende Strom aI wird im Kanal (18) einer Impedanz Z_1 zugeführt und danach mit dem vom Regelement (22) herrührenden Strom $(1-a)I$ kombiniert. Der aus dieser Kombination hervorgehende Strom I wird zum Schluss im Kanal (17) einer Impedanz Z_0 zugeführt. Durch das Netzwerk (9) werden die Anwendungsmöglichkeiten der Übertragungsanordnung wesentlich vergrößert, insbesondere was den praktisch erzielbaren Einstellbereich anbelangt.

Diese Übertragungsanordnung wird vorzugsweise als entzerrernder Verstärker in Zwischenverstärkern von Koaxialkabel-Übertragungssystemen verwendet.



PATENTANSPRUCH

Übertragungsanordnung mit mindestens einem einstellbaren Netzwerk (9), dessen Übertragungskennlinie zwischen dem Eingang (20) und dem Ausgang (21) als Funktion der Frequenz ω innerhalb eines vorgeschriebenen Frequenzbandes annähernd gleich $C \exp[kf(\omega)]$ ist, wobei C eine Konstante, k ein kontinuierlich veränderlicher Parameter ist, und wobei $f(\omega)$ dem Übertragungsmass des einstellbaren Netzwerkes entspricht, dadurch gekennzeichnet, dass das einstellbare Netzwerk (9) eine Anzahl Kanäle (17, 18, 19) zwischen dem Eingang (20) und dem Ausgang (21) enthält und die Übertragungskennlinie eines Kanals (17, 18, 19) einem für jeden Kanal verschiedenen Glied aus der der Kanalzahl entsprechenden Reihe von Gliedern der Entwicklung von $\exp[kf(\omega)]$ nach Potenzen von $kf(\omega)$ annähernd proportional ist.

Die Erfindung bezieht sich auf eine Übertragungsanordnung mit mindestens einem einstellbaren Netzwerk, dessen Übertragungslinie zwischen dem Eingang und dem Ausgang als Funktion der Frequenz ω innerhalb eines vorgeschriebenen Frequenzbandes annähernd gleich $C \exp[kf(\omega)]$ ist, wobei C eine Konstante, k ein kontinuierlich veränderlicher Parameter ist und wobei $f(\omega)$ dem Übertragungsmass des einstellbaren Netzwerkes entspricht. Übertragungsanordnungen dieser Art werden oft als entzerrender Verstärker in Zwischenverstärkern von Systemen zur Übertragung analoger oder digitaler Signale über Koaxialkabel verwendet.

In derartigen Übertragungssystemen ist die Übertragungslinie des Kabelabschnittes zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zwischenverstärkern zugleich eine Funktion der Abschnittlänge und der Kabeltemperatur. Um eine möglichst einheitliche Ausbildung des entzerrenden Verstärkers zu erhalten, enthält dieser Verstärker ein festes Netzwerk, das die Übertragungskennlinie des vorhergehenden Kabelabschnittes bei Nennabschnittlänge und bei Nennkabeltemperatur entzerrt, sowie ein einstellbares Netzwerk zur Entzerrung von Änderungen in bezug auf diese Nennübertragungskennlinie, die durch die mit der Zeit sich ändernde Kabeltemperatur und die in der Praxis unvermeidlichen Abweichungen in bezug auf die Nennabschnittlänge verursacht werden.

In vielen Anwendungsbereichen wird dieses einstellbare Entzerrungsnetzwerk als Bode-Entzerrer ausgebildet, wobei das Netzwerk, das die Übertragungskennlinie dieses Entzerrers bestimmt, als Vierpolnetzwerk konstanten Widerstandes ausgebildet ist und wobei die Übertragungskennlinie durch Einstellung eines einzigen Widerstandselementes, das an dieses Vierpolnetzwerk angeschlossen ist, geändert werden kann. (Siehe H. W. Bode «Variable Equalizers», Bell System Technical Journal, Heft 17, Nr. 2, April 1938, Seiten 229–244). Bode hat gezeigt, dass für diese Art von Entzerrer die gewünschte Änderung der Übertragungskennlinie (eine Änderung bei einer Frequenz soll immer mit proportionalen Änderungen bei allen anderen Frequenzen im gegebenen Frequenzband einhergehen) nicht genau verwirklicht werden kann, sondern dass die Abweichungen innerhalb akzeptierbarer Grenzen gehalten werden können, wenn der Einstellbereich nicht zu gross ist.

Was den Einstellbereich anbelangt, spielen noch andere Faktoren eine beschränkende Rolle bei der praktischen Ausbildung dieses Bode-Entzerrers. Ein wesentlicher Faktor bildet der Arbeitsbereich der technisch verfügbaren einstellbaren Widerstandselemente, wobei eine Widerstandsänderung von 1:10 insbesondere bei Frequenzen von 100 MHz und höher bereits schwer verwirklichbar ist. Die unvermeidlichen parasitären Elemente bilden einen anderen wichtigen Faktor, insbe-

sondere die des einstellbaren Widerstandselementes. Diese letzteren haben ihren grössten Einfluss gerade bei den äussersten Widerstandswerten des einstellbaren Widerstandselementes. Diese sind nicht nur mitbestimmend für die obere Grenze des Frequenzbandes des Entzerrers, sondern sie haben auch zur Folge, dass der Entzerrer nicht länger den ursprünglichen Entwurfsgleichungen entspricht. Dadurch wird der Entzerrer grössere Amplituden- und Phasenabweichungen aufweisen. Bei Übertragung digitaler Signale spielt dann ausserdem eine Rolle, dass der Bode-Entzerrer ein Minimumphasennetzwerk ist, so dass sogar die durch die parasitären Elemente verursachten und an sich akzeptierbaren Amplitudenabweichungen bei höheren Frequenzen, wo die Signalenergie bereits auf vernachlässigbar kleine Werte abgesunken ist, unzulässige Phasenabweichungen verursachen bei niedrigen Frequenzen, wo die Signalenergie noch hoch ist. Die oben genannten Faktoren führen dazu, dass der praktisch erzielbare Einstellbereich des Bode-Entzerrers wesentlich eingeschränkt wird.

Die Erfindung hat nun zur Aufgabe, eine Übertragungsanordnung der eingangs erwähnten Art zu schaffen, in der durch eine neue Konzeption des einstellbaren Netzwerkes die Anwendungsmöglichkeiten wesentlich vergrössert werden, insbesondere was den praktisch erzielbaren Einstellbereich anbelangt.

Die erfindungsgemässe Übertragungsanordnung weist dazu das Kennzeichen auf, dass das einstellbare Netzwerk eine Anzahl Kanäle zwischen dem Eingang und dem Ausgang enthält und die Übertragungskennlinie eines Kanals einem für jeden Kanal verschiedenen Glied aus der der Kanalzahl entsprechenden Reihe von Gliedern der Entwicklung von $\exp[kf(\omega)]$ nach Potenzen von $kf(\omega)$ annähernd proportional ist.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Figuren dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben. Es zeigen:

Figur 1 den bekannten Aufbau eines Zwischenverstärkers in einem System zur Übertragung digitaler Signale über ein Koaxialkabel,

Figur 2 ein Blockschaltbild des einstellbaren Entzerrergliedes des Zwischenverstärkers in Figur 1, das auf bekannte Weise als Bode-Entzerrer ausgebildet ist,

Figur 3 ein Blockschaltbild des einstellbaren Entzerrergliedes des Zwischenverstärkers in Figur 1, das nach der Erfindung ausgebildet ist,

Figur 4, 5 und 6 eine mögliche Ausführungsform einiger Elemente des einstellbaren Entzerrergliedes in Figur 3,

Figur 7 ein Blockschaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels eines einstellbaren Netzwerkes nach der Erfindung,

Figur 8 ein Blockschaltbild eines dritten Ausführungsbeispiels eines einstellbaren Netzwerkes nach der Erfindung.

