



Republik
Österreich
Patentamt

(11) Nummer: **AT 394 294 B**

(12)

PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 4512/81

(51) Int.Cl.⁵ : **H04Q 1/18**
H04B 3/03

(22) Anmeldetag: 22.10.1981

(42) Beginn der Patentdauer: 15. 8.1991

(45) Ausgabetag: 25. 2.1992

(30) Priorität:

23.10.1980 US 199905 beansprucht.

(56) Entgegenhaltungen:

DE-OS2808737

(73) Patentinhaber:

ALCATEL AUSTRIA AKTIENGESELLSCHAFT
A-1210 WIEN (AT).

(54) SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR ZWEIDRAHT-VIERDRAHTUMSETZUNG, INSBESONDERE
TEILNEHMERANSCHLUSSSCHALTUNG

AT 394 294 B

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung, insbesondere Teilnehmeranschaltung zum Anschluß einer analogen, im Vollduplex betriebenen Fernsprechleitung an eine digitale Vermittlung, mit einem Analog-Digital-Wandler im Vierdraht-Empfangsweg und einem Digital-Analog-Wandler im Vierdraht-Sendeweg sowie mit digitalen Filtern, mit einstellbaren Koeffizienten, wobei die Schaltungsanordnung eine Widerstandsanpassung an die Teilnehmerleitung bewirkt.

Generell betrifft sie das Gebiet der Fernsprech-Teilnehmeranschlußschaltungen und der dazugehörigen Fernmeldeschaltungen, die eine Schnittstelle zwischen analogen Fernsprech-Verbindungsleitungen und einer digitalen Vermittlung bilden. Speziell bezieht sich die Erfindung auf eine digitale Teilnehmeranschlußschaltung, die eine automatische Anpassung des Scheinwiderstandes der mit einer elektronischen Gabelschaltung abgeschlossenen Fernsprechleitungen durchführt und auf die automatische Einstellung innerhalb der Gabelschaltung einer an die Fernsprechleitung angepaßten Impedanz ohne Verwendung diskreter Bauelemente und bei minimalem Leistungsverbrauch.

Bei bekannten Einrichtungen zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung ist das Problem der Scheinwiderstandsfehlanpassung in der Fernsprechzentrale zwischen den Teilnehmerleitungen oder Verbindungsleitungen und dem diese abschließenden Scheinwiderstand hinreichend bekannt. Eine solche Fehlanpassung verursacht schlechte Echodämpfungseigenschaften und Reflexionen oder Echos aufgrund der unzureichenden Arbeitsweise der Zweidraht-Vierdraht-Gabelschaltung, die, um ideal funktionieren zu können, verlangt, daß der Leitungs-Scheinwiderstand und der Abschluß-Scheinwiderstand nach Betrag und Phase über die Bandbreite des Fernsprechkanals gleich sind. Passive feste Abschluß-Scheinwiderstände stellen einen Kompromiß dar, abgesehen von einer spezifischen Frequenz, weil ein solcher Kompromiß-Scheinwiderstand entweder eine Reihenschaltung oder eine Parallelschaltung eines Widerstands und eines Kondensators ist. Ein solch einfacher Scheinwiderstand ergibt eine unzureichende Anpassung an den Leitungs-Scheinwiderstand. Die Gabelschaltung, welche die Zweidraht-Vierdrahtumwandlung durchführt, ist abhängig von einer relativ engen Anpassung zwischen dem Scheinwiderstand der Leitung und dem Abschluß-Scheinwiderstand, und es ist eine gute Scheinwiderstandsanpassung über den interessierenden Frequenzbereich erforderlich, wenn die Gabelschaltung optimale Eigenschaften haben soll. Eine Kompensation der Fehlanpassung wurde bei bekannten Gabelschaltungen mit Nachbildungs- oder Ergänzungsnetzwerken versucht, die ein Teil der Gabelschaltung sind und die bei einer vorgegebenen Leitung eine spezielle Auslegung der Gabelschaltung darstellen. Ein weiteres Problem, das auf der Scheinwiderstandsfehlanpassung am fernen Ende der Leitung beruht, entsteht, wenn dieses Ende in ungeeigneter Weise abgeschlossen ist. Eine unerwünschte Reflexion oder Echo kommt dann zum nahen Ende zurück. Falls der Abschluß-Scheinwiderstand am nahen Ende gleich dem Leitungsscheinwiderstand ist und falls die Gabelübergangsdämpfung gleich Null ist, hat die Schaltung am nahen Ende optimale Eigenschaften. Das Echo vom fernen Ende kann auch unter Verwendung der bekannten Echokompensationsverfahren minimiert werden.

Diese bekannte Echokompensation hängt davon ab, daß man das lokal ausgesendete Signal von vornherein kennt und daß man von einer nicht korrelierten Beziehung zwischen dem am nahen Ende ausgesendeten Signal und dem vom fernen Ende empfangenen Signal ausgeht.

Unter Verwendung der Technik der adaptiven Entzerrung, mit oder ohne Trainingssignale, kann der im beim nahen Ende empfangenen Signal enthaltene korrelierte Anteil des am fernen Ende reflektierten Signals regeneriert und von diesem örtlich empfangenen Signal subtrahiert werden.

An den adaptiven Entzerrer müssen hinsichtlich einer geeigneten Arbeitsweise gewisse Bedingungen gestellt werden. Der Entzerrer muß einen angemessenen Geräuschabstand haben, um eine Konvergenz zu ermöglichen, und er muß eine lineare Netzwerkcharakteristik haben. Es muß über das Frequenzband genügend Energie zur Verfügung stehen, damit korrekte Rückkopplungs-Steuersignale zur Einstellung der Koeffizienten des digitalen Filters möglich sind. Während des Entzerrungsvorgangs darf kein Übersprechen stattfinden. Die nächste und bedeutendste Schwierigkeit liegt darin, daß die örtliche digitale Fernsprechzentrale die mit analogen Teilnehmerleitungen zusammenarbeiten muß, nun Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer hinzufügen muß, um mit diesen Leitungen zusammenarbeiten zu können. Früher, bei analogen Fernsprechzentralen, waren keine Gabelschaltungen erforderlich.

Diese neuerdings eingeführten Schnittstellen in Form von Gabelschaltungen können Reflexionen oder unerwünschte Rückflußsignale bewirken. Da diese zusätzlichen Gabelschaltungen früher bei den analogen Vermittlungsstellen nicht vorhanden waren, ist die digitale Vermittlung möglicherweise in ihrer Leistung schwächer als ihre in Analog-Technik ausgeführte Vorgängerin, wenn man nicht die Eigenschaften der Gabelschaltung selbst verbessert.

Das Problem des Pfeifens oder, genauer ausgedrückt, der möglichen Instabilität des Netzes im Sinne von Nyquist ist das Ergebnis der unerwünschten Rückkopplung, die bei der Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung entsteht. Dadurch neigt das System zum Schwingen, wenn keine geeigneten Maßnahmen getroffen werden.

In klassischer Weise berücksichtigt der Dämpfungsplan diesen Zustand, in dem in vorgeschriebener Weise geeignete Dämpfungen verteilt über das Fernsprechnetze eingefügt werden und in dem vorgeschrieben ist, daß an den Stellen im Netzwerk, an denen eine Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung stattfindet, die Gabelübergangsdämpfung bestimmte Minimalkriterien erfüllen soll.

Früher wurden im Zusammenhang mit der Dämpfung, die in bestehende Netze eingefügt werden könnte, jene Vermittlungsstellen (oder Schaltungen), welche Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer verwendeten, betrachtet, nämlich

die Verbindungsleitungen. Für Ortsvermittlungsstellen in Analog-Technik, die keine Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer brauchen, war eine Dämpfung von Null erlaubt, und die zulässige Einfügungsdämpfung war und ist nur gleich einige Zehntel dB. Somit ist das Problem der Auslegung einer Ortsvermittlungsstelle in Digital-Technik mit äquivalenten Leistungseigenschaften in einer Umgebung von Analog-Technik durch den bestehenden Plan erschwert. Versuchsergebnisse zeigen, daß die Hinzufügung einer Dämpfung (4 dB) in der Ortsvermittlungsstelle zur Lösung dieses Problems lediglich dazu führt, daß die Betriebsgüte herabgesetzt wird, d. h., daß die Fernsprechteilnehmer die aufgrund der hinzugefügten Dämpfung herabgesetzten Leistungseigenschaften feststellen können. Automatische Entzerrer an sich sind auf dem Gebiet der digitalen Datenübertragung wohl bekannt, beispielsweise aus der US-PS 3 579 109 und aus der US-PS 3 984 789. Ein adaptiver digitaler Entzerrer ist in der US-PS 3 633 105 beschrieben und die US-PS 3 789 560 beschreibt einen adaptiven transversalen Entzerrer, der ein digitales Filter zweiten Grades im Zeit-Multiplexbetrieb verwendet.

Aus der DE-OS 2 808 737 ist eine Schnittstelleneinrichtung zwischen einem doppelt gerichteten Teilnehmerkanal mit Analogsignalen und einer digitalen Einrichtung, insbesondere Teilnehmerschaltung für Fernsprechanlagen mit digitalem Koppelfeld bekannt, bei der ein Analogsignale in Digitalsignale umwandelnder Coder vorgesehen ist, dessen Ausgang mit einer Dämpfungs-Einrichtung verbunden ist, die eine selektive Dämpfung des Ausgangssignals des Coders durch Subtraktion unerwünschter Signale in digitaler Form durchführt, wobei der Ausgang der Dämpfungs-Einrichtung mit der digitalen Einrichtung verbunden ist, ein die von der digitalen Einrichtung eintreffenden digitalen Signale in Analogsignale umwandelnder Decoder vorgesehen ist, dessen Ausgang mit einer Summierschaltung verbunden ist, über die das Analogsignal zum Teilnehmerkanal übertragen wird, und die dem Decoder zugeführten digitalen Signale parallel der Dämpfungseinrichtung zugeführt werden und als unerwünschte Signale vom Ausgangssignal des Coders subtrahiert werden.

Diese Teilnehmeranschlußschaltung enthält noch wesentliche Schaltkreise in Analogtechnik, wie z. B. das Analogfilter und die Summierschaltung, so daß nur ein Teil der gesamten Schaltung wirtschaftlich integrierbar ist.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, eine Schaltungsanordnung anzugeben, bei der eine weitgehend digitale Signalverarbeitung im Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer erfolgt, die eine Scheinwiderstandsanpassung an den Scheinwiderstand der Fernsprechleitung bewirkt, die eine Entkopplung und Entzerrung der von der Fernsprechleitung empfangenen Signale bewirkt und die in hochintegrierter Schaltungstechnik herstellbar ist.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß der eine Eingang einer digitalen Summierschaltung mit dem Ausgang des Analog-Digital-Wandlers im Vierdraht-Empfangsweg, der das von der Fernsprechleitung empfangene analoge Signal in ein zusammengesetztes Digitalsignal umwandelt, verbunden ist und der andere Eingang an den Ausgang eines ersten digitalen Filters geschaltet ist, dessen Filterkoeffizienten derart einstellbar sind, daß es eine Dämpfung um die Hälfte und eine Verzögerung bewirkt, die der Umlaufverzögerung des Digital-Analog-Wandlers entspricht, daß der Eingang des ersten digitalen Filters mit dem Ausgang der Digitalen Vermittlung verbunden ist, wobei durch Multiplikation des Eingangssignals mit den Koeffizienten ein dem unerwünschten, vom Sendesignal stammenden Anteil des Empfangssignals entsprechendes Signal am Ausgang des Filters bereitgestellt ist, daß der Ausgang der digitalen Vermittlung weiters mit dem Eingang eines zweiten digitalen Filters mit einstellbaren Filterkoeffizienten zur direkten Einstellung einer vorgegebenen Ausgangs-Impedanzkurve verbunden ist, daß der Ausgang dieses digitalen Filters über den Digital-Analog-Wandler mit einem Steilheitsverstärker verbunden ist, der einen Ausgangsscheinwiderstand von nahezu unendlich hat, und daß die Filterkoeffizienten in einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit bestimmt werden, die ihrerseits vom Betriebs-/Überwachungssystem entsprechenden Daten über die Übertragungseigenschaften der Fernsprechleitung erhält.

Die erfindungsgemäße Schaltung hat den Vorteil daß sie auf digitalem Weg die Ausgangsimpedanz zusammensetzt und somit als Ausgleichsschaltung arbeitet, wobei sie mit einer einfachen rekursiven Filterschaltung auskommt. Die digitale Teilnehmeranschlußschaltung verzichtet auf diskrete analoge Bauelemente. In einer hochintegrierten Schaltung werden die Funktionen der vollständigen elektronischen Gabelschaltung und der digitalen Scheinwiderstandsanpassung realisiert, und zwar ohne umfassende analoge Abgleichs- oder Einstellschaltkreise.

Gemäß einer Ausgestaltung der Erfindung bildet die Koeffizienten-Nachstelleinheit zusammen mit den digitalen Filtern jeweils einen automatischen Entzerrer.