Der in Figur 1 dargestellte Zwischenverstärker bildet einen Teil eines Systems zur Übertragung digitaler Signale über ein Koaxialkabel 1, z. B. 140 Mbit/s-Signale über ein 1,2/4,4 mm Koaxialkabel mit Hilfe eines Drei-Pegel-Leitungskodes vom 4B/3-Typ, wobei Blöcke aus vier binären Symbolen in Blöcke aus drei ternären Symbolen umgewandelt werden.

Dieser Zwischenverstärker enthält einen entzerrenden Verstärker 2 zur Entzerrung der Amplituden- und Phasenkennlinien des vorhergehenden Kabelabschnittes. An den Ausgang des entzerrenden Verstärkers 2 ist ein Regenerator 3 angeschlossen zum Regenerieren der empfangenen digitalen Signale nach Form und Zeitpunkt des Auftretens, sowie ein Taktextraktionskreis 4 zur Rückgewinnung eines Taktsignals zur Steuerung des Regenerators 3. Weiter ist an den Ausgang des entzerrenden Verstärkers 2 ein Einstellkreis 5 angeschlossen, der ein Einstellsignal erzeugt um den entzerrenden Verstärker 2 automatisch anzupassen, wenn die Übertragungskennlinie des vorhergehenden Kabelabschnittes Änderungen in bezug auf den Nennverlauf aufweist, und zwar infolge von

abweichenden Abschnittlängen und Änderungen in der Kabeltemperatur. Die regenerierten digitalen Signale werden dem nachfolgenden Kabelabschnitt über einen Ausgangsverstärker 6 zugeführt, in den in vielen Fällen ein fester Entzerrer aufgenommen ist.

Der entzerrende Verstärker 2 enthält zwei feste Glieder 7, 8 in denen die eigentliche Verstärkung der empfangenen digitalen Signale sowie die Entzerrung des vorhergehenden Kabelabschnitts bei Nennabschnittlänge und bei Nennkabeltemperatur bewirkt wird. Zur Regeneration sind diese festen Glieder 7, 8 meistens derart eingestellt, dass die Übertragungsfunktion des Nennkabelabschnitts und dieser festen Glieder 7, 8 insgesamt annähernd dem ersten Kriterium von Nyquist entspricht (keine Intersymbolinterferenz zu den Nennregenerationszeitpunkten). Zwischen die zwei festen Glieder 7, 8 ist ein einstellbares Glied 9 zur Entzerrung von Änderungen in bezug auf die Nennübertragungskennlinie aufgenommen, die durch die mit der Zeit sich ändernde Kabeltemperatur und die in der Praxis unvermeidlichen Abweichungen in bezug auf die Nennabschnittlänge verursacht werden. Trotz der verschiedenen Abschnittlängen kann dann in den meisten Fällen dieselbe Ausbildung des entzerrenden Verstärkers 2 für alle Zwischenverstärker ausreichen.

Der Einstellkreis 5 enthält einen Spitzendetektor 10 zum Erzeugen eines Signals, das dem Spitzenwert der digitalen Signale am Ausgang des entzerrenden Verstärkers 2 proportional ist, sowie einen Differenzverstärker 11, an den der Spitzendetektor 10 und eine Bezugsquelle 12 zum Erhalten eines Einstellsignals für das einstellbare Glied 9 angeschlossen sind. Mit Hilfe dieser Regelschleife wird erreicht, dass die digitalen Signale am Ausgang des entzerrenden Verstärkers 2 einen konstanten Spitzenwert aufweisen, der durch die Bezugsquelle 12 bestimmt wird. Auf diese Weise wird eine automatische Entzerrung von Änderungen in bezug auf die Nennübertragungskennlinie des vorhergehenden Kabelabschnitts erhalten, da der Spitzenwert der entzerrten digitalen Signale ein durchaus anwendbares Kriterium für die Verluste in diesem Kabelabschnitt ist.

Fig. 2 zeigt detailliert, wie das einstellbare Glied 9 des entzerrenden Verstärkers 2 in Fig. 1 auf bekannte Weise als Bode-Entzerrer ausgebildet werden kann. In diesem Beispiel ist der entzerrende Verstärker 2 in Fig. 1 derart eingerichtet, dass in der Praxis das feste Glied 7 als Stromquelle 13 wirksam ist, der die digitalen Signale in Form eines Stromes I entnommen werden, der einstellbare Teil 9 als Impedanz Z (Die Impedanz Z ist in Fig. 2 nicht bezeichnet, da diese Impedanz des Gliedes 9 die Eingangsimpedanz des Vierpolnetzwerkes 15 ist) wirksam ist, der dieser Strom I zugeführt wird, und das feste Glied 8 eine erste Stufe 14 aufweist mit einer Eingangsimpedanz, die viel grösser ist als Z . Die digitalen Signale werden dann dem festen Teil 8 in Form der Spannung $V = IZ$ zugeführt, die am einstellbaren Glied 9 infolge des Stromes I des festen Gliedes 7 auftritt.

Die Übertragungskennlinie des einstellbaren Gliedes 9 in Fig. 2 wird durch ein Vierpolnetz 15 konstanten Widerstandes bestimmt und diese Übertragungskennlinie kann durch Einstellung eines einzigen Widerstandselementes 16 geändert werden, das an dieses Vierpolnetzwerk 15 angeschlossen ist. In der allgemeinsten Form ist das Vierpolnetzwerk 15 aus einer Kaskadenschaltung überbrückter T-Netzwerke und Allpassfilter zusammengestellt, aber in den meisten Fällen reicht ein einziges überbrücktes T-Netzwerk aus, wie dies in Fig. 2 dargestellt ist. Der Reihenzweig dieses Vierpolnetzwerkes 15 enthält zwei gleiche Widerstände R , die durch eine Impedanz Z_a überbrückt werden, und der Parallelzweig enthält eine Impedanz Z_b , die der Bedingung $Z_a Z_b = R^2$ genügt. Die charakteristische oder Spiegelbildimpedanz dieses Vierpolnetzwerkes 15 entspricht dann dem Wert R . Weiter wird das Widerstandselement 16 in Fig. 2 durch einen Feldeffekttransistor gebildet, dessen

Widerstandswert dadurch eingestellt werden kann, dass seiner Gate-Elektrode das vom Einstellkreis 5 in Fig. 1 herrührende Einstellsignal zugeführt wird.