Die Schaltung bildet für jede Übertragungsleitungscharakteristik einen Leitungsabschlußscheinwiderstand, der auf digitale Weise automatisch angepaßt wird.

Nach einer Weiterbildung der Erfindung ist der Analog-Digital-Wandler vorzugsweise ein Sigma-Delta-Codierer wie er bereits allgemein bekannt ist.

Nach einer Weiterbildung der Erfindung hat der Analog-Digital-Wandler ein erstes Vorfilter und ein erstes Nachfilter. Das Vorfilter dient zur Begrenzung seiner Eingangsbandbreite und das Nachfilter zur Einstellung einer gewünschten Rückkopplungs-Verstärkerkurve. Damit wird eine spektrale Faltung vermieden und außerdem der Geräuschabstand des Analog-Digital-Wandlers möglichst groß gehalten.

In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung enthält die Schaltung einen Rückkopplungsweg, der vom Ausgang des Analog-Digital-Wandlers auf den Eingang einer im Vierdraht-Sendeweg dem zweiten digitalen Filter vorgeschalteten zweiten digitalen Summierschaltung führt, die das Ausgangssignal des Analog-Digital-Wandlers

zu dem von der digitalen Vermittlung kommenden Sendesignal addiert wobei der Rückkopplungsweg einen Schalter aufweist. Der Leitungsabschlußscheinwiderstand der Fernsprechleitung (a, b-Adern) wird dadurch mittels einer digitalen Schleife über Codierweg, Rückkopplungsweg und Decodierweg gebildet.

5 Nach einer Weiterbildung der Erfindung sind das erste und das zweite digitale Filter rekursive digitale Filter mit maximal fünf Filterkoeffizienten. Derartige Filter sind in hochintegrierter Technik einfach herzustellen und stellen eine gute praktische Näherung der gewünschten Funktion dar. Sie benötigen eine wesentlich geringere Anzahl von Koeffizienten und führen somit gegenüber nichtrekursiven Strukturen zu einer erheblichen Vereinfachung der Schaltungskomplexität.

10 Eine weitere Ausbildung der Erfindung sieht vor, daß der Digital-Analog-Wandler ein zweites Vorfilter und ein zweites Nachfilter hat. Das Vorfilter dient zur Einstellung einer gewünschten Verstärkerkurve bei der Digital-Analog-Wandlung und das Nachfilter zur Herabsetzung von Quantisiereffekten. Dadurch wird das Rauschen, das infolge eines Fehlers bei der Annäherung an ein kontinuierliches analoges Ausgangssignal entsteht, vermindert.

15 Eine weitere Ausgestaltung der Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, daß die zur Anpassung an den Scheinwiderstand der Fernsprechleitung dienenden Filterkoeffizienten nachgestellt werden, während die Fernsprechleitung im Fernsprech-Betriebszustand ist und daß die nachgestellten Filterkoeffizienten bis zum nächsten Fernsprech-Betriebszustand gespeichert werden. Wenn die Filterkoeffizienten einmal eingestellt sind, müssen sie nur noch unter der Steuerung des Überwachungssystems in periodischen Zeitabständen überprüft werden, da irgendeine vorgegebene Fernsprechleistungscharakteristik sich normalerweise nicht von einem Tag zum nächsten ändert. Dies erlaubt es, daß die Koeffizienten-Nachstelleinheit von einer Vielzahl von Teilnehmeranschlußschaltungen im Zeitmultiplexbetrieb verwendet wird, so daß sich ihre Kosten auf eine Anzahl von Leitungen aufteilen.

Die Erfindung wird nun anhand der Zeichnungen beispielsweise näher erläutert. Es zeigen:

- 25 Fig. 1 eine bekannte elektronische Gabelschaltung,
- Fig. 2 eine Schnittstelleneinrichtung, gemäß der Erfindung,
- Fig. 3a das Prinzip der digitalen Einstellung eines Ausgangs-Scheinleitwerts,
- Fig. 3b ein vereinfachtes Blockschaltbild zur Scheinwiderstandsanpassung in einer digitalen Gabelschaltung,
- Fig. 4 ein Ausführungsbeispiel eines Steilheitsverstärkers,
- Fig. 5 das Prinzip der Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit eines automatischen rekursiven Entzerrers,
- 30 Fig. 6 ein Blockschaltbild eines verallgemeinerten digitalen Filters,
- Fig. 7 ein Blockschaltbild einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit für einen Entzerrer,
- Fig. 8 ein Blockschaltbild eines verallgemeinerten Zweidraht-Vierdraht-Umsetzers in digitaler Technik,
- Fig. 9 ein Blockschaltbild eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit gemäß der Erfindung,
- 35 Fig. 10 einen ersten Speicherteil der Nachstelleinheit nach Fig. 9,
- Fig. 11 einen zweiten Speicherteil der Nachstelleinheit nach Fig. 9,
- Fig. 12 ein Flußdiagramm des Filterkoeffizienten-Nachstellprozesses,
- Fig. 13 den gemäß der Erfindung verwendeten Multiplexer und
- Fig. 14 die Schnittstellenverbindungen zwischen der Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit nach Fig. 9 und dem
- 40 erfindungsgemäß verwendeten Multiplexer.

Die Fig. 1 zeigt, mit (10) bezeichnet, eine bekannte elektronische Gabelschaltung, die folgende Funktionen ausübt:

- 45 (1) Anpassung an den Eingangs-Scheinwiderstand der Leitung an ihren Anschlüssen (12 und 14), der in Fig. 1 als konzentrierter Scheinwiderstand Z_L (16) dargestellt ist;
- (2) Minimierung des unerwünschten Echosignals vom Sendeweg (1) durch Bereitstellung eines Kompensationssignals auf dem Sendeweg (2), derart, daß am Ausgang des Empfangsverstärkers (18) das Sendesignal reduziert oder minimiert ist. Die Gabelschaltung (10) arbeitet wie folgt:

50 Die Scheinwiderstände Z_8 (20), Z_L und Z_3 (22) und Z_4 (24) bilden eine Brückenschaltung, bei der ein Sendeverstärker (26) die Spannungsquelle darstellt und ein Empfangsverstärker (18) als das Null-Instrument wirkt. Wenn die Brücke abgeglichen ist, ist das Ausgangssignal des Empfangsverstärkers (18) gleich Null bei jedem Sendesignal. Gleichzeitig wird jedes an den Adern a und b erscheinende Signal am Ausgang des Verstärkers (18) empfangen. Somit sind unerwünschte Rückflüsse vom Sendesignal eliminiert, so daß die Gabelschaltung die Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung bewirkt. Der von Z_L gesehene Scheinwiderstand ist Z_8 und der dazu parallele Scheinwiderstand Z_1 (28). Wenn Z_1 viel größer als Z_8 ist, dann ist für die Übertragungsleitung der Leitungsabschlußwiderstand gleich Z_8 . In der Praxis ist Z_8 gleich einem festen Wert, typischerweise 900 Ohm in Reihe mit 2,2 Mikrofarad, Z_3 und Z_4 werden verändert oder so ausgewählt, daß der geeignete Abgleich stattfindet und

60 dadurch das unerwünschte Rückflußsignal minimiert wird.

Die Nachteile dieser Schaltung sind die folgenden:

- (1) Da Z_8 nicht bei allen Übertragungsleitungen gleich Z_L ist, ist die Rückflußdämpfung der Schaltung (10), die definiert ist durch:

$$\text{Rückflußdämpfung} = 20 \log_{10} \frac{Z_L + Z_8}{Z_L - Z_8} \quad (\text{Gl. 1})$$

nicht unendlich, was der optimale Wert zum Minimieren von Reflexionen von Signalen ist, die vom fernen Ende her empfangen werden.

- (2) Z_3 und Z_4 müssen auf einer Kompromißbasis, daß die Schaltung für unterschiedliche Leitungen geeignet ist, ausgewählt werden, oder Z_3 und Z_4 müssen manuell oder automatisch durch einen geeigneten Satz von Steuersignalen eingestellt werden. Diese Steuersignale aktivieren dann ein analoges Schaltnetzwerk, das geeignete Werte von Z_3 und Z_4 in die Schaltung einschaltet, entsprechend einem Regelungsprozeß.
- (3) Die Mehrzahl der in der Schaltung nach Fig. 1 dargestellten Scheinwiderstände sind komplexe Scheinwiderstände und verlangen daher sowohl Widerstände als auch Kondensatoren.
- (4) Die Schaltung nach Fig. 1 ist grundsätzlich analoger Art und eignet sich nicht zur Herstellung in kostengünstiger, verbrauchsgünstiger und hochintegrierter digitaler Technik.
- (5) Die Schaltung nach Fig. 1 erfordert teure, stabile und hochgenaue Bauelemente, damit sie während der Lebensdauer der Einrichtung, mit der zusammen sie verwendet wird, zuverlässig funktioniert.
- (6) Eingang und Ausgang der Vierdraht-Seite der Schaltung nach Fig. 1 sind die Decodierer und Codierer in dem in einem digitalen Vermittlungssystem verwendeten Codec. Somit muß die Teilnehmeranschlußschaltung für eine Vermittlungsstelle in digitaler Technik, um gut funktionieren zu können, einen eigenen Codec und eine eigene Gabelschaltung enthalten, zusätzlich zu den normalen Codec-Filtern.

Die Fig. 2 zeigt allgemein, mit (100) bezeichnet, ein Blockschaltbild einer digitalen Teilnehmeranschlußschaltung gemäß der Erfindung, wobei die Funktion einer Zweidraht-Vierdraht-Gabelschaltung unter Verzicht auf die früher verwendeten diskreten analogen Bauelemente ausgeführt ist. Auch die Schaltung (100) bildet für jede Übertragungsleitungscharakteristik einen Leitungsabschlußscheinwiderstand, der auf digitale Weise automatisch angepaßt wird. Diese Merkmale ermöglichen den Aufbau einer hochintegrierten (LSI) Schaltung, die die vollständigen Funktionen der elektronischen Gabelschaltung und der Scheinwiderstandsanpassung als Teil einer gesamten Codec-Funktion mit umfaßt, wobei diese Funktionen auf einem einzigen hochintegrierten Baustein (LSI) realisiert sind, ohne umfassende externe Abgleichs- oder Einstellschaltkreise in Analogtechnik. Dies ergibt eine leistungsgünstige Fernsprech-Teilnehmeranschlußschaltung mit niedrigem Leistungsverbrauch, hoher Dichte und hoher Zuverlässigkeit. Die Technik, auf der diese Schaltung beruht, wird nachstehend beschrieben.

Wenn bei Fig. 1 der Scheinwiderstand Z_8 exakt gleich dem Scheinwiderstand Z_L über den Bereich von Übertragungsleitungen, für den der Scheinwiderstand bestimmt ist, gemacht werden könnte, dann könnten die Scheinwiderstände Z_3 und Z_4 gleich Ohmschen Widerständen gemacht werden, und es gäbe keine Rückflußsignale und die Scheinwiderstandsanpassung wird derart exakt, daß die Rückflußdämpfung, wie oben beschrieben, maximal wäre. Die Schaltung nach Fig. 2 erreicht dies durch Verwendung von digitalen Filterungs- und Rückkopplungsverfahren ohne die Verwendung der früher gebräuchlichen analogen Bauelemente. Bei der Fig. 2 ist der Ausgangsscheinwiderstand der Schaltung (100), betrachtet zwischen der a- und b-Ader (102) und (104) so ausgelegt, daß er dem Eingangs-Scheinwiderstand der Leitung angepaßt ist.

Der Leitungsabschluß-Scheinwiderstand Z_8 , der im Zusammenhang mit Fig. 1 erwähnt ist, wird durch die digitale Schleife der Schaltung (100) in digitaler Weise gebildet, wenn ein Schalter (106) geschlossen ist, der über eine Leitung (112) einen Rückkopplungsweg vom Codierweg (108) zum Decodierweg (110) herstellt.

Die Fig. 3B zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild einer derartigen digitalen Bildung des Scheinwiderstandes. Ein Steilheitsverstärker oder g-Verstärker (200) ist eine Schaltungsanordnung, die eine Eingangsspannung V_x in einen Ausgangsstrom $-gV_x$ umwandelt. Sie hat einen unendlichen Ausgangs-Scheinwiderstand oder einen Ausgangsscheinleitwert von Null. Diese Art von Schaltungsanordnung ist an sich wohl bekannt. In ihrer einfachsten Form kann sie eine Pentoden-Vakuumröhre sein oder ein Feld-Effekt-Transistor wobei der Anodenstrom bzw. der Drainstrom proportional zur Gitterspannung bzw. zur Gatter-Drain-Spannung ist. In dem in Fig. 4 mit (200) bezeichneten Ausführungsbeispiel ist ein Operationsverstärker mit hoher Leerlaufverstärkung (Verstärkung gleich 10^6) verwendet, mit einem Widerstand, dessen Leitwert gleich g Siemens ist. In

der Praxis ist der Verstärker (200) der normale Ausgangsverstärker des Decodierers (114) und stellt kein zusätzliches Bauteil dar. Nur zum Zwecke der Erläuterung ist er als funktionell getrennt gezeigt. Der Decodierer (114) ist eine Schaltungsanordnung, die ein digitales Signal in eine analoge Spannung umwandelt, und diese Funktion kann mit bekannten Digital-Analog-Wandlern verwirklicht werden. Das H-Filter ist ein digitales Filter mit programmierbaren Koeffizienten, wie es im Zusammenhang mit der digitalen Filterung wohl bekannt ist und nachstehend noch erläutert wird. Dem H-Filter (116) ist eine digitale Summierschaltung (118) (Fig. 3B) vorgeschaltet. Das Vorfilter (120) dient dazu, die Bandbreite des Eingangssignals des Decodierers (114) auf den interessierenden Bereich, d. h. auf den Frequenzbereich unterhalb der Abtastfrequenz des Codierers (122), zu begrenzen, um eine spektrale Faltung zu vermeiden und um den Geräuschabstand des Codierers (122) möglichst groß zu machen. Das Vorfilter (120) kann aus einem einfachen passiven Zweipol-Tiefpaß bestehen, da es Analog-Signale zu verarbeiten hat.