Da das einstellbare Glied 9 in Fig. 1 bezweckt, Abweichungen in bezug auf die Nennkabelübertragungskennlinie auszugleichen, soll die Übertragungskennlinie des einstellbaren Gliedes 9 dieselbe Wirkung haben wie das Hinzufügen bzw. Wegnehmen eines Kabelabschnittes mit geeigneter Länge. Dies bedeutet in Fig. 2, dass die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 (die Eingangsimpedanz des Vierpolnetzwerkes 15) als Funktion der Frequenz der nachfolgenden Beziehung entsprechen muss:

$$Z(\omega) = C \exp[k\sqrt{\omega}(1+j)] \quad (1)$$

wobei C eine Konstante ist und k ein kontinuierlich veränderlicher Parameter, der den Abweichungen in bezug auf die Nenntemperatur und die Nennabschnittlänge des Kabels proportional ist.

Für die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 in Fig. 2 kann die folgende Beziehung abgeleitet werden, wenn das Widerstandselement 16 auf den Widerstandswert xR eingestellt wird:

$$Z = R(1+rT^2)/(1-rT^2) \quad (2)$$

Dabei ist T der Fortpflanzungsfaktor des Vierpolnetzwerkes 15, der in Fig. 2 dem Wert $R/(R+Z_a)$ entspricht, so dass sein Absolutwert immer kleiner ist als 1, und weiter ist:

$$r = (x-1)/(x+1) \quad (3)$$

so dass r zwischen den Werten -1 und $+1$ liegt, weil x theoretisch alle Werte zwischen 0 und ∞ annehmen kann.

Der Impedanz Z nach der Formel (2) kann durch die nachfolgende Beziehung ziemlich gut angenähert werden:

$$Z = R \exp[2rT^2] \quad (4)$$

wenn r nicht allzu grosse Werte annimmt. Weiter kann das Vierpolnetz 15 derart entworfen werden, dass der Fortpflanzungsfaktor T als Funktion der Frequenz ω innerhalb des zu entzerrenden Frequenzbandes annähernd der nachfolgenden Beziehung entspricht:

$$T^2(\omega) = C'\sqrt{\omega}(1+j) \quad (5)$$

wobei C' eine Proportionalitätskonstante ist. Mit Hilfe der Gleichungen:

$$R = C$$

$$2rC' = k \quad (6)$$

folgt dann aus den Formeln (4) und (5), dass die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 in Fig. 2 ihrerseits eine ziemlich gute Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (1) bildet, unter der Bedingung, dass die Anforderungen erfüllt sind, die die Gültigkeit der Formel (4) und (5) an die Grösse des Einstellbereiches und an die Frequenzproportionalität stellt.

Bei den obenstehenden Entwurfsbetrachtungen wurde stillschweigend vorausgesetzt, dass das einstellbare Element 16 in Fig. 2 für alle Werte x ein reiner Widerstand ist. Die technisch verfügbaren einstellbaren Widerstandselemente haben jedoch alle einen beschränkten Arbeitsbereich und weisen ausserdem unvermeidliche parasitäre Reaktanzen auf. Diese parasitären Elemente üben gerade bei den Grenzen des Arbeitsbereiches

ihren grösseren Einfluss aus und können insbesondere durch eine Reiheninduktivität bei dem minimalen Widerstandswert $x_{\min}R$ und durch eine Parallelkapazität beim maximalen Widerstandswert $x_{\max}R$ dargestellt werden.

Die Folge dieser parasitären Elemente ist zweierlei; erstens 5 setzen sie dem zu entzerrenden Frequenzband eine obere Grenze und zweitens lassen sie die Übertragungskennlinie des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 2 von ihren ursprünglichen Entwurfsformeln (2)–(5) abweichen, da der darin auftretende Parameter r nicht mehr als reelle Zahl betrachtet werden darf. 10 Dadurch sind die wirklichen Amplituden- und Phasenabweichungen grösser als im theoretischen Entwurf vorgesehen. Diese Amplitude- und Phasenabweichungen sind voneinander nicht unabhängig, sondern sind miteinander verknüpft, weil das einstellbare Glied 9 ein Minimumphasennetzwerk ist mit der Folge, dass an sich akzeptierbare Amplitudenabweichungen unzulässliche Phasenabweichungen herbeiführen können. Dieser Effekt wird noch verstärkt durch die Tatsache, dass beim Entwurf des Vierpolnetzwerkes 15 in Fig. 2 oft Impedanzen Z_a und Z_b verwendet werden, die in der Nähe der oberen Grenze des zu entzerrenden Frequenzbandes eine Resonanz aufweisen, damit bei Einstellung des Widerstandselementes 16 in Fig. 2 auf den maximalen Widerstandswert $x_{\max}R$ den ungünstigen Einfluss des einstellbaren Gliedes 9 auf den Rauschfaktor des gesamten entzerrenden Verstärkers in Fig. 1 möglichst klein gehalten wird. 20

Für das anhand der Fig. 1 und Fig. 2 erläuterte Beispiel hat es sich in der Praxis herausgestellt, dass eine Änderung des einstellbaren Elementes 16 zwischen den Widerstandswerten $R/3$ und $3R$ an sich bereits schwer verwirklichtbar ist, aber dass es noch schwieriger ist, einen Einstellbereich von 12 dB für die Dämpfung des einstellbaren Gliedes 9 bei der Nyquist-Frequenz (in diesem Beispiel die halbe Baud-Frequenz der ternären Symbole, also 52,5 MHz) zu verwirklichen, welcher Einstellbereich aufgrund der Entwurfsformeln (2)–(5) bei dieser Widerstandsänderung theoretisch erzielbar ist, und dennoch die Amplitude- und Phasenabweichungen im Ganzen zu entzerrenden Frequenzband innerhalb akzeptierbaren Grenzen zu halten. 25

Fig. 3 zeigt wie das einstellbare Glied 9 des entzerrenden Verstärkers 2 in Figur 1 nach der Erfindung ausgebildet werden kann, wenn dieser entzerrende Verstärker 2 auf dieselbe Art und Weise eingerichtet ist wie im Beispiel nach Fig. 2.

Das einstellbare Glied 9 in Figur 3 enthält drei Kanäle 17, 18, 19 zwischen dem Eingang 20 und dem Ausgang 21. Ebenso wie in Figur 2 werden die digitalen Signale dem festen Glied 7 in Form eines Stromes I entnommen. Dieser Strom I wird in einem Regelement 22 in einen Strom aI und einen Strom $(1-a)I$ aufgeteilt, wobei der kontinuierlich veränderliche Parameter a zwischen den Werten 0 und 1 liegt und mit Hilfe des vom Einstellkreis in Figur 1 herrührenden Einstellsignals eingestellt werden kann. Seinerseits wird der Strom aI in einem Regelement 23 in einen Strom a^2I und einen Strom $a(1-a)I$ aufgeteilt. Der vom Regelement 23 herrührende Strom a^2I wird im Kanal 19 einer Impedanz Z_2 zugeführt und wird danach mit dem ebenfalls vom Regelement 23 herrührenden Strom $a(1-a)I$ kombiniert. Der aus dieser Kombination hervorgehende Strom aI wird im Kanal 18 einer Impedanz Z_1 zugeführt und wird danach mit dem vom Regelement 22 herrührenden Strom $(1-a)I$ kombiniert. Der aus dieser Kombination hervorgehende Strom I wird zum Schluss im Kanal 17 einer Impedanz Z_0 zugeführt. Infolge der Ströme I , aI , a^2I treten an den Impedanzen Z_0 , Z_1 , Z_2 in den Kanälen 17, 18, 19 die Spannungen V_0 , V_1 bzw. V_2 auf, die durch die nachstehenden Gleichungen gegeben sind: 30

$$V_0 = IZ_0 \quad V_1 = aIZ_1 \quad V_2 = a^2IZ_2 \quad (7)$$

Die digitalen Signale werden dann dem festen Glied 8 in Form einer Spannung V zugeführt, die am einstellbaren Glied 9 des Stromes I des festen Gliedes 7 auftritt, welche Spannung V gegeben wird durch:

$$V = V_0 + V_1 + V_2 = I(Z_0 + aZ_1 + a^2Z_2) \quad (8)$$

Auch in Figur 3 ist das einstellbare Glied 9 folglich als eine Impedanz $Z = V/I$ wirksam, die aufgrund der Formel (8) der nachfolgenden Beziehung entspricht: 10

$$Z = Z_0 [1 + a(Z_1/Z_0) + a^2(Z_2/Z_0)] \quad (9)$$

Andererseits soll die gewünschte Übertragungskennlinie des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 3 wieder der in der Formel (1) gegebenen Beziehung entsprechen, die wie folgt neu geschrieben werden kann: 15

$$Z(\omega) = C \exp [aA(1+j) \sqrt{\omega/\omega_N}] \quad (10)$$

mit Hilfe der Gleichung: 20

$$k = aA/\sqrt{\omega_N} \quad (11)$$

wobei A die Grösse des gewünschten Einstellbereiches für die Dämpfung bei der Nyquist-Frequenz ω_N ist.

Bei dieser erfindungsgemässen Ausführungsform bildet die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 nach der Formel (9) nun eine ziemlich gute Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (10), und zwar dadurch, dass die Übertragungskennlinie der Kanäle 17, 18, 19 dem ersten, zweiten bzw. dritten Glied aus der Reihenentwicklung dieser Übertragungskennlinie nach Potenzen des Argumentes der exponentiellen Funktion in der Formel (10) annähernd gleich ist. Dadurch, dass diese Reihenentwicklung nach dem dritten Glied abgebrochen wird, wird der gewünschten Übertragungskennlinie $Z(\omega)$ nach der Formel (10) durch die nachfolgende Beziehung angenähert: 25

$$Z(\omega) = C [1 + aA(1+j) \sqrt{\omega/\omega_N} + a^2A^2j \omega/\omega_N] \quad (12)$$

Die Übertragungskennlinie der Kanäle 17, 18, 19 wird durch V_0/I , V_1/I , V_2/I und folglich aufgrund der Formel (7) und (8) durch das erste, zweite bzw. dritte Glied der Formel (9) für die Impedanz Z gegeben. Wenn nun die Impedanzen Z_0 , Z_1 , Z_2 in den Kanälen 17, 18, 19 derart gewählt werden, dass: 30

$$Z_0 = C \quad (13)$$

$$Z_1/Z_0 = A(1+j) \sqrt{\omega/\omega_N} \quad (14)$$

$$Z_2/Z_0 = A^2j \omega/\omega_N \quad (15)$$

ist die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 3 nach der Formel (9) gleich der Übertragungskennlinie nach der Formel (12) und folglich ebenfalls eine ziemlich gute Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (10).

Wenn weiter die Konstante C in den Formeln (10) und (12), ebenso wie im Beispiel nach Figur 2, einem Widerstand R gleichgesetzt wird, können die Formeln (13) bis (15) wie folgt geschrieben werden: 35

$$Z_0 = R \quad (16)$$

$$Z_1 = A(1+j) \sqrt{\omega/\omega_N} R = \sqrt{j \omega (2A^2R^2/\omega_N)} \quad (17)$$

$$Z_2 = A^2j(\omega/\omega_N) R = j \omega (A^2R/\omega_N) \quad (18)$$

Aus diesen Formeln geht hervor, dass die Impedanzen Z_0 und Z_2 auf einfache Weise als Widerstand R und eine Spule mit einer Induktivität A^2R/ω_N ausgebildet werden können. Weiter stellt es sich heraus, dass die Impedanz Z_1 der charakteristischen Impedanz eines Kabels entspricht, dessen Widerstand und Kapazität pro Meter Null sind und wobei der Quotient aus Induktanz und Konduktanz pro Meter gleich $2A^2R^2/\omega_N$ ist. Einer derartigen passiven Impedanz Z_1 kann durch eine Anzahl RL-Netzwerke mit Hilfe bekannter Optimierungstechniken möglichst gut angenähert werden. Für das betrachtete Beispiel hat es sich in der Praxis gezeigt, dass eine Ausbildung der Impedanz Z_1 , wie in Figur 4 dargestellt, bereits zu einer Annäherung der Impedanz Z_1 entsprechend der Formel (17) führt, die für das ganze zu entzerrende Frequenzband genügend genau ist. Diese Impedanz Z_1 wird in Figur 4 durch die Reihenschaltung aus zwei RL-Netzwerken 24, 25 gebildet, die je eine Parallelschaltung einer Spule 26, 27 und eines Widerstandes 28, 29 enthalten.

Auch die Regelelemente 22 und 23 zum Aufteilen eines Stromes in zwei Ströme mit einem Verhältnis $a:(1-a)$ können auf bekannte Weise ausgebildet werden. Figur 5 zeigt ein einfaches Beispiel einer möglichen Ausführungsform des Regelelementes in Figur 3. Dieses Regelelement 22 in Figur 5 enthält zwei Transistoren T_1, T_2 , deren Emittierelektroden miteinander verbunden sind und deren Basiselektroden über zwei gleiche Widerstände 30, 31 an den Ausgang des Einstellkreises 5 in Figur 1 angeschlossen sind. Infolge einer Einstellspannung V_e , die von diesem Einstellkreis 5 herrührt, wird der den miteinander verbundenen Emittierelektroden der Transistoren T_1, T_2 zugeführte Strom I in einen Strom aI über den Transistor T_1 und einen Strom $(1-a)I$ über den Transistor T_2 aufgeteilt. Mit den nun verfügbaren Transistoren weicht der praktische Einstellbereich für den kontinuierlich veränderlichen Parameter a nicht spürbar vom theoretischen Einstellbereich mit den Grenzen $a = 0$ und $a = 1$ ab. Der Zusammenhang zwischen der Einstellspannung V_e und dem Parameter a ist nicht linear. Falls erwünscht, kann dieser Zusammenhang mit einer Hilfsschaltung linearisiert werden, aber für den betreffenden Gebrauch ist dieser nicht-lineare Zusammenhang nicht von Bedeutung, da das einstellbare Glied 9 einen Teil einer Regelschleife (siehe Figur) bildet und die Einstellspannung V_e unmittelbar von den Signalen abhängig ist, die über das einstellbare Glied 9 übertragen werden. Für das betrachtete Beispiel kann der Einfluss von parasitären Elementen auf das Regelelement in Figur 5 in der Praxis völlig vernachlässigt werden, da bei den nun verfügbaren Transistoren mit einem Stromverstärkungsbandbreitenprodukt von einigen GHz der Einfluss von parasitären Reaktanzen der Transistoren T_1, T_2 in Figur 5 erst spürbar ist für Frequenzen, die weit über dem zu entzerrenden Frequenzband liegen.