Der Codierer (122) ist vorzugsweise ein Sigma-Delta-Codierer, wie er von Candy et al beschrieben ist. Das Nachfilter (124) bewirkt eine Bandbreitebegrenzung und sorgt in Kombination mit dem Vorfilter (120) für eine insgesamt flache Tiefpaßfilterkurve, so daß die zusammengesetzte Verstärkung im interessierenden Frequenzband gleich 1 ist und außerhalb dieses Bandes monoton abfällt.

In der derart definierten Anordnung gilt für den Frequenzgang an den in Fig. 3B angegebenen Punkten:

$$\frac{V_o'}{V_{in}} = \frac{-gH}{Y_L' + gH}, \text{ wobei } Y_L' = Y_L + Y_{bf} + Y_{pf} \quad (\text{Gl. 2})$$

Der Ausgangs-Scheinleitwert kann dargestellt werden als:

$$Y_{aus} = Y_L' + gH \quad (\text{Gl. 3}),$$

wobei die Batteriespeisung (125), das Vorfilter (120) und die Leitungslasten berücksichtigt sind.

In Fig. 3A ist die digitale Bildung eines Ausgangs-Scheinleitwerts mit einer vereinfachten und verallgemeinerten Schaltung dargestellt, die für vielfältige Anwendungsfälle verwendet werden kann, bei denen ein spezifischer Ausgangs-Scheinleitwert digital gebildet werden soll und bei denen auch andere Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler als die speziell für Fernsprecheinrichtungen vorgesehenen verwendet werden. Die Schaltung kann auch als Codierer/Decodierer verwendet werden. Das Vorfilter (250) hat die Funktion, die Bandbreite des Eingangssignals V_{in} auf der Leitung (252) zu begrenzen, um eine spektrale Faltung aufgrund eines Abtastens mit einer zu niedrigen Abtastfrequenz zu verhindern. Nach der Analog-Digital-Umwandlung im Analog-Digital-Wandler sorgt das Nachfilter (254) insgesamt für eine Tiefpaß-Charakteristik des Analog-Digital-Wandler-Weges (256) mit einem Verstärkungsfaktor 1. Der g-Verstärker (200) und das digitale H-Filter (116) sind an anderer Stelle beschrieben. Das Vorfilter (258) des Digital-Analog-Wandlers sorgt für einen Verstärkungsfaktor gleich gH im Digital-Analog-Wandler-Weg (260).

Das Nachfilter (262) eliminiert oder minimiert die im Digital-Analog-Wandler (264) auftretenden Quantisierungseffekte. Quantisierungseffekte sind als das Rauschen definiert, das infolge eines Fehlers bei der Annäherung an ein kontinuierliches analoges Ausgangssignal entsteht.

Für den Fall, daß die Scheinwiderstände des Vorfilters und der Batteriespeisung groß im Vergleich zu dem Scheinwiderstand der Leitung sind, können sie vernachlässigt werden (in anderen Worten: wenn die Scheinleitwerte klein gegen den Scheinleitwert der Leitung sind, können sie vernachlässigt werden). Normalerweise ist die Batteriespeisung so ausgelegt, daß sie diese Eigenschaft hat, um Signalverluste und das Koppeln von unerwünschten Signalen in dem Codec zu verhindern. Auch das Vorfilter kann so ausgelegt werden, daß es diese Eigenschaft hat, wenn man einen großen Reihenwiderstand oder den großen Eingangs-Scheinwiderstand des Gattereingangs eines Feldeffekt-Transistors verwendet.

Unter diesen Bedingungen ist $Y_L' = Y_L$, und der Ausgangs-Scheinleitwert ist:

$$Y_{aus} = Y_L + gH \quad (\text{Gl. 4}).$$

Wenn g_H gleich Y_L gemacht wird ist:

$$\frac{V_o'}{V_{in}} = -1/2, \quad (Gl. 5)$$

und der Ausgangs-Scheinwiderstand der Schaltung ist an den Leitungs-Scheinwiderstand angepaßt.

Entsprechend erscheint das verzögerte ausgesendete Signal V_{in} gedämpft mit dem Faktor $-1/2$ an der Summierschaltung (270) der Fig. 3B. Wenn das digitale F-Filter (272) eine Dämpfung mit dem Faktor $1/2$ und eine absolute Verzögerung, die der Umlaufverzögerung vom Eingang des H-Filters (116) zum Ausgang des Nachfilters (125) entspricht, bewirkt, dann wird das Ausgangssignal des F-Filters (272) das unerwünscht zurück kommende Sendesignal V_{in} in der Summierschaltung (270) kompensieren, so daß an deren Ausgang eine Spannung V_o erscheint, die keinerlei Anteile des gesendeten Signals V_{in} enthält. Die Realisierung des F-Filters (272) vereinfacht sich unter diesen Bedingungen, da es aus einem einfachen Verzögerungselement von der Art eines Schieberegisters bestehen kann. Die Dämpfung mit dem Faktor $1/2$ wird durch eine Rechtsverschiebung des Binärwerts der Spannung V_{in} um eine Stelle und Abrundung bewirkt.

Im Hinblick auf eine allgemeinere Anwendung dieser Technik auf Fälle, bei denen die Immittanzen von der Art des Vorfilters und der Batteriespeisung nicht vernachlässigbar, jedoch bekannt sind, kann g_H so geändert werden, daß die Belastungen der Leitung durch die Immittanzen eliminiert werden, d. h.:

$$g_H = Y_L - Y_x, \quad (Gl. 6)$$

wobei Y_x deren kombiniertem Scheinleitwert entspricht. Unter diesen Umständen ändert sich die Umlaufverstärkung (über den Codiererweg (108) und den Decodiererweg (110)) in:

$$\frac{V_o'}{V_{in}} = -1/2 + \frac{Y_x}{2Y_L}, \quad (Gl. 7)$$

und der Nettoscheinleitwert an den Anschlüssen (102) und (104) von der Leitung aus gesehen bleibt gleich Y_L . Der zweite Term in Gleichung 7 bedeutet, daß das H-Filter (116) modifiziert werden muß, um Y_x zu kompensieren, und daraus folgt, daß das F-Filter (272) so modifiziert wird, das gilt:

$$F = \frac{+g_H}{2Y_L}, \quad (Gl. 8)$$

damit die unerwünscht zum Empfänger-Ausgang bei V_o zurückkommenden Sendesignalanteile ausgelöscht werden.

In der Darstellung nach der Z-Transformation gilt für das H-Filter:

$$\begin{aligned}
 H(Z) &= K_0 \frac{Z^2 + K_1 Z + K_2}{Z^2 + ZK_3 + K_4} = K_0 \frac{N(Z)}{D(Z)} = \\
 &K_0 \frac{1 + K_1 Z^{-1} + K_2 Z^{-2}}{1 + K_3 Z^{-1} + K_4 Z^{-2}} = K_0 \frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})}, \quad (\text{Gl. 9})
 \end{aligned}$$

wobei Z ein Verzögerungsoperator ist und die Werte K programmierbare Koeffizienten sind und wobei N und D Zähler- und Nenner-Polynome sind. Die Pole und die Nullstellen des Filters sind derart beschränkt, daß sie innerhalb des Einheitskreises der Z-Ebene liegen.

Bezieht man das obige auf die Bildung von X_L , so bedeutet dies, daß Y_L irgend eine Kombination von Widerständen, Kondensatoren und Spulen sein kann, die nicht mehr als zwei Elemente, die nicht Widerstände sind, enthält. Diese Beschränkung ist aber keine zwingende Folge der Technik, sondern wurde nur gewählt, um die Form des H-Filters (116) im Hinblick auf seine Realisierung in hochintegrierter Technik zu vereinfachen, derart, daß man ein einfaches rekursives digitales Filter mit fünf Koeffizienten erhält. Außerdem stellt die vorstehend erwähnte Beschränkung der Anzahl von Elementen, die Y_L bilden, eine gute praktische Näherung der Funktion dar. Für andere Anwendungsfälle als Fernsprech-Teilnehmeranschluß-Schaltungen kann die Definition des H-Filters (116) entsprechend der Komplexität der zu berücksichtigenden Immittanzen auf der Basis der hier beschriebenen Technik erweitert werden. Beispielsweise kann gH , das $Y_L - Y_x$ entspricht, in dem Fall, daß Y_x ein Bauelement enthält, das kein Widerstand ist, derart ausgelegt werden, daß diese Funktion in ihrem Zähler und in ihrem Nenner Polynome dritten Grades hat. Somit ist es möglich, daß Y_L die oben angegebene Beschränkung auf nicht mehr als zwei Elemente, die nicht Widerstände sind, erfüllt.

Anhand von Fig. 5 wird nun die Filterkoeffizienten-Nachstell-Einheit (130) beschrieben. Die Aufgabe, die Koeffizienten des H-Filters (116) so einzustellen, daß gH gleich Y_L (oder $Y_L - Y_x$) wird, erfüllt diese Nachstell-Einheit (130). Die Nachstell-Einheit (130) prüft unter der Steuerung eines Überwachungssystems routinemäßig, ob die Koeffizienten des digitalen Filters richtig eingestellt sind und besorgt deren Anfangseinstellung. Die Nachstell-Einheit arbeitet im sogenannten "OFF-Line-Betrieb" (nicht im Zeitintervall eines Verbindungsaufbaus oder einer Verbindungsauslösung). Die Koeffizienten-Nachstelleinheit kann leitungsindividuell sein oder sie kann im Zeitmultiplex-Betrieb an N Leitungen angeschaltet werden. Wenn die Filterkoeffizienten einmal eingestellt sind, müssen sie nur noch unter der Steuerung des Überwachungssystems in periodischen Zeitabständen überprüft werden, da irgendeine vorgegebene Fernsprechleitungscharakteristik sich normalerweise nicht von einem Tag zum nächsten ändert. Dies erlaubt es, daß die Koeffizienten-Nachstelleinheit von einer Vielzahl von Teilnehmeranschlußschaltungen im Zeitmultiplexbetrieb verwendet wird, so daß sich ihre Kosten auf eine Anzahl von Leitungen aufteilen. Fig. 5 zeigt die Bedingungen, unter denen die Nachstelleinheit nach der Erfindung arbeitet. Die Schalter (106) und (107) nach Fig. 2 trennen das F-Filter (272) und die Rückkopplung über die Leitung (112) vom Codiererweg (108) ab, wenn sie geöffnet sind. Das H-Filter (116) befindet sich im überbrückten Zustand (es ist zwischen seinem Eingangs- und Ausgangsanschluß effektiv kurzgeschlossen, d. h. es ist $gH = 1$).

Die Fig. 2 kann wie folgt beschrieben werden:

Der Codiererweg (108) enthält ein Codierer-Vorfilter (133), einen Sigma-Delta-Codierer (135) und ein Filter (137) mit Dezimator- und Tiefpaßfunktionen. Das Ausgangssignal des Filters (137) und das Ausgangssignal des F-Filters (272) werden in einer digitalen Summierschaltung (139) zueinander addiert, und es entsteht dabei ein zwischenzeitliches Empfängerangssignal auf der Leitung (141), das in einem Empfängerfilter (143) gefiltert wird.

Das Filter (143) liefert an seiner Ausgangsleitung (145) das Vierdraht-Empfangssignal der Teilnehmeranschlußschaltung. Das Vierdraht-Sendesignal auf der Leitung (147) wird in einem Sendefilter (149) gefiltert. Das Ausgangssignal des Filters (149), ein zwischenzeitliches Sende-Eingangssignal, wird über eine Summierschaltung (151) dem digitalen Filter (116) zugeführt, wo dieses zwischenzeitliche Sende-Signal zu dem Signal addiert wird, das auf der Leitung (112) dann als Rückkopplungssignal erscheint, wenn unter der Steuerung des Multiplexers (130) der Schalter (106) geschlossen ist. Vor der Decodierung im Decodierer (114) wird das gefilterte Signal nochmals in einem interpolierenden Filter (153) gefiltert. Der Vollständigkeit wegen sind programmierbare Signalgeneratoren (155) gezeigt, bezüglich deren Einzelheiten auf die US-PS 4 161 633

verwiesen wird. Der Zentralteil (130), der im wesentlichen den Multiplexer (157) und die Koeffizienten-Nachstelleinheit (159) enthält, weist Mittel auf, um Steuerkoeffizienten für 1 bis N Teilnehmeranschlußschaltungen, wie bei (157) allgemein gezeigt, zu verteilen. Außerdem enthält der Zentralteil einen digitalen Referenzgenerator (161).

5 Ein Fernsprechapparat am teilnehmerseitigen Ende der Leitung wird durch eine Betriebsüberwachungshandlung in den Zustand des Schleifenschlusses gebracht. Der Referenzgenerator (161) liefert an einen Testsignal-Eingang ein Bezugssignal mit gleichmäßiger Energieverteilung innerhalb des normalen Betriebsfrequenzbandes und mit verschwindender Energie außerhalb dieses Bandes. Das Ausgangssignal $O(Z)$ ist dann korrekt, wenn (Fig. 5)

10

$$E(Z) = 0, \quad (\text{Gl. 10})$$

15 wobei Z der Verzögerungsoperator ist, und

$$E(Z) = O(Z) = R(Z) Z^{-L} \quad (\text{Gl. 11})$$

20

Der Term Z^{-L} kompensiert die bekannten absoluten Abtastverzögerungen, die das Signal auf dem Weg über die Schleife erfährt. Unter diesen Bedingungen gilt:

25

$$\frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} K_0 = Y_L(Z). \quad (\text{Gl. 12})$$

30 Dies ist das erwünschte Ergebnis, und die daraus folgenden Koeffizienten K_0, K_1, K_3, K_4 sind richtig eingestellt gewesen und können in das H-Filter (116) für den normalen Betrieb geladen werden. Zu Beginn des Nachstellvorgangs wird das H-Filter (116) mit Versuchskoeffizienten oder mit den zuvor gültigen Koeffizienten geladen, damit die Einstellung rasch konvergieren kann. Die Nachstell-Einheit löst einen Satz von simultanen partiellen Differenzialgleichungen, um das mittlere Quadrat G zwischen $R(nT - LT)$ und $O(nT)$ als Funktion der Koeffizienten K_k zu minimieren. Dies wird dargestellt als:

35

$$\frac{\delta G}{\delta K_k} = \sum_n [(O(nT) - R(nT - LT))] \frac{\delta O(nT)}{\delta K_k}, \quad (\text{Gl. 13})$$

40

Entsprechend der bekannten Theorie, die beispielsweise von Lucky & Rudin in BSTJ, Nov. 1967 und von Wiener in MIT Press, veröffentlicht 1964, Appendix B, "Time Series Analysis" beschrieben ist.

45 Die Ausgangssignale $P_0(nT), P_1(nT)$, usw., stellen die partiellen Ableitungen $O(nT)$ nach den Filterkoeffizienten dar. Diese Ausgangssignale werden multipliziert mit $E(nT)$, summiert, und in periodischen Zeitabständen wird die Summe abgerundet und ergibt die Ausgangssignale C_k , die eine Aktualisierung der Polynome $N(Z^{-1})$ und $D(Z^{-1})$ mit neuen Koeffizienten ermöglichen gemäß der Gleichung:

50

$$K_{k\text{neu}} = K_{k\text{alt}} - C_k \Delta \quad (\text{Gl. 14})$$

55 wobei Δ ein Inkrementwert oder Faktor zur Einstellung der Schrittweite ist. Diese Abrundungstechnik und die Mittel zur Anwendung der Gleichung 14 ist auf dem Gebiet der automatischen Entzerrer für nichtrekursive Entzerrerstrukturen bekannt. Die Schaltung nach Fig. 5 jedoch realisiert die Funktion eines automatischen Entzerrers bei einer rekursiven Entzerrerstruktur. Die Schaltung nach Fig. 5 liefert die Werte P_k , welche die

Wechselwirkung der Koeffizienten K_k berücksichtigen, die bisher als einer der begrenzenden Faktoren bei rekursiven Entzerrerstrukturen betrachtet worden ist. Dies mag einer der Gründe sein, daß nichtrekursive Entzerrerstrukturen bisher vorherrschend waren, nämlich wegen der ihnen eigenen Einfachheit der partiellen Funktionen der automatischen Entzerrer aufgrund der Kriterien des mittleren Fehlerquadrats. Solche nichtrekursiven Strukturen der bisher bekannten Art erfordern 30 bis 60 komplexe Koeffizienten, wogegen eine rekursive Struktur entsprechend der vorliegenden Erfindung nur fünf Koeffizienten benötigt und somit zu einer erheblichen Vereinfachung der Schaltungskomplexität führt.

Aus dem Blockschaltbild der Fig. 5, das die Arbeitsweise des rekursiven Entzerrers zeigt, hat sich ergeben, daß die relevanten Gleichungen die folgenden sind:

$$P_0(Z) = A(Z) \cdot \frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} \quad (\text{Gl. 15})$$

$$P_1(Z) = A(Z) \cdot \frac{K_0 Z^{-1}}{D(Z^{-1})} \quad (\text{Gl. 16})$$

$$P_2(Z) = Z^{-1} P_1(Z) \quad (\text{Gl. 17})$$

$$P_3(Z) = \frac{-K_0 Z^{-1}}{D(Z^{-1})} P_0(Z) \quad (\text{Gl. 18})$$

$$P_4(Z) = Z^{-1} P_3(Z) \quad (\text{Gl. 19})$$

$$O(Z) = K_0 P_0(Z) \quad (\text{Gl. 20})$$

$$E(Z) = O(Z) - R(Z) \quad (\text{Gl. 21})$$

$$C_k^{\text{neu}} = \sum_{n=1}^N P_k(nT) \cdot E(nT), \text{ abgerundet.} \quad (\text{Gl. 22})$$

$$K_k^{\text{neu}} = K_k^{\text{alt}} - C_k^{\text{neu}} \Delta \quad (\text{Gl. 23})$$

Unter Verwendung der vorstehenden Gleichungen in einem iterativen Prozeß werden die Koeffizienten des H-Filters (116) kontinuierlich aktualisiert bis zu einem Punkt, wo die Werte C_k vernachlässigbar gegenüber Werten δ_k sind:

$$C_k \leq \delta_k \quad (\text{Gl. 24})$$

Die Werte für δ_k sind vom Geräusch und von anderen Faktoren abhängig und werden empirisch vorausbestimmt. Wenn das Kriterium nach Gleichung 24 erfüllt ist, hat die Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit ihre Aufgabe erfüllt und kann einer anderen Fernsprecheinheit zugewiesen werden.

Die für die Koeffizienten K_k erhaltenen Werte werden in das H-Filter geladen. Für den Fall, daß $Y_x = 0$ ist, so ist die Übertragungscharakteristik des F-Filters einfach 1/2 bei einer absoluten Verzögerung, die der Umlaufverzögerung durch die digitalen Filter entspricht, welche in der Darstellung nach der Z-Transformation mit Z^{-L} angegeben werden kann.

Für den Fall, daß $Y_x \neq 0$ ist, ergibt der Entzerrungsvorgang:

10

$$\frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} K_0 = Y_L(Z) + Y_x(Z) \quad (\text{Gl. 25})$$

15

Um den erforderlichen Wert für gH zu erhalten, muß die bekannte Größe Y_x , multipliziert mit zwei, subtrahiert werden:

20

$$gH(Z) = \frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} K_0 - 2 Y_x(Z) = Y_L(Z) - Y_x(Z) \quad (\text{Gl. 26})$$

25

In diesem Falle muß die Anzahl der partiellen Funktionen P_k vergrößert werden, um Polynome dritten Grades für $N(Z^{-1})$ und $D(Z^{-1})$ verwenden zu können, was notwendig ist, wenn für $Y_x(Z)$ ein Polynom ersten Grades gelten soll.

Unter diesen Bedingungen gilt für das F-Filter:

30

$$F = \frac{gH}{2Y_L} = \frac{Y_L - Y_x}{2Y_L} \quad (\text{Gl. 27})$$

35

Dieser Wert für das F-Filter (272) kann im Betriebsüberwachungssystem aus den Entzerrungsergebnissen, die bei der Bestimmung von gH erhalten worden sind und aus dem bekannten Wert für Y_x berechnet werden. Alternativ dazu kann der Wert von F auch direkt bestimmt werden. Diese Operation wird wie folgt durchgeführt:

Die Koeffizienten des H-Filters (116) werden geladen, der Schalter (106) im Rückkopplungsweg (112) der Fig. 2 wird durch Schaltersteuersignal aus dem Multiplexer (157) geschlossen, der Schalter (107) im Weg des F-Filters (272) wird geöffnet, und der Nachstellvorgang in der Nachstelleinheit (130) läuft an. Diese Operationsfolge ergibt:

45

$$\frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} K_0 = \frac{2Y_L}{Y_L - Y_x} \quad (\text{Gl. 28})$$

und somit ist:

55

$$F = \frac{D(Z^{-1})}{N(Z^{-1})} \frac{1}{K_0} \quad (\text{Gl. 29})$$

Das vorstehende liefert Koeffizienten für ein rekursives Filter der gleichen Art wie das H-Filter (116) mit Polynomen dritten Grades für $N(Z^{-1})$ und $D(Z^{-1})$ bei einem Polynom ersten Grades für Y_x . Die jeweilige Schaltungsrealisierung des H- und F-Filters kann in bekannter Technik geschehen.

Die Fig. 6 zeigt verallgemeinerte H- und F-Filter (116) und (272) zur Verarbeitung von Polynomen mit dem Grad $k/2$ für $N(Z^{-1})$ und $D(Z^{-1})$ entsprechend der Gleichung 30.

$$\frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{K_0 (1 + K_1 Z^{-1} + K_2 Z^{-2} \dots K_{k/2} Z^{-k/2})}{(1 + K_k Z^{-1} \dots K_k Z^{-k/2})} \quad (\text{Gl. 30})$$

Die Koeffizienten und Daten werden in einem Halbleiter-Schreib-Lese-Speicher gespeichert, der aus Stapelspeichern (300) und (302) und aus umlaufenden Stapelspeichern (304) und (306) aufgebaut ist, um das Holen und das Speichern der Information zu erleichtern. Zu jedem Abtastzeitpunkt T werden Ausgangsdaten von Stapelspeichern (300) bis (306) einer Multiplizier/Summierschaltung (308) zugeführt, die das erforderliche Ausgangssignal Y_n , das auf der Leitung (310) erscheint, durch aufeinanderfolgendes Multiplizieren und Akkumulieren der Ergebnisse entsprechend der Gleichung 31 berechnet.

$$Y_n = K_0 (X_n + K_1 X_{n-1} + K_2 X_{n-2} \dots K_k X_{n-k}) - \frac{(K_k Y_{n-1} + K_k Y_{n-2} \dots K_k Y_{n-k})}{2} \quad (\text{Gl. 31})$$

Wenn die Schalter S_1 (312) und S_2 (314) in der Stellung 1 sind, wird der erste Ausdruck $K_0 X_n$ berechnet. S_1 wird in die Stellung 3 gebracht, und die x-Terme werden berechnet. Nach dieser Berechnung werden S_1 und S_2 in die Stellung 2 gebracht und die Y-Terme berechnet. Somit werden $k+1$ Multiplikations/Additionsoperationen durchgeführt.

Dies kann leicht innerhalb der Abtastperiode geschehen, wenn der gleiche Speicher und Multiplizierer (308) und Akkumulator (316) für das H- und das F-Filter verwendet wird. Somit handelt es sich bei einem H- und F-Filter mit jeweils sechs Koeffizienten ($k=6$) um 14 Multiplikations/Additionsoperationen, wobei etwa eine Mikrosekunde für jede solche Operation erlaubt ist, so daß eine Abtastperiode von T von 14 Mikrosekunden ausreichen kann. Polynome höheren Grades können verarbeitet werden, wenn bei den Rechen- und Speicheroperationen um einiges mehr im Parallelbetrieb gearbeitet wird. Andere Formen von rekursiven Filtern sind möglich, und die Filterstruktur nach Fig. 6 soll nur ein Beispiel darstellen.

Gemäß der vorliegenden Erfindung können verschiedene Ausführungen der Koeffizienten-Nachstelleinheit realisiert werden. Ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel verwendet Halbleiter-Schreib-Lese-Speicher, ein Rechen- und Steuerwerk und eine Ansteuerlogik zur digitalen Signalverarbeitung unter Anwendung der den oben angegebenen Gleichungen zu Grunde liegenden Prinzipien. Im übrigen können auch andere Algorithmen als der Algorithmus des mittleren Fehlerquadrats zur Bestimmung der Koeffizienten des H- und F-Filters verwendet werden, auch wenn dieser Algorithmus in dem hier behandelten Ausführungsbeispiel als Basis für die Arbeitsweise der Nachstelleinheit dient. Beispielsweise beruht der beschriebene Algorithmus auf der Bestimmung der Werte von C_k über eine Periode von Abtastintervallen, die gleich NT ist. Jedes Mal, wenn die Werte für C_k berechnet werden, werden die Koeffizienten K_k nach jeweils N Abtastintervallen aktualisiert, so daß gilt:

$$C_k(mNT) = \sum_{n=(m-1)NT+1}^{mNT} P_k(nT) E(nT), \text{ abgerundet} \quad (\text{Gl. 32})$$

und die neuen Koeffizientenwerte werden aufgrund der Komponenten C_k des Gradientenvektors gemäß der Gleichung 33 berechnet:

$$K_k(m) = K_k(m-1) - C_k(m) \quad (\text{Gl. 33})$$

Vereinfacht man die Berechnung von C_k durch die Näherung:

$$C_k(nT) = \text{Signum } P_k(nT) \cdot \text{Signum } E(nT), \quad (\text{Gl. 34})$$

so können die Koeffizienten K_k nach jedem Abtastintervall T aktualisiert werden, wodurch eine schnellere Konvergenz gegen die Endwerte möglich ist und wodurch sich der erforderliche Schaltungsaufwand reduzieren läßt. Dieser Algorithmus ist eine Vereinfachung, die eine Näherung an die Leistungsfähigkeit des auf dem mittleren Fehlerquadrat beruhenden Algorithmus eines rekursiven Filters darstellt, und die besonders dann Vorteile hat, wenn auf eine rasche Konvergenz und auf einen verringerten Schaltungsaufwand Wert gelegt wird.

Die zur Bildung der partiellen Ausgangssignale P_k verwendeten digitalen Filter können für das F- und H-Filter in gleicher Weise realisiert werden.

Anhand der Fig. 9 wird nun ein Blockschaltbild eines speziellen Ausführungsbeispiels der Nachstelleinheit (159) erläutert. Ein im Zeitmultiplex betriebenes Rechen- und Steuerwerk (500) führt mit der im Speicher (502) gespeicherten Information aufeinanderfolgende Rechen- und Logikoperationen aus, unter der Steuerung von Ausgangssignalen der Ansteuerlogik (504), die mit dem Takt eines Taktgebers (506) synchronisiert sind. Die Taktfrequenz des Taktgebers (506) ist wiederum synchronisiert mit einem Daten-Abtasttaktsignal und ist ein Vielfaches davon. Der erste und der zweite Schreibspeicher (508) und (510), die zusammen den Speicher (502) bilden, werden von einer Reihe von Steuerwörtern gesteuert, von denen jedes auch die Arbeitsweise des Rechen- und Steuerwerks (500) steuert.

Externe Steuerwörter auf der Leitung (512) werden von einem Schieberegister (513) zu Steuertorschaltungen (514) weitergeschoben, um Steuerwörter auf der Leitung (516) unter der Steuerung der Ansteuerlogik (504) bereitzustellen. Konstanten können unter externer Steuerung in den Speicher (502) geladen werden, die Speicherinhalte können extern geprüft werden, und der Nachstellvorgang kann extern gestartet werden. Wenn der Nachstellvorgang geschlossen ist, wird ein logisches Ausgangssignal EC abgegeben.

Die Fig. 10 zeigt den Aufbau des ersten Speichers (508), der aus vier Stapelspeichern (520, 522, 524 und 526) besteht, wobei die funktionellen Einzelheiten des Stapelspeichers (520) gezeigt sind.

Die Stapelspeicher (522, 524 und 526) arbeiten in gleicher Weise wie der Stapelspeicher (520). Jeder Stapelspeicher (520) bis (526) arbeitet so, daß jedes neue Eingangswort auf den Speicher-Sammelleitungen (528) und (530) das letzte der zuvor in den Stapelspeicher eingegebenen Wörter ersetzt.

Dies ist eine sogenannte "First in - last out" (FILO)-Arbeitsweise. Jeder Datenplatz in jedem Stapelspeicher kann direkt adressiert oder ausgelesen werden. Der Stapelspeicher (520) speichert die Wörter $A(n)$, $A(n-1)$. . . , der Stapelspeicher (522) speichert $P_0(n)$, $P_0(n-1)$. . . , der Stapelspeicher (524) speichert $P_1(n)$, $P_1(n-1)$. . . und der Stapelspeicher (526) speichert $P_3(n)$, $P_3(n-1)$ Der Decodierer (532) decodiert die Steuerwörter, die von der Leitung (516) kommen, und leitet daraus die einzelnen Steuersignale für jeden Stapelspeicher ab. Das Ausgangssignal jedes Lesevorgangs wird im Speicherregister (534) gespeichert und bildet ein Eingangssignal des Rechen- und Steuerwerks (500).

Die Fig. 11 zeigt die Organisation des zweiten Speichers (510) (Fig. 9), das Speicherabschnitte (540, 542, 544 und 546) enthält. Der Speicherabschnitt (540) speichert Konstanten K_k , einschließlich K_0 bis K_4 . Der Speicherabschnitt (542) speichert Datenwörter δ_k einschließlich δ_0 bis δ_4 . Der Speicherabschnitt (544) speichert Datenwörter $R(n)$ aus dem Referenzgenerator (181), die über ein Schieberegister (548) eingespeichert werden. Der Speicherabschnitt (546) speichert $E(n)$. Alle Einspeichervorgänge oder alle Auslesevorgänge in oder aus allen Speicherabschnitten(n) können getrennt voneinander durch geeignete Steuerwörter gesteuert werden, die im Decodierer (550) decodiert werden. Jedes adressierte Datenwort in jedem der Speicherabschnitte (540 bis 546) wird bei seiner Adressierung über eine Torschaltung (554) in ein Speicherregister (552) eingegeben. Der Speicherabschnitt (544) ist als Stapelspeicher aufgebaut, in dem jedes gespeicherte Datenwort $R(n)$, $R(n-1)$. . . $R(n-l)$ direkt adressiert werden kann. Das Rechen- und Steuerwerk (500) hat als Eingangssignale die Ausgangssignale der Register (534) des Speichers (508) und (552) des Speichers (510) (Fig. 9). Das Rechen- und Steuerwerk führt mit seinen Eingangssignalen die Rechenoperationen durch, und gibt darauf die Ergebnisse in seinen Akkumulator (556) ein. Darauf werden die Ergebnisse abgespeichert und unter der Steuerung der Ansteuerlogik (504) in den Speicher übernommen.

Die tatsächlichen arithmetischen und logischen Operationen, die das Rechen- und Steuerwerk (500) durchführt, werden nachstehend zusammengefaßt:

5	<u>Funktion</u>	<u>Operation</u>
	Multiplizieren	$C(R1) \cdot C(R2) \longrightarrow ACC$
10	Multiplizieren/Addieren	$C(R1) \cdot C(R2) + C(ACC) \longrightarrow ACC$
	Subtrahieren/Addieren	$C(=R1)=C(=R2) + C(ACC) \longrightarrow ACC$
	Inkrementieren	$C(M2) + LSB \longrightarrow M2$
15	Dekrementieren	$C(M2) - LSB \longrightarrow M2$
	Komplementieren von ACC falls negativ	falls Signum ACC negativ: $2^N - C(ACC) \longrightarrow ACC$
20	Nullsetzen von ACC	Wert "0" $\longrightarrow ACC$
	Starten	Beginn des Nachstellprozesses

25 Im obigen bedeutet LSB das niedrigstwertige Bit (LSB = least significant Bit).

Zur Durchführung der Multiplikation werden die Inhalte der Speicherregister (534 und 552) multipliziert und das Produkt in den Akkumulator (556) eingespeichert. Zur Durchführung der Multiplikation/Addition werden die Inhalte der Speicherregister (534 und 552) multipliziert und das Ergebnis zum Inhalt des Akkumulators (556) hinzuaddiert. Zur Durchführung der Subtraktion/Addition werden die Inhalte von einem oder von beiden Registern (534 und 552) zum Inhalt des Akkumulators (556) hinzuaddiert, wobei unter der Steuerung eines Feldcodes geeignete Vorzeichenänderungen vorgenommen werden.

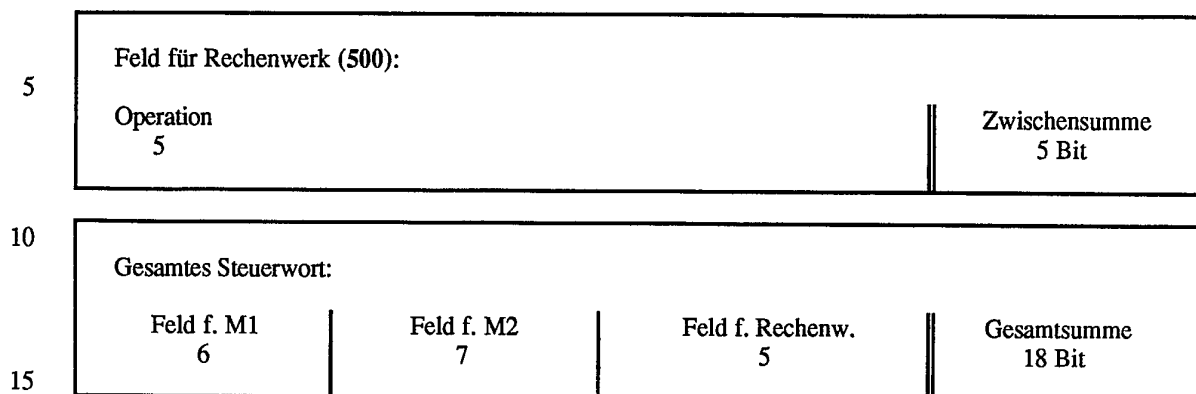
30 Zur Durchführung der Inkrementierung oder der Dekrementierung werden die Inhalte des jeweiligen Speicherplatzes vergrößert, wenn das Vorzeichen eines Akkumulatorinhalts (560) negativ ist und verkleinert, wenn dieses Vorzeichen positiv ist, d. h. entsprechend dem Feldcode. Zur Durchführung der Funktion "Komplementieren von ACC, falls neg." wird das Vorzeichen des Akkumulatorinhalts in ein positives geändert, wenn es negativ ist.

35 Zur Durchführung der Funktion "Umsetzen von ACC" wird der numerische Wert Null in den Akkumulator eingespeichert. Zur Durchführung des Startens, welches das externe Laden von Konstanten erlaubt, wenn ein externes Schreibsteuersignal vorhanden ist, wird der Akkumulatorinhalt gelöscht, und die Kennzeichenbit des Akkumulators bei (562) werden zurückgesetzt.

40 Die Struktur des von der Ansteuerlogik (504) abgegebenen Steuerworts das über die Leitung (516) in die Speicher (534 und 552) eingegeben wird, weist beispielsweise ein 6-Bit-Feld für den Speicher M1 auf, ein 7-Bit-Feld für den Speicher M2 und ein 5-Bit-Feld für das Rechen- und Steuerwerk (500). Somit hat jedes Steuerwort 18 Bits. Diese Aufteilung des Steuerworts läßt sich wie folgt darstellen:

50	Feld für Speicher M1:				
	M1 1	Eingeben 2	Adressieren 1	Auswählen 2	Zwischensumme 6 Bit
55	Feld für Speicher M2:				
	M2 1	Lesen/Schreiben 1	Adressieren 3	Auswählen 2	Zwischensumme 7 Bit

(Fortsetzung)



Ein Flußdiagramm der Arbeitsweise der Nachstelleinheit zeigt die Fig. 12. Der Ablauf ist wie folgt:

20 Schritt 1

Startvorbereitung

Durch ein externes Startsignal auf der Leitung (570) wird ein auf der Leitung (572) erscheinendes Kennzeichensignal, das den Abschluß eines Nachstellvorgangs bedeutet, zurückgesetzt, und es werden Speicherplätze und der Akkumulator (556) und die dazugehörigen Register gelöscht. Wenn ein externes Schreibsignal auf der Leitung (574) vorhanden ist, erlaubt es die Ansteuerlogik (504), daß die Anfangswerte K_k und δ_k über ein Schieberegister (576) extern geladen werden. Wenn kein externes Schreibsignal vorhanden ist, werden die gespeicherten Werte K_k und δ_k über die Ansteuerlogik (504) bereitgestellt.

30 Schritt 2

Berechnung von $P_o(n)$

Die Werte $A(n)$ und $R(n)$ werden zu den Abtastzeitpunkten nT von außen her bereitgestellt. $R(n)$ und $A(n)$ werden in ihre Speicher (520 bzw. 548) eingegeben, $A(n-2)$ wird in das Register (534) des Speichers M1 geholt, und K_2 wird in das Register (552) des Speichers M2 geholt. Ihr Produkt wird vom Rechen- und Steuerwerk (500) berechnet und im Akkumulator (556) behalten. Auf ähnliche Weise wird $A(n-1) \cdot K_1$ darauf berechnet und zum Inhalt des Akkumulators (556) hinzuaddiert. Darauf wird $A(n)$ zum Inhalt des Akkumulators hinzuaddiert. Die rückzukoppelnden Po-Terme werden vom Akkumulatorinhalt subtrahiert gemäß der Gleichung:

$$\begin{aligned} \text{neues } P_o(n) = & A(n) + K_1 A(n-1) + K_2 A(n-2) - K_3 P_o(n) - \\ & K_4 P_o(n-1) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 35})$$

45 Diese Operation entspricht der Funktion $\frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})}$ die in Fig. 5 gezeigt ist. Das Ergebnis $P_o(n)$ wird in den für P_o vorgesehenen Stapelspeicher (522) eingespeichert.