Der Einfluss der übrigen parasitären Elemente auf das einstellbare Glied 9 in Figur 3 kann auf einfache Weise berücksichtigt werden. Diese parasitären Elemente werden hauptsächlich durch parasitäre Kapazitäten der Impedanzen Z_0, Z_1, Z_2 gebildet. Die Folge einer derartigen parasitären Impedanz Z_p parallel zu der Reihenschaltung der Impedanzen Z_0, Z_1 und Z_2 ist eine Spannung V' am Ausgang 21, die gegeben wird durch:

$$V' = VZ_p/(Z_0 + Z_1 + Z_2 + Z_p) \quad (19)$$

wobei die Spannung V am Ausgang 21 ohne diese parasitäre Impedanz Z_p durch die Formel (8) gegeben wird. Auf gleiche Weise ist die Folge einer parasitären Impedanz Z_q parallel zu der Reihenschaltung der Impedanzen Z_1 und Z_2 eine Spannung V'' am Ausgang 21, die gegeben wird durch:

$$V'' = V_0 + (V_1 + V_2) Z_q/(Z_1 + Z_2 + Z_q) \quad (20)$$

wobei die Spannungen V_0, V_1, V_2 an den Impedanzen Z_0, Z_1, Z_2

beim Fehlen dieser parasitären Impedanz Z_q durch die Formeln (7) gegeben werden.

Aus den Formeln (19) und (20) geht hervor, dass der Einfluss derartiger parasitärer Impedanzen nicht von dem Wert des kontinuierlich veränderlichen Parameters a abhängig ist. Der Einfluss der Impedanz Z_p kann auf einfache Weise beim Entwurf der festen Glieder 7, 8 berücksichtigt werden, während der Einfluss der Impedanz Z_q bei einer kombinierten Optimierung einer Annäherung für die Impedanzen Z_1, Z_2 berücksichtigt werden kann.

Im Vergleich zum bekannten Entzerrerglied in Figur 2 bietet das auf diese Weise erhaltene einstellbare Entzerrerglied nach Figur 3 zwei wichtige Vorteile: erstens eine gut geordnete Struktur mit mehr Freiheitsgraden, wodurch der Entwurf vereinfacht wird und dennoch ein grösserer theoretischer Einstellbereich erhalten werden kann, und zweitens ein viel geringere Empfindlichkeit gegen parasitäre Elemente, wodurch die Unterschiede zwischen der wirklichen Übertragungskennlinie und ihren Entwurfsformeln und die Unterschiede zwischen dem praktisch erzielbaren und dem theoretischen Einstellbereich wesentlich verringert werden, während weiter die obere Grenze des zu entzerrenden Frequenzbandes nach höheren Frequenzen verlegt werden kann.

Wie bereits für das anhand der Figur 1 und Figur 2 erläuterte Beispiel erwähnt wurde, ist es äusserst schwierig, einen Einstellbereich von 12 dB für die Dämpfung bei der Nyquist-Frequenz zu verwirklichen und dennoch die Amplituden- und Phasenabweichungen in dem ganzen zu entzerrenden Frequenzband innerhalb akzeptierbarer Grenzen zu halten, wenn das bekannte einstellbare Entzerrerglied nach Figur 2 angewandt wird. Wenn jedoch in diesem Beispiel das einstellbare Entzerrerglied nach Figur 3 verwendet wird, stellt es sich in der Praxis heraus, dass ein gleicher Einstellbereich von 12 dB leicht verwirklichtbar ist und die Abweichungen viel kleiner sind als bei Verwendung des bekannten Entzerrergliedes nach Figur 2, aber auch stellt es sich dann heraus, dass für akzeptierbare Abweichungen derselben Grössenordnung wie im Falle nach Figur 2 ein Einstellbereich von 30 dB für die Dämpfung bei der Nyquist-Frequenz verwirklicht werden kann.

In der bisher gegebenen Erläuterung der Figur 3 ist die Impedanz Z_0 im Kanal 17 einem Widerstand R gleich gesetzt worden. Dies ist jedoch nicht notwendig und in manchen Fällen kann es sogar Vorteile bieten, wenn die Impedanz Z_0 im Kanal 17 eine komplexe Impedanz ist.

Ein erster Vorteil geht aus einer Betrachtung der Dämpfung des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 2 und Figur 3 als Funktion der Frequenz ω hervor. Wenn das Widerstandselement 16 in Figur 2 auf den Wert R eingestellt ist, ist die Dämpfung des einstellbaren Gliedes 9 von der Frequenz ω abhängig; denn in diesem Fall ist $x = 1$ und folglich nach der Formel (3) ist der Einstellparameter $r = 0$, so dass die Impedanz Z nach den Formeln (2) und (4) gleich R ist. Weiter folgt aus der Formel (2), dass das einstellbare Glied 9 in Figur 2 einen doppelseitigen Charakter hat, wobei der Einstellbereich der Dämpfung in bezug auf die konstante Dämpfung für $r = 0$ sogar symmetrisch ist, denn Ersatz von r durch $-r$ in der Formel (2) ergibt gerade die reziproke Impedanz Z . Wenn die Impedanz Z_0 im Kanal 17 aus Figur 3 einem Widerstand R entspricht und der Einstellparameter $a = 0$ gemacht wird, ist die Dämpfung des einstellbaren Gliedes 9 zwar auch von der Frequenz ω unabhängig, aber aus der Formel (9) folgt, dass für $Z_0 = R$ das einstellbare Glied 9 in Figur 3 einen einseitigen Charakter hat, wobei der ganze Einstellbereich der Dämpfung auf einer Seite der konstanten Dämpfung für $a = 0$ liegt.

Wenn jedoch die Impedanz Z im Kanal 17 nach Figur 3 eine komplexe Impedanz ist mit einer derartigen Abhängigkeit von der Frequenz ω , dass, insbesondere bei der Nyquist-Frequenz, die Dämpfung für $a = 0$ um den halben Dämpfungseinstellbe-

reich von der konstanten frequenzunabhängigen Dämpfung abweicht, liegt der Dämpfungseinstellbereich auf beiden Seiten dieser konstanten Dämpfung und hat folglich das einstellbare Glied 9 in Figur 3 ebenfalls einen doppelseitigen Charakter. Für das betrachtete Beispiel kann dies in guter Annäherung dadurch erreicht werden, dass die Impedanz Z_0 nach Figur 6 einen Widerstand 32 aufweist, der durch die Reihenschaltung aus einem Widerstand 33 und einem Kondensator 34 überbrückt wird, und dass die Zeitkonstanten auf geeignete Weise gewählt werden. Selbstverständlich müssen dann die Impedanzen Z_1 und Z_2 nach den Formeln (14) und (15) und nicht nach den Formeln (17) und (18) ausgebildet werden.

Ein zweiter Vorteil geht aus einer Betrachtung der Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 2 und Figur 3 nach den Formeln (2) und (9) hervor. Für eine Verwirklichung mit passiven Elementen ist es ja erforderlich, dass der reelle Teil dieser Impedanz Z nicht kleiner als Null ist. Aus der Formel (2) folgt dann die Beschränkung, dass der Absolutwert von rT^2 kleiner als 1 sein muss, aber aus der Formel (9) folgt keine derartige Beschränkung. Wenn nun die Impedanz Z_0 im Kanal 17 eine komplexe Impedanz ist, gilt die genannte Anforderung am reellen Teil wohl für die Impedanzen selbst aber nicht für jedes der Impedanzverhältnisse Z_1/Z_0 und Z_2/Z_0 in der Formel (9), wodurch zusätzliche Freiheitsgrade beim Entwurf des einstellbaren Gliedes 9 nach Figur 3 erhalten werden.

Die beschriebene Methode zur Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (1) und (10) kann auf eine gewünschte Übertragungskennlinie allgemeinerer Form ungeändert angewandt werden, die gegeben wird durch:

$$Z(\omega) = C [\exp kf(\omega)] \tag{21}$$

Wenn die Anzahl Glieder in der Reihenentwicklung nach Potenzen des Argumentes der exponentiellen Funktion in der Formel (21) und folglich auch die Anzahl Kanäle des einstellbaren Gliedes 9 in der Figur 3 gleich $(N+1)$ ist, wobei N eine fest gewählte natürliche Zahl ist, wird der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (21) angenähert durch die Beziehung:

$$Z(\omega) = C \sum_{n=0}^N [kf(\omega)]^n/n! \tag{22}$$

und die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 in Figur 3 nach Analogie der Formel (9) gegeben durch die Beziehung:

$$Z = Z_0 \sum_{n=0}^N a^n (Z_n/Z_0) \tag{23}$$

Wenn nun wieder $Z_0 = C$ gewählt wird (siehe Formel (13)) und die Impedanzen Z_n derart gewählt werden, dass

$$Z_n/Z_0 = [kf(\omega)]^n/(n!a^n) \tag{24}$$

ist die Impedanz Z des einstellbaren Gliedes 9 nach der Formel (23) gleich der Übertragungskennlinie nach der Formel (22) und folglich ebenfalls eine ziemlich gute Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (21).

Bei dieser Generalisierung soll die Anforderung zur Verwirklichung der Impedanz Z_n berücksichtigt werden, dass ihr reeller Teil nicht kleiner als Null sein darf, so dass immer gilt:

$$-(\pi/2) \leq \text{Arg } Z_n \leq (\pi/2) \tag{25}$$

Andererseits muss $\text{Arg } Z_n$ aufgrund der Formel (24) der nachfolgenden Beziehung entsprechen:

$$\text{Arg } Z_n = \text{Arg } Z_0 + n \text{Arg } f(\omega), n \in |N_0| \tag{26}$$

Wenn nun die Impedanz Z_0 ein Widerstand R ist (siehe Formel 16), ist $\text{Arg } Z_0 = 0$, so dass aufgrund der Formeln (25) und (26) die nachfolgende Beschränkung für die Anzahl Glieder und Kanäle gilt:

$$n \leq (\pi/2) / |\text{Arg } f(\omega)| \tag{27}$$

In dem Beispiel nach Figur 2 und Figur 3 ist die Erläuterung gegeben für:

$$f(\omega) = (1+j)\sqrt{\omega} \tag{28}$$

so dass $\text{Arg } f(\omega) = \pi/4$ ist und n in diesem Fall höchstens 2 sein kann und somit das einstellbare Glied 9 in Figur 3 höchstens 3 Kanäle enthalten darf.

Auch hier stellt es sich heraus, dass die Wahl einer komplexen Impedanz Z_0 im Kanal 17 nach Figur 3 Vorteile bieten kann. Denn wenn diese Impedanz Z_0 derart gewählt wird, dass ausserdem $\text{Arg } Z_0$ und $\text{Arg } f(\omega)$ ein entgegengesetztes Vorzeichen aufweisen, wird aufgrund der Formeln (25) und (26) ein grösserer Wert von n gefunden als der Wert nach der Formel (27), wodurch der gewünschten Übertragungskennlinie besser angenähert werden kann.

Wenn für eine vorgeschriebene Genauigkeit der Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (21) ein bestimmter Wert N notwendig ist in der Formel (22), aber dieser Wert N aufgrund der genannten Anforderungen für die praktische Verwirklichung der Impedanzen Z_n nicht in der Formel (23) verwendet werden darf, kann versucht werden, die Reihe in der Formel (22) durch das Produkt zweier Faktoren zu ersetzen, die aus Reihen niedrigerer Ordnung bestehen und die wohl entsprechend der Formel (23) verwirklicht werden können. Wenn beispielsweise der Wert N in der Formel (23) nicht verwendet werden darf, aber der Wert $N/2$ wohl erlaubt ist, kann der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (21) angenähert werden durch die Beziehung:

$$Z(\omega) = C \sum_{n=0}^{N/2} [kf(\omega)/2]^n/n! \sum_{n=0}^{N/2} [kf(\omega)/2]^n/n! \tag{29}$$

Jeder der beiden gleichen Faktoren der Formel (29) kann dann mit Hilfe eines einstellbaren Gliedes nach Figur 3 verwirklicht werden. Diese einstellbaren Glieder werden kaskadenschaltet, wobei die Spannung am ersten Glied als Steuersignal für die Stromquelle wirksam ist, die den Strom für das zweite Glied liefert. Für den Entwurf jedes der beiden Glieder werden die Formeln (23) und (24) verwendet, in denen jedoch nun N durch $N/2$ ersetzt wird, k durch $k/2$ ersetzt wird und weiter $Z_0 = \sqrt{C}$ gewählt wird.

Mit der Annäherung nach der Formel (29) ist die Gesamtabweichung für die beiden kaskadengeschalteten Glieder höchstens gleich der Summe der Abweichungen für die einzelnen Glieder. In Hinblick auf die Art und Weise, wie die Abweichung vom veränderlichen Parameter abhängig ist, kann die vorgeschriebene Genauigkeit die Annäherung nach der Formel (22) auch mit der Annäherung nach der Formel (29) erreicht werden, worin ja der Wert des veränderlichen Parameters die Hälfte von dem in der Formel (22) ist. Wenn ausserdem die Optimierung der Annäherung für die Impedanzen in den einzelnen Gliedern derart kombiniert wird, dass eine Abweichung für das eine Glied immer mit einer Abweichung im entgegengesetzten Sinne für das andere Glied einhergeht, kann

die Gesamtabweichung für die beiden kaskadengeschalteten Glieder noch weiter verringert werden.

In der obenstehenden Beschreibung ist die Methode zur Annäherung einer gewünschten Übertragungskennlinie immer anhand eines einstellbaren Netzwerkes erläutert worden, dem ein Strom zugeführt wird und dem eine Spannung entnommen wird, so dass die Übertragungskennlinie dieses Netzwerkes die Dimension einer Impedanz hat. Dieselbe Annäherungsmethode kann jedoch auch in Netzwerken angewandt werden, deren Übertragungskennlinie die Dimension einer Admittanz hat oder dimensionslos ist. Ein Beispiel der Anwendung der betreffenden Methode im letzteren Fall wird anhand der Figur 7 erläutert.

Ebenso wie in Figur 3 enthält das einstellbare Netzwerk in Figur 7 drei Kanäle 37, 38, 39 zwischen dem Eingang 40 und dem Ausgang 41. Die Signale werden jedoch in Figur 7 dem Eingang 40 in Form einer Spannung V_1 zugeführt. Diese Spannung V_1 wird in einem Regelement 42 mit einem kontinuierlich veränderlichen Parameter a multipliziert, so dass am Ausgang des Regelementes 42 eine Spannung aV_1 auftritt. Ihrerseits wird die Spannung aV_1 in einem Regelement 43 mit demselben Parameter a multipliziert, so dass am Ausgang des Regelementes 43 die Spannung a^2V_1 auftritt. Diese Regelemente 43, 42 können auf bekannte Weise als Zwei-Quadrantenmultiplizierer ausgebildet werden, wobei der kontinuierlich veränderliche Parameter a mit Hilfe eines Einstellsignals am Eingang 44 eingestellt werden kann. Im Gegensatz zum Beispiel nach Figur 3, in der die Regelemente 22, 23 einen Strom in zwei Ströme mit einem Verhältnis $a:(1-a)$ aufteilen, kann der Parameter a in Figur 7 auch Werte grösser als 1 annehmen.