50 Schritt 3

Berechnung von $P_3(n)$

Der Term $P_3(n)$ am Ausgang des Filters, der der Übertragungsfunktion $\frac{-K_o Z^{-1}}{D(Z^{-1})}$ entspricht (Fig. 5), wird in ähnlicher Weise berechnet gemäß:

$$\text{neues } P_3(n) = -K_o P_o(n-1) - P_3(n) K_3 - P_3(n-1) K_4 \quad (\text{Gl. 36})$$

Und das Ergebnis wird in den P_3 vorgesehenen Stapelspeicher (526) eingespeichert.

Schritt 4

Berechnung von $P_1(n)$

5 Auf ähnliche Weise wird $P_1(n)$ berechnet und in den Stapelspeicher P_1 eingespeichert gemäß:

$$\text{neues } P_1(n) = KoA(n-1) - P_1(n) \cdot K_3 - P_1(n-1) \cdot K_4, \quad (\text{Gl. 37})$$

10

was der in Fig. 5 angegebenen Filterfunktion $\frac{KoZ^{-1}}{D(Z^{-1})}$ entspricht.

15

Schritt 5

Berechnung von $E(n)$

Der Fehlerterm wird berechnet nach:

20

$$E(n) = Po(n)Ko + R(n-1) \quad (\text{Gl. 38})$$

$E(n)$ wird behalten, d. h. gespeichert an dem dafür vorgeschriebenen Platz. Diese Operation entspricht der Funktion der bei Fig. 5 oben rechts gezeigten Summierschaltung.

25

Schritte 6 und 7

Berechnung der Werte C_k , Aktualisieren der Werte K_k

Die Werte C_k werden auf der Grundlage der im vorstehenden beschriebenen Näherung berechnet. Zu dieser Operation gehört das Inkrementieren oder Dekrementieren von K_k aufgrund des Vorzeichens der Komponenten C_k des Gradientenvektors, d. h.,

30

$$C_k(n) = P_k(n) E(n) \quad \begin{array}{l} \text{bei negativem Vorzeichen: } K_k \text{ erhöhen} \\ \text{bei positivem Vorzeichen: } K_k \text{ erniedrigen} \end{array} \quad (\text{Gl. 39})$$

35

Schritte 8, 9 und 10

Prüfen, ob Nachstellvorgang abgeschlossen

Der Absolutbetrag von C_k wird berechnet durch ändern des Vorzeichens von C_k , falls es negativ ist. Der entsprechende Wert δ_k wird vom Absolutbetrag von C_k subtrahiert. Falls die Differenz im Akkumulator positiv ist, wird das Kennzeichen gleich 1 gesetzt. Falls die Differenz negativ ist, bleibt das für das Kennzeichen vorgesehene Flip-Flop unverändert, d. h.,

45

$$|C_k| - \delta_k \quad \begin{array}{l} = +: \text{ Kennzeichen setzen} \\ = -: \text{ Kennzeichen zurückgesetzt lassen} \end{array}$$

50

Dieser Schritt wird für jede Komponente des C_k des Gradientenvektors, d. h. für C_0 bis C_4 durchgeführt. Am Ende dieser Prozedur wird der Wert des Kennzeichens geprüft und falls das Kennzeichen gleich 0 ist, was bedeutet, daß keine Komponente C_k den entsprechenden Wert δ_k überschritten hat, dann ist der Nachstellvorgang abgeschlossen. Wenn jedoch das Kennzeichen gleich 1 ist und damit andeutet, daß einer oder mehrere Werte von

55

C_k den ihnen entsprechenden Wert δ_k überschritten hat, dann ist der Nachstellvorgang nicht abgeschlossen, und der Zyklus muß wiederholt werden. Die Ansteuerlogik (504) kehrt zurück zum Schritt 2, um das nächste Abtastsignal, das nach einem Intervall T auf das vorausgehende Abtastsignal erfolgt, zu erwarten. Wenn das Kennzeichen gleich 0 ist, wird das den Abschluß eines Nachstellvorgangs anzeigende Signal EC zur externen Erkennung ausgegeben und die Prozedur abgeschlossen, so daß das externe System die Werte von K_0 bis K_4 aus dem Speicher zum externen Gebrauch auslesen kann. Zu diesem Zeitpunkt kann dann die Nachstellschaltung einer anderen Teilnehmeranschlußleitung zugeteilt werden.

Was die Ausführungszeiten betrifft, so muß die Nachstelleinheit die Schritte 2 bis 9 in einer Zeit abschließen, die kleiner oder gleich dem Abtastintervall T ist. Bei der derzeit üblichen Abtastung beträgt das Abtastintervall 125 Mikrosekunden, was einer Abtastfrequenz von 4 kHz entspricht. Geht man davon aus, daß während der Schritte 2 bis 9 maximal 50 Steuerwörter zu verarbeiten sind, so muß jedes Steuerwort in etwa 2 Mikrosekunden verarbeitet werden. Im ungünstigsten Fall bedeutet ein Steuerwort das Holen zweier Wörter aus dem Speicher (508) und dem Speicher (510), das Multiplizieren dieser Wörter und das Addieren ihres Produkts zum Inhalt des Akkumulators. In diesem Fall können folgende Anforderungen an die Ausführungszeiten aufgestellt werden:

Speicherzugriff:	0.5 Mikrosekunden
Multiplizieren:	1.0 Mikrosekunden
Addieren:	0.5 Mikrosekunden
Insgesamt:	2.0 Mikrosekunden

Diese Anforderungen verlangen Parallelübertragungen zwischen den verschiedenen Registern und arithmetische Operationen im Parallelbetrieb. Bei einer 13-Bit-Arithmetik, die den Fernsprechanforderungen genügt, sind diese Leistungsmerkmale bei der heutigen Technik der hochintegrierten Schaltkreise (LSI) erreichbar, wenn man die hier beschriebene Entzerrerstruktur verwendet.

Gegenwärtig handelsübliche und allgemein verwendbare Mikrorechner, die 8 bis 16 Bits parallel verarbeiten können, waren nicht in der Lage, die obigen Leistungsanforderungen zu erfüllen, wenn eine standardmäßige Programmierung verwendet wird. Die neuen vorstehend beschriebenen Merkmale der hier erläuterten Struktur einer Nachstelleinheit ermöglichen es aber, diese Leistungsanforderungen zu erfüllen. Eine kurze Zusammenfassung dieser neuen Merkmale ergibt unter anderem die folgende Aufstellung:

- (1) Speicheraufteilung in mehrere Speicherabschnitte, die gleichzeitig adressierbar sind,
- (2) spezielle Speicherorganisation, die die erforderlichen Operationen erleichtert (direkt adressierbare Stapelspeicher),
- (3) die Fähigkeit der Parallelarithmetik in Bezug auf das Multiplizieren und Addieren,
- (4) Mikrocodierte Steuerwörter, die gleichzeitig die Speicher und das Rechen-Steuerwerk steuern,
- (5) Steuerwörter, die direkt auf die erforderliche spezifische Operation bezogen sind, z. B. Multiplizieren/-Addieren, Komplementieren von ACC, falls neg., Inkrementieren, Dekrementieren.

Eine alternative Ausführungsform der vorstehend beschriebenen Nachstelleinheit läßt sich verwirklichen, wenn man einen allgemein verwendbaren Signalprozessor zugrunde legt, der spezielle Fähigkeiten hinsichtlich arithmetischer Operationen und Speicheroperationen hat. Ein vereinfachtes Blockschaltbild eines solchen allgemein verwendbaren Prozessors ist in Fig. 7 gezeigt.

Die beschriebenen Schaltungen sind alle in digitaler hochintegrierter Technik realisierbar. Fügt man die Rückkopplungs- und Vorwärtskopplungsschleifen und die F- und H-Filter hinzu und ersetzt man den standardmäßigen Ausgangsverstärker des Decodierers durch einen Steilheitsverstärker, so ist es möglich, eine vollständige Teilnehmeranschlußschaltung auf einem einzigen hochintegrierten Baustein zu verwirklichen. Die F- und H-Filter sind einfache rekursive Filter, die in einem Codec-Baustein oder in einem Codec-Filter-Baustein mit eingebaut werden können. Somit ermöglicht die vorliegende Erfindung den Verzicht auf eine analoge Zweidraht-Vierdraht-Gabelschaltung nach dem Stand der Technik und auf diskrete Abschluß- und Abgleichs-Netzwerke, da diese durch die programmierbaren digitalen vorstehend beschriebenen hochintegrierten Schaltkreise ersetzt werden können. Dies führt zu geringeren Kosten bei der Herstellung, bei der Installation und bei der Betriebsüberwachung und bringt darüberhinaus eine Verbesserung der Leistungsmerkmale.

Wenn auch nichtrekursive Filter als H- und F-Filter verwendbar sind, so würden doch ihre Kosten höher sein als bei den beschriebenen rekursiven Filtern.

Man hätte auch eine nichtrekursive Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit gemäß dem Stand der Technik entweder für nichtrekursive oder rekursive F- und H-Filter verwenden können, jedoch wäre dies ungünstiger als die vorstehend beschriebene Lösung. Die nichtrekursiven Filterstrukturen, die durch eine nichtrekursive Nachstelleinheit gegeben sind, könnten in eine rekursive Struktur der beschriebenen Art umgewandelt werden,

wenn man den Algorithmus von Fletcher-Powell anwendet. Dieser ist beschrieben von Deczky: "Synthesis of Recursive Digital Filters", IEE Trans. Audio Electro Acoust. Vol. AU-20, Oct. 1972, Seiten 257 bis 263. Aber auch diese Technik erfordert einen wesentlich größeren Schaltungsaufwand als die vollkommen rekursive Struktur gemäß der vorliegenden Erfindung. Der Speicher (330) nach Fig. 7 enthält verschiedene Speicherabschnitte, den Speicherabschnitt (336) zur Speicherung der Koeffizienten C_k , den Speicherabschnitt (338) zur Speicherung von Koeffizienten K_k , den Speicherabschnitt (340) zur Speicherung von Korrelationssummen den Speicherabschnitt (342) zum Speichern der Werte Δ_k und δ_k , den Speicherabschnitt (344) zum Speichern von Zwischenergebnissen $A(n), P_k(n), \dots, P_{k(n - \frac{k}{2})}$, und den Speicherabschnitt (346) zum Speichern eines Steuerprogramms zum Zugriff zu den gespeicherten Daten entsprechend den von einer Ansteuerlogik (332) bereitgestellten Adressen. Die Berechnung erfolgt mit Hilfe eines Rechenwerks (334).

Die Fig. 8 zeigt einen verallgemeinerten digitalen Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer für Vollduplex-Signale auf der Leitung (400).

Der Kodierer hat eine Verstärkung von 1 und enthält ein Vorfilter (402) für den Analog-Digital-Wandler (403) und ein digitales Nachfilter (406). Die Schaltung nach Fig. 8 arbeitet in der gleichen Weise wie die nach Fig. 3B, und die Impedanzanpassung an die Fernsprechleitung geschieht ähnlich. Der Dekodierweg, der einen Digital-Analog-Wandler (406), ein dazugehöriges Vorfilter (408) und ein dazugehöriges Nachfilter (410) enthält, wandelt die von der Leitung (412) herkommenden Sendesignale in Analogsignale um, die über die Leitung (400) ausgesendet werden. Ein Steilheitsverstärker (414) sorgt für einen unendlichen Ausgangs-Scheinleitwert. Die automatische Koeffizienten-Nachstelleinheit (130) (Fig. 2) liefert aktualisierte Filterkoeffizienten und Steuersignale für das H-Filter (416) und das F-Filter (418), so daß am Ausgang einer Summierschaltung (420) unerwünschte Rückflußsignale unterdrückt sind. Die Rückkopplung-Kodierer und das F-Filter (418) wird durch Schalter (422 und 424) eingeschaltet, wobei diese beiden Schalter von der Nachstelleinheit (130) (Fig. 2) gesteuert werden.

Der Multiplexer (157) (der in Fig. 2 allgemein beschrieben ist), ist in Fig. 13 ausführlicher dargestellt. Der Multiplexer ermöglicht es, die Nachstelleinheit in Zeitmultiplex für eine Vielzahl von Leitungen 1 bis N zu verwenden. Der Multiplexer (157) bestimmt, welche Leitung an die Nachstelleinheit anzuschalten ist. Er verarbeitet im Zeitmultiplex die Signale $A(n)$ von der Vielzahl der Teilnehmeranschlußschaltungen und verteilt die Filterkoeffizienten, die Schaltersteuersignale und die Steuersignale für die Betriebsarten der Filter und das Bezugssignal des Referenzgenerators (161) auf die Leitung, die gesteuert vom Betriebsüberwachungssystem jeweils ausgewählt ist.