Die Spannungen V_1 , aV_1 , a^2V_1 werden in den Kanälen 37, 38, 39 Admittanzen Y_0 , Y_1 , Y_2 zugeführt, die zusammen an einem Operationsverstärker 45 mit einer Admittanz Y zwischen dem Ausgang und dem Eingang angeschlossen sind. Infolge der Spannung V_1 am Eingang 40 tritt dann am Ausgang 41 eine Spannung V_2 auf, die gegeben wird durch:

$$V_2 = -(1/Y)[Y_0 + aY_1 + a^2Y_2] V_1 \quad (30)$$

Das Netzwerk nach Figur 7 hat folglich eine Übertragungskennlinie $H = V_2/V_1$, wobei H aufgrund der Formel (30) der nachfolgenden Beziehung entspricht:

$$H = -(Y_0/Y)[1 + a(Y_1/Y_0) + a^2(Y_2/Y_0)] \quad (31)$$

Im Falle von $(N+1)$ -Kanälen kann die Formel (31) generalisiert werden zu der Beziehung:

$$H = -(Y_0/Y) \sum_{n=0}^N a^n (Y_n/Y_0) \quad (32)$$

Nach Analogie der Formel (21) hat die gewünschte Übertragungskennlinie die Formel

$$H(\omega) = C[\exp kf(\omega)] \quad (33)$$

und ihre Annäherung mit $(N+1)$ -Gliedern wird nach Analogie der Formel (22) gegeben durch:

$$H(\omega) = C \sum_{n=0}^N [kf(\omega)]^n / n! \quad (34)$$

Wenn nun das Admittanzverhältnis Y_0/Y gleich C gewählt wird und die Admittanzen Y_n derart gewählt werden, dass:

$$(Y_n/Y_0) = [kf(\omega)]^n / n! a^n \quad (35)$$

ist die Übertragungskennlinie des einstellbaren Netzwerkes in Figur 7 nach der Formel (32), abgesehen vom Vorzeichen, gleich der Übertragungskennlinie nach der Formel (34) und folglich eine ziemlich gute Annäherung der gewünschten Übertragungskennlinie nach der Formel (33).

Wenn die Formeln (32)–(35) mit den Formeln (21)–(24) verglichen werden, stellt es sich heraus, dass trotz der Unterschiede in der Ausbildung zwischen den einstellbaren Netzwerken nach Figur 3 und Figur 7 die betreffende Annäherungsmethode in beiden Fällen auf dieselbe Art und Weise angewandt wird.

Wie auch aus dem Obenstehenden hervorgehen dürfte, sind viele verschiedene Ausführungen des betreffenden einstellbaren Netzwerkes möglich. So zeigt beispielsweise Figur 8 ein einstellbares Netzwerk mit derselben Übertragungskennlinie wie das in Figur 7 aber mit einer Ausführungsform, die dem Netzwerk nach Figur 3 weitgehend entspricht. Entsprechende Elemente sind in Figur 7 und Figur 8 mit denselben Bezugszeichen angegeben.

In Figur 8 enthält jeder Kanal 37, 38, 39 eine durch die Spannung V_1 am Eingang 40 gesteuerte Stromquelle in Form eines Transistors T_0 , T_1 , T_2 mit einer Admittanz Y_0 , Y_1 , Y_2 im Emitterkreis. Infolge der Spannung V_1 treten in den Kanälen 37, 38, 39 die Ströme $-Y_0V_1$, $-Y_1V_1$ bzw. $-Y_2V_1$ auf. Der Strom $-Y_2V_1$ im Kanal 39 wird im Regelement 46 aufgeteilt in einen Strom $-(1-a)Y_2V_1$, der nicht weiter benutzt wird, und einen Strom $-aY_2V_1$, der mit dem Strom $-Y_1V_1$ im Kanal 38 kombiniert wird. Der kombinierte Strom $-(Y_1 + aY_2)V_1$ wird seinerseits im Regelement 47 aufgeteilt in einen Strom $-(1-a)(Y_1 + aY_2)V_1$, der nicht weiter benutzt wird, und einen Strom $-a(Y_1 + aY_2)V_1$, der mit dem Strom $-Y_0V_1$ im Kanal 37 kombiniert wird. Der sich aus dieser letzten Kombination ergebende Strom $-(Y_0 + aY_1 + a^2Y_2)V_1$ wird einer Admittanz Y zugeführt, wodurch am Ausgang 41 eine Spannung V_2 auftritt, die ebenso wie in Figur 7 durch die Formel (30) gegeben wird. Die Netzwerke von Figur 7 und Figur 8 haben also beide die Übertragungskennlinie nach der Formel (31). Dagegen sind die Regelemente 46, 47 in Figur 8 von demselben Typ wie die in Figur 3 und können nach Figur 5 ausgebildet werden.

Praktische Erwägungen entscheiden, welche Ausbildung des betreffenden einstellbaren Netzwerkes für eine bestimmte Anwendung bevorzugt wird. Wenn beispielsweise die Ausführungsform nach Figur 3 und Figur 8 miteinander verglichen werden, soll für einen richtigen Vergleich die Stromquelle 13 in Figur 3 als Bestandteil des einstellbaren Gliedes 9 betrachtet und ebenfalls als gesteuerte Stromquelle in Form eines Transistors mit einer Admittanz im Emitterkreis ausgebildet werden. Sogar dann wird die Ausführungsform nach Figur 3 gegenüber der nach Figur 8 bevorzugt, u. a., weil in Figur 8 zwei Transistoren mehr notwendig sind und nur einer der beiden Ströme, die von einem Regelement 46, 47 herrühren, effektiv benutzt wird.

Wie bereits erwähnt, kann es für bestimmte Anwendungen günstig sein, eine Anzahl einstellbarer Netzwerke in Kaskade zu schalten. Wenn diese Netzwerke als Bode-Netzwerke ausgebildet sind (siehe z. B. Figur 2), führt eine direkte Kaskadenschaltung zu einer Wechselwirkung zwischen den Netzwerken infolge einer Fehlanpassung, so dass für ein einwandfreies Funktionieren Trennverstärker zwischen aufeinanderfolgenden Bode-Netzwerken notwendig sind. Ein wesentlicher praktischer Vorteil der betreffenden einstellbaren Netzwerke (siehe z. B. Figur 7 und Figur 8) ist, dass sie unmittelbar in Kaskade geschaltet werden können, ohne dass Trennverstärker für ein einwandfreies Funktionieren notwendig sind.