Signale $R(n)$ vom digitalen Referenzgenerator (161) gelangen über eine Torschaltung (600) auf die Leitungen 1 bis N, wobei $R(n)$ über UND-Schaltungen ADD 1 bis ADD N, die über eine Logik (602) vom Betriebsüberwachungssystem angesteuert werden, an jeweils eine der n-Ausgangsleitungen gelangt. Die geeignete Adresse wird durch ein Schieberegister (604) durchgeschoben, dekodiert in einem Dekodierer (606) und, wie gezeigt, der Logik (600) zugeführt.

Die Taktsignale und die Steuersignale und die Betriebsart des Filters, die vom Betriebsüberwachungssystem herkommen, werden über eine Torschaltung (608) den Leitungen 1 bis N zugeführt. Diese Signale werden in Flip-flops (610 und 612) eingespeichert, deren Ausgangssignale mit den Signalen ADD 1 bis ADD N vom Dekodierer (606) in UND-Schaltungen verknüpft werden. Die Wörter $A(n)$ von den Leitungen 1 bis N werden von einer Torschaltung (614) ausgewählt und der Nachstellschaltung als das Ausgangssignal einer Oder-Schaltung (616) zugeführt. Jedes Eingangssignal $A(n)$ von jeder der Leitungen 1 bis N wird mit Signalen ADD 1 bis ADD N vom Dekodierer (606) in UND-Schaltungen der Torschaltung (614) verknüpft.

Die Filterkoeffizienten der F- und H-Filter für jede der Leitungen 1 bis N beispielsweise für das F-Filter (272) und das H-Filter (116) (Fig. 2) der Teilnehmeranschlußschaltung 1 von N werden von der Nachstelleinheit über die Torschaltung (618) der Leitung 1 von N zugeführt. Die Filterkoeffizienten durchlaufen dazu in der Logikschaltung (618) UND-Schaltungen, an deren anderen Eingängen jeweils die Signale ADD 1 bis ADD N vom Dekodierer (606) liegen und gelangen somit auf die richtige Leitung.

Schließlich wird Fig. 14 betrachtet, die ein Blockschaltbild der wichtigsten Schnittstellenverbindungen zwischen der Nachstelleinheit, dem Betriebsüberwachungssystem, dem Multiplexer und den Teilnehmeranschlußschaltungen zeigt. Das Betriebsüberwachungssystem (650) kann aus einer herkömmlichen Datenquelle, beispielsweise aus einem Rechner und dem damit verbundenen Speicher bestehen. Die gezeigten Datensignale und Steuersignale, die an anderer Stelle beschrieben sind, sorgen für die erforderlichen zeitlichen Abläufe und für die Zusammenarbeit zwischen der Nachstelleinheit, dem Betriebsüberwachungssystem und den Teilnehmeranschlußschaltungen auf dem Weg über den Multiplexer (157).

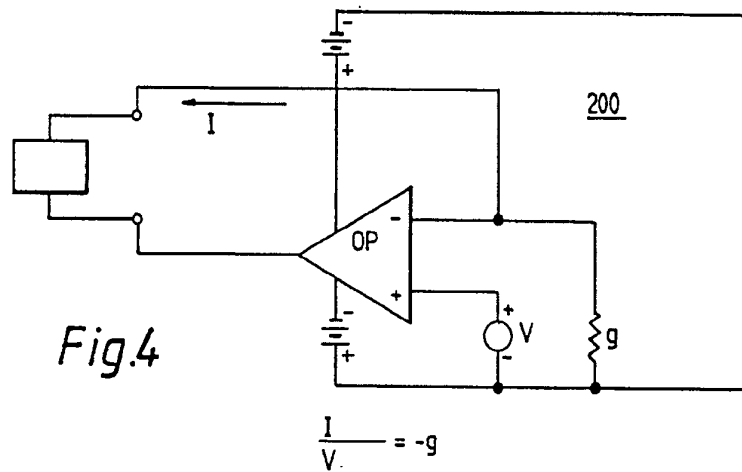
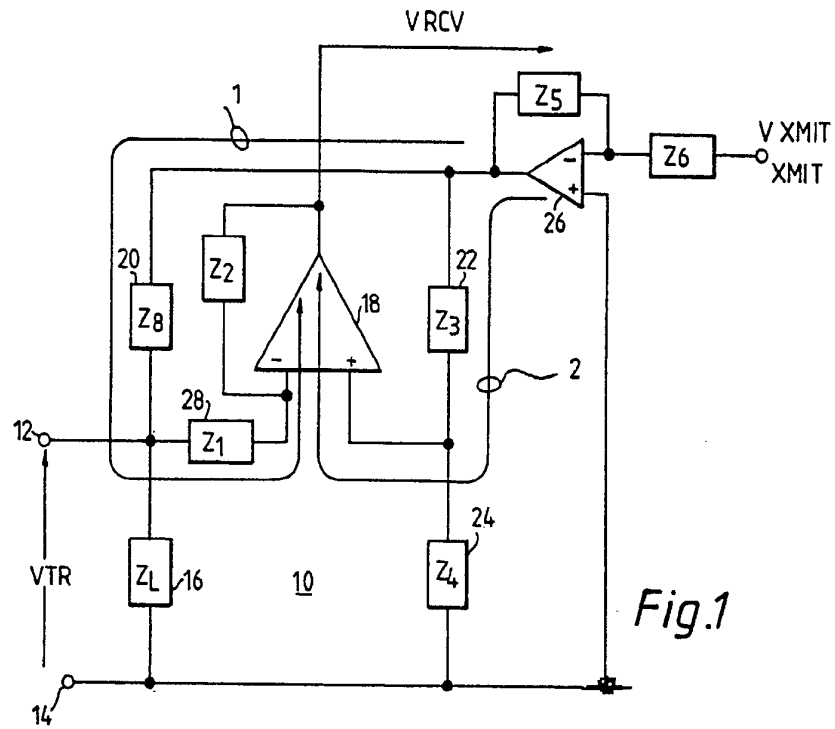
PATENTANSPRÜCHE

5

1. Schaltungsanordnung zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung, insbesondere Teilnehmerschaltung zum Anschluß einer analogen, im Vollduplex betriebenen Fernsprechleitung an eine digitale Vermittlung, mit einem Analog-Digital-Wandler im Vierdraht-Empfangsweg und einem Digital-Analog-Wandler im Vierdraht-Sendeweg sowie mit digitalen Filtern mit einstellbaren Koeffizienten, wobei die Schaltungsanordnung eine Widerstandsanpassung an die Teilnehmerleitung bewirkt, **dadurch gekennzeichnet**, daß der eine Eingang einer digitalen Summierschaltung (139) mit dem Ausgang des Analog-Digital-Wandlers (135) im Vierdraht-Empfangsweg, der das von der Fernsprechleitung (102, 104) empfangene analoge Signal in ein zusammengesetztes Digitalsignal umwandelt, verbunden ist und der andere Eingang an den Ausgang eines ersten digitalen Filters (272) geschaltet ist, dessen Filterkoeffizienten derart einstellbar sind, daß es eine Dämpfung um die Hälfte und eine Verzögerung bewirkt, die der Umlaufverzögerung des Digital-Analog-Wandlers (114) entspricht, daß der Eingang des ersten digitalen Filters (272) mit dem Ausgang der digitalen Vermittlung verbunden ist, wobei durch Multiplikation des Eingangssignals mit den Koeffizienten ein dem unerwünschten, vom Sendesignal stammenden Anteil des Empfangssignals entsprechendes Signal am Ausgang des Filters (272) bereitgestellt ist, daß der Ausgang der digitalen Vermittlung weiters mit dem Eingang eines zweiten digitalen Filters (116) mit einstellbaren Filterkoeffizienten zur direkten Einstellung einer vorgegebenen Ausgangs-Impedanzkurve verbunden ist, daß der Ausgang dieses digitalen Filters (116) über den Digital-Analog-Wandler (114) mit einem Steilheitsverstärker (200) verbunden ist, der einen Ausgangsscheinwiderstand von nahezu unendlich hat, und daß die Filterkoeffizienten in einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit (159) bestimmt werden, die ihrerseits vom Betriebs-/Überwachungssystem entsprechende Daten über die Übertragungseigenschaften der Fernsprechleitung erhält.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Koeffizienten-Nachstelleinheit (159) zusammen mit den digitalen Filtern jeweils einen automatischen Entzerrer bildet.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Analog-Digital-Wandler (135) ein Sigma-Delta-Codierer ist.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Analog-Digital-Wandler (135) ein erstes Vorfilter (133) zur Begrenzung seiner Eingangsbandbreite und ein erstes Nachfilter (137) zur Einstellung einer gewünschten Rückkopplungs-Verstärkungskurve hat.
5. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß sie einen Rückkopplungsweg enthält, der vom Ausgang des Analog-Digital-Wandlers (135) auf den Eingang einer im Vierdraht-Sendeweg dem zweiten digitalen Filter (116) vorgeschalteten digitalen Summierschaltung (151) führt, die das Ausgangssignal des Analog-Digital-Wandlers (135) zu dem von der digitalen Vermittlung kommenden Sendesignal addiert und daß der Rückkopplungsweg einen Schalter (106) aufweist.
6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet**, daß das erste und das zweite digitale Filter (272, 116) rekursive digitale Filter mit maximal fünf Filterkoeffizienten sind.
7. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß dem Digital-Analog-Wandler (114) ein zweites Vorfilter (153) vorgeschaltet ist zum Einstellen einer gewünschten Verstärkungskurve bei der Digital-Analog-Wandlung und daß ihm ein zweites Nachfilter zur Herabsetzung von Quantisierungsrauschen nachgeschaltet ist.
8. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, **dadurch gekennzeichnet**, daß die zur Anpassung an den Scheinwiderstand der Fernsprechleitung dienenden Filterkoeffizienten nachgestellt werden, während die Fernsprechleitung im Fernsprech-Betriebszustand ist und daß die nachgestellten Filterkoeffizienten bis zum nächsten Fernsprech-Betriebszustand gespeichert werden.

60

Hiezu 12 Blatt Zeichnungen



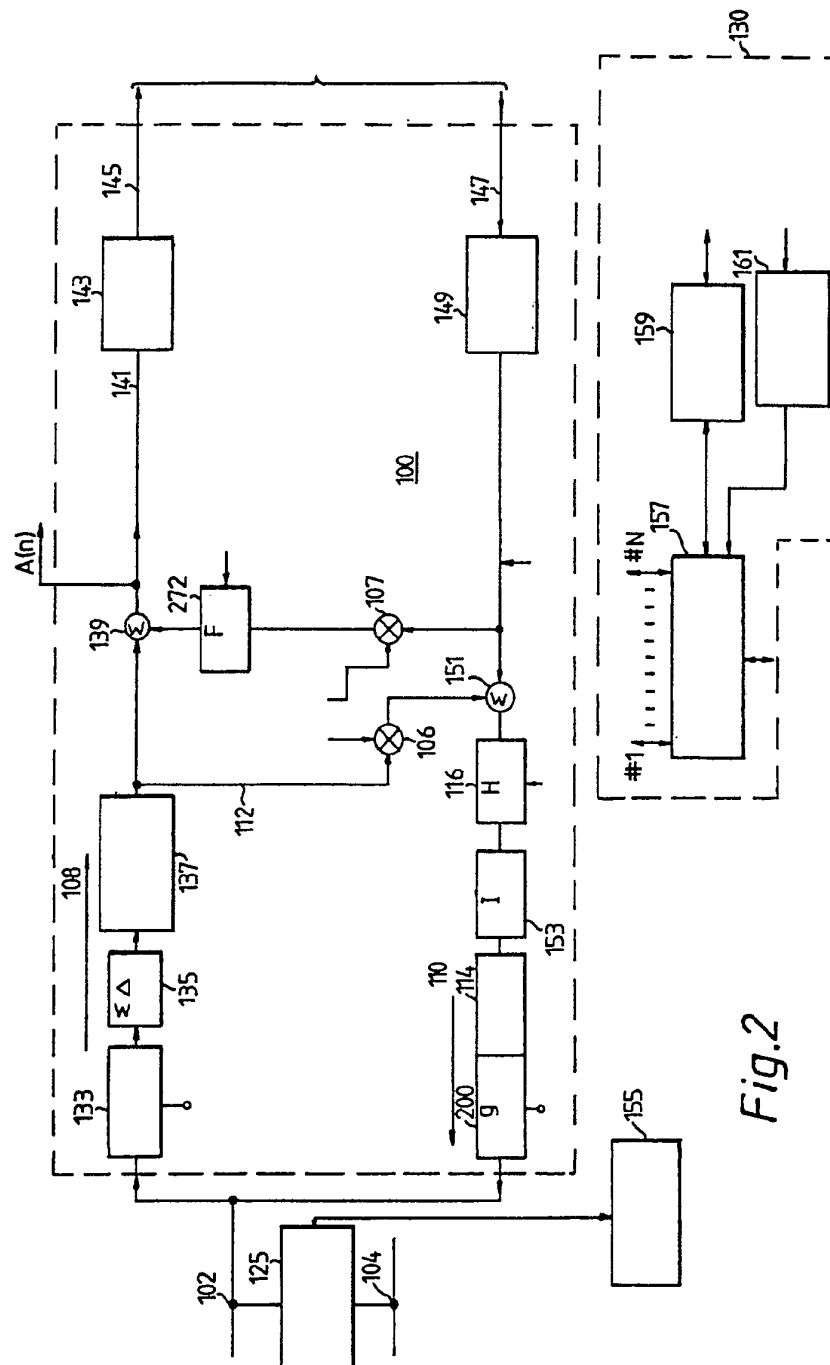


Fig. 2

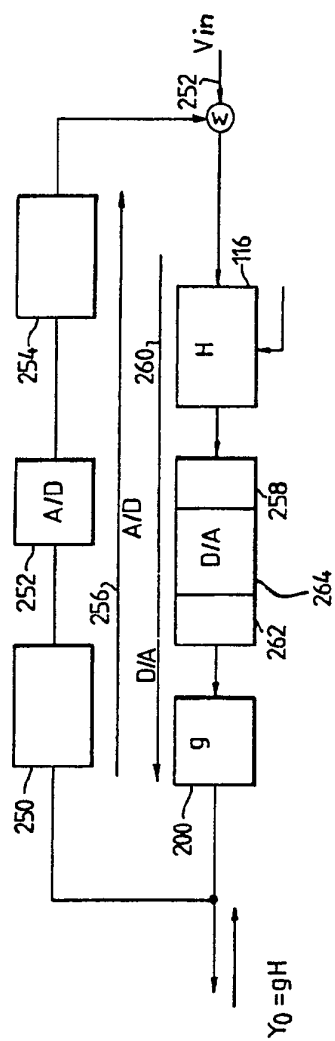


Fig. 3A

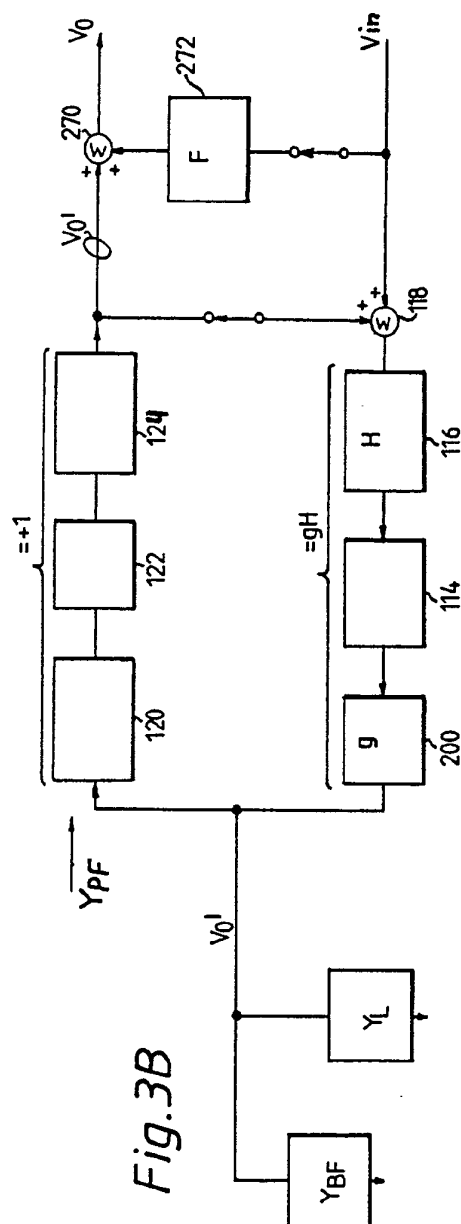
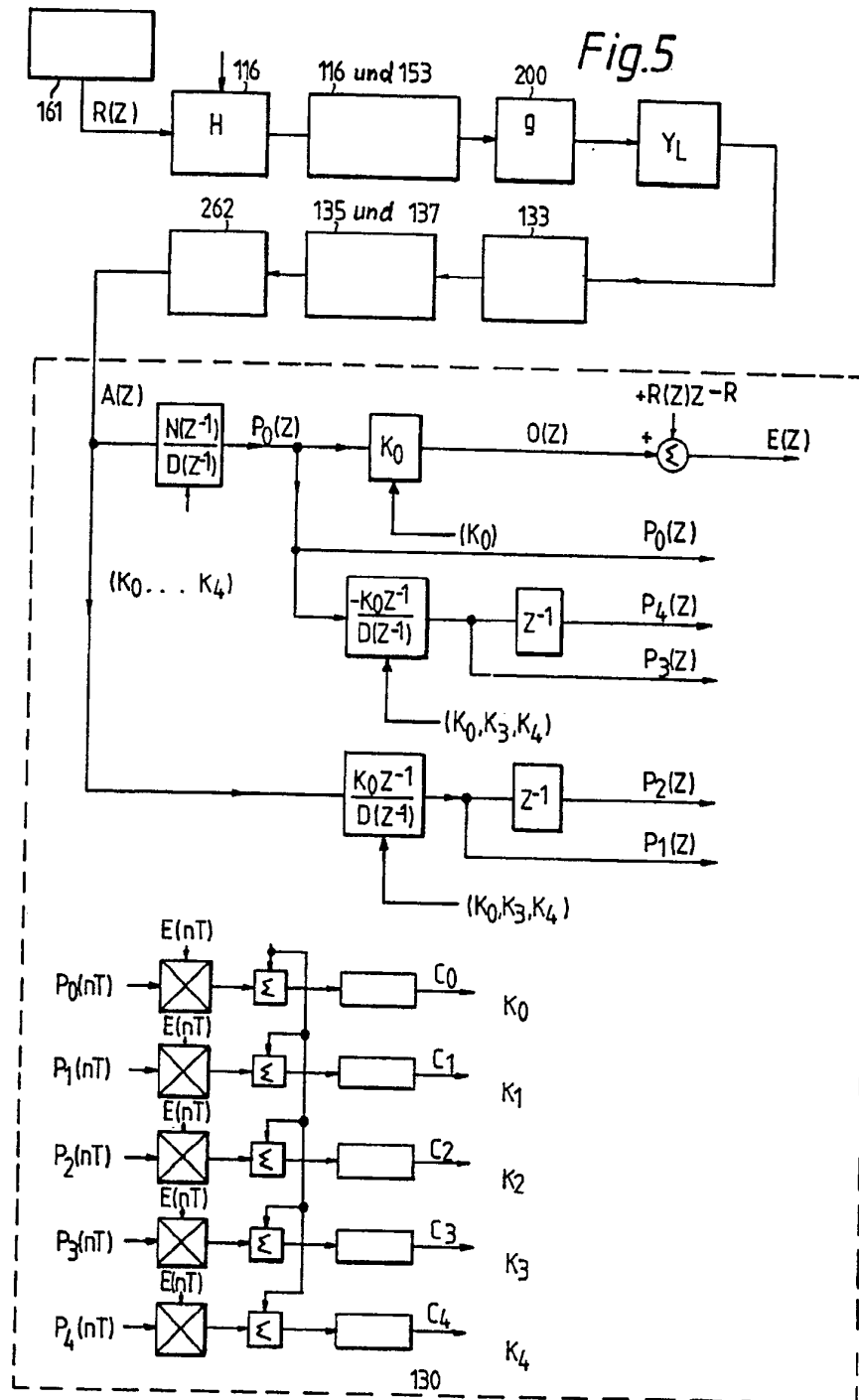


Fig. 3B



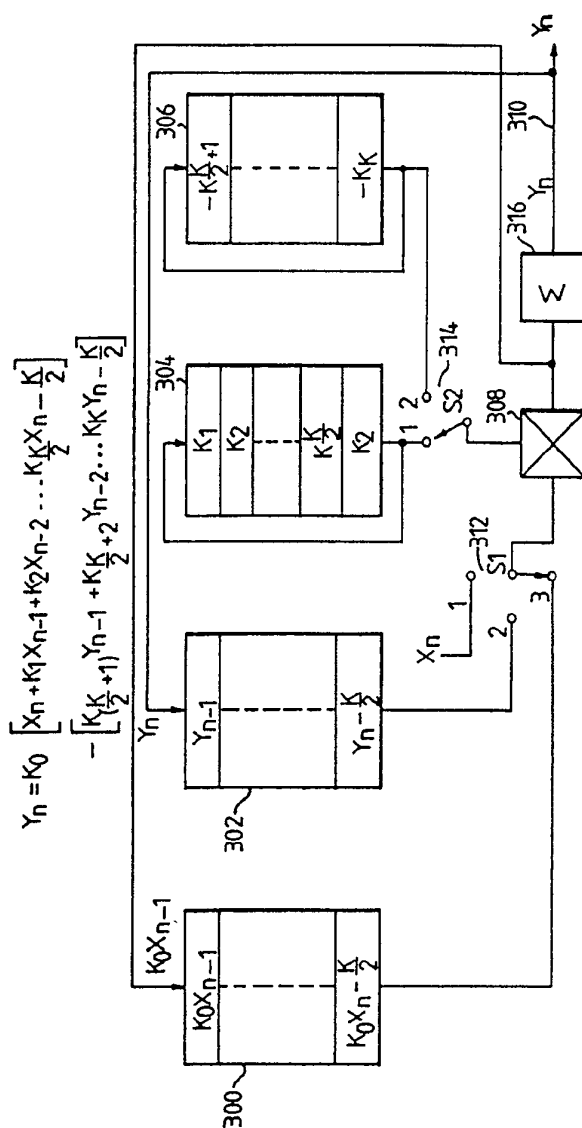


Fig.6

$$\frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{K_0 \left[1 + K_1 Z^{-1} + K_2 Z^{-2} + \dots + K_{\frac{K}{2}-1} Z^{-\frac{K}{2}} \right]}{\left[1 + K_{\frac{K}{2}-1} Z^{-1} + \dots + K_{\frac{K}{2}-1} Z^{-\frac{K}{2}} \right]}$$

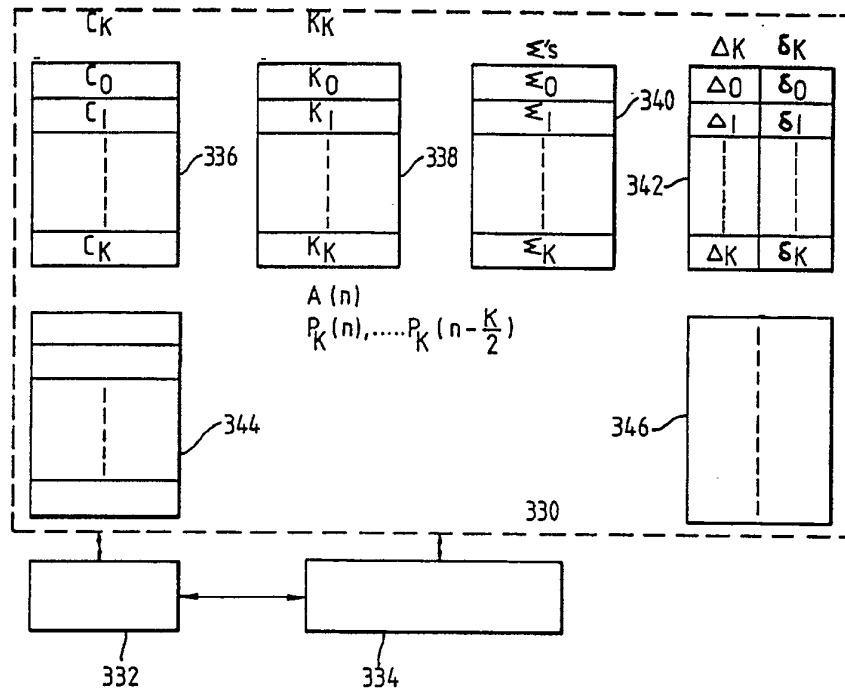


Fig. 7

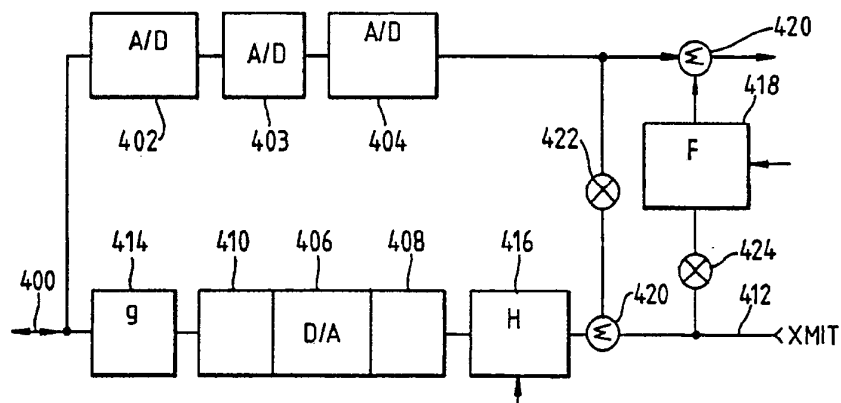