FORMELBLATT

$$Z(\omega) = C \sum_{n=0}^N \frac{[kf(\omega)]^n}{n!} \quad (22)$$

$$\frac{Z_n}{Z_0} = \frac{[kf(\omega)]^n}{a^n \cdot n!} \quad (24)$$

$$-(\pi/2) \leq \text{Arg } Z_n \leq (\pi/2) \quad (25)$$

$$\text{Arg } Z_n = \text{Arg } Z_0 + n \text{Arg } f(\omega), \quad n \in \mathbb{N}_0 \quad (26)$$

$$n \leq (\pi/2) / |\text{Arg } f(\omega)| \quad (27)$$

$$Z(\omega) = C \sum_{n=0}^{N/2} \frac{[kf(\omega)/2]^n}{n!} \sum_{n=0}^{N/2} \frac{[kf(\omega)/2]^n}{n!} \quad (29)$$

$$(Y_n/Y_0) = \frac{[kf(\omega)]^n}{a^n \cdot n!} \quad (35)$$

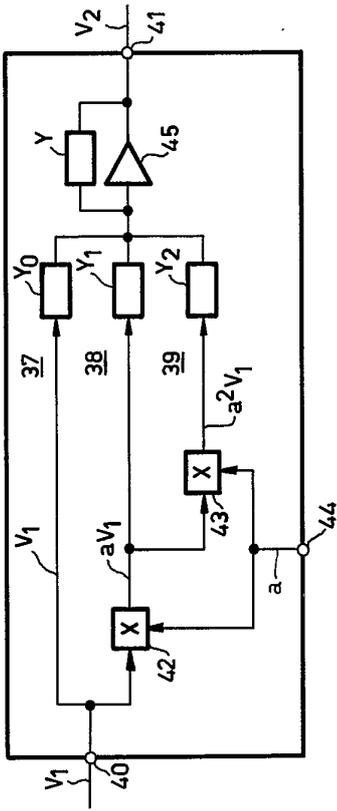


Fig. 7

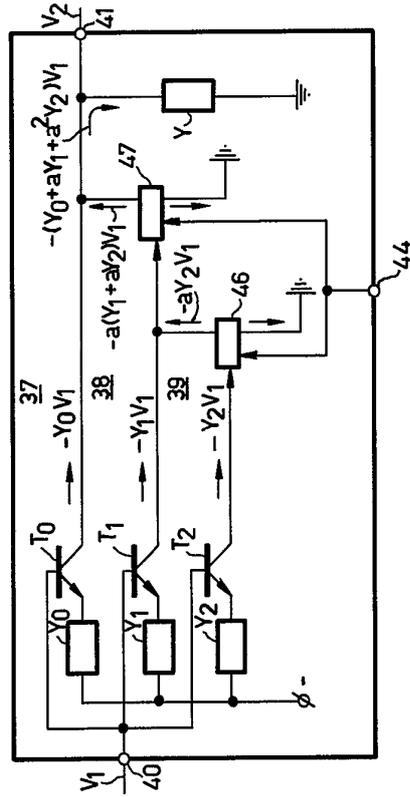


Fig. 8

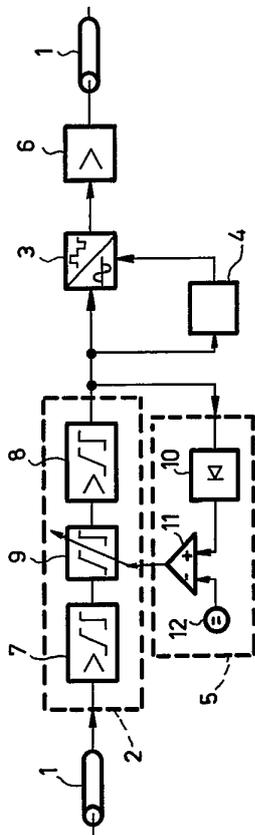


Fig. 1

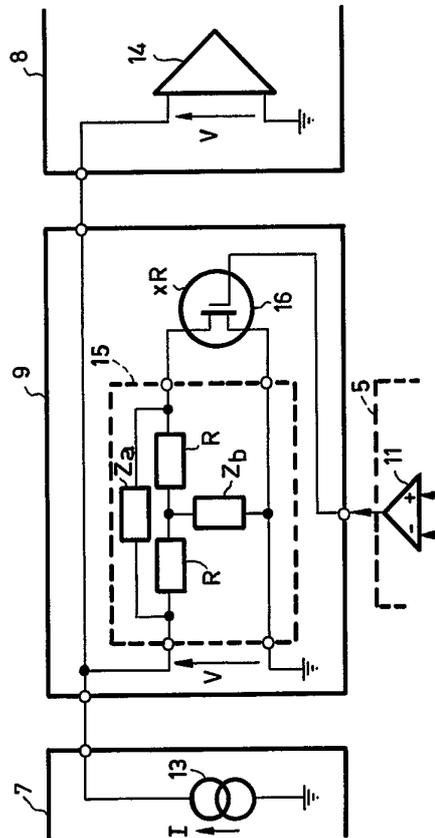


Fig. 2

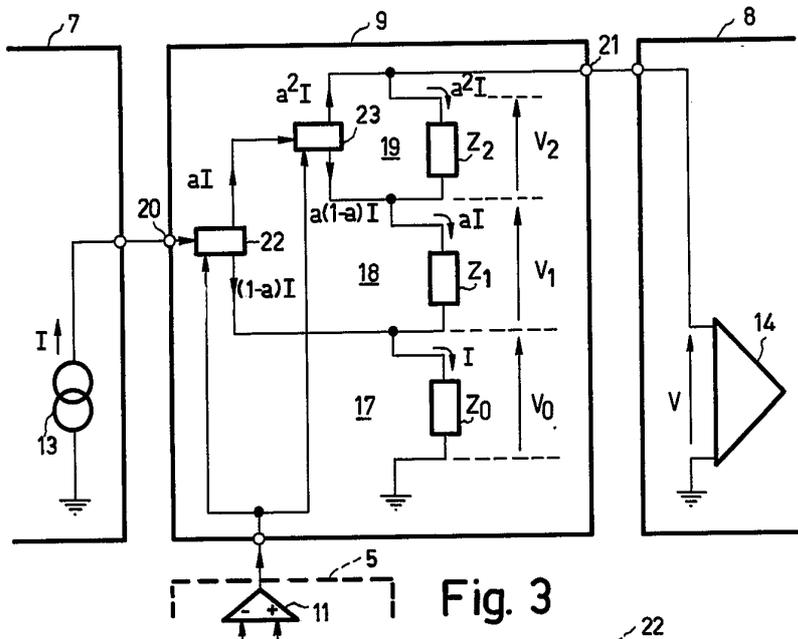


Fig. 3

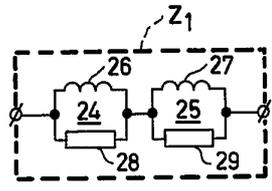


Fig. 4

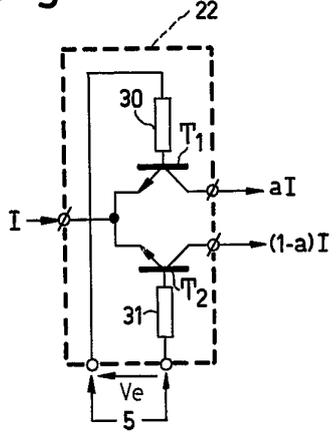


Fig. 5

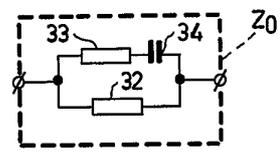


Fig. 6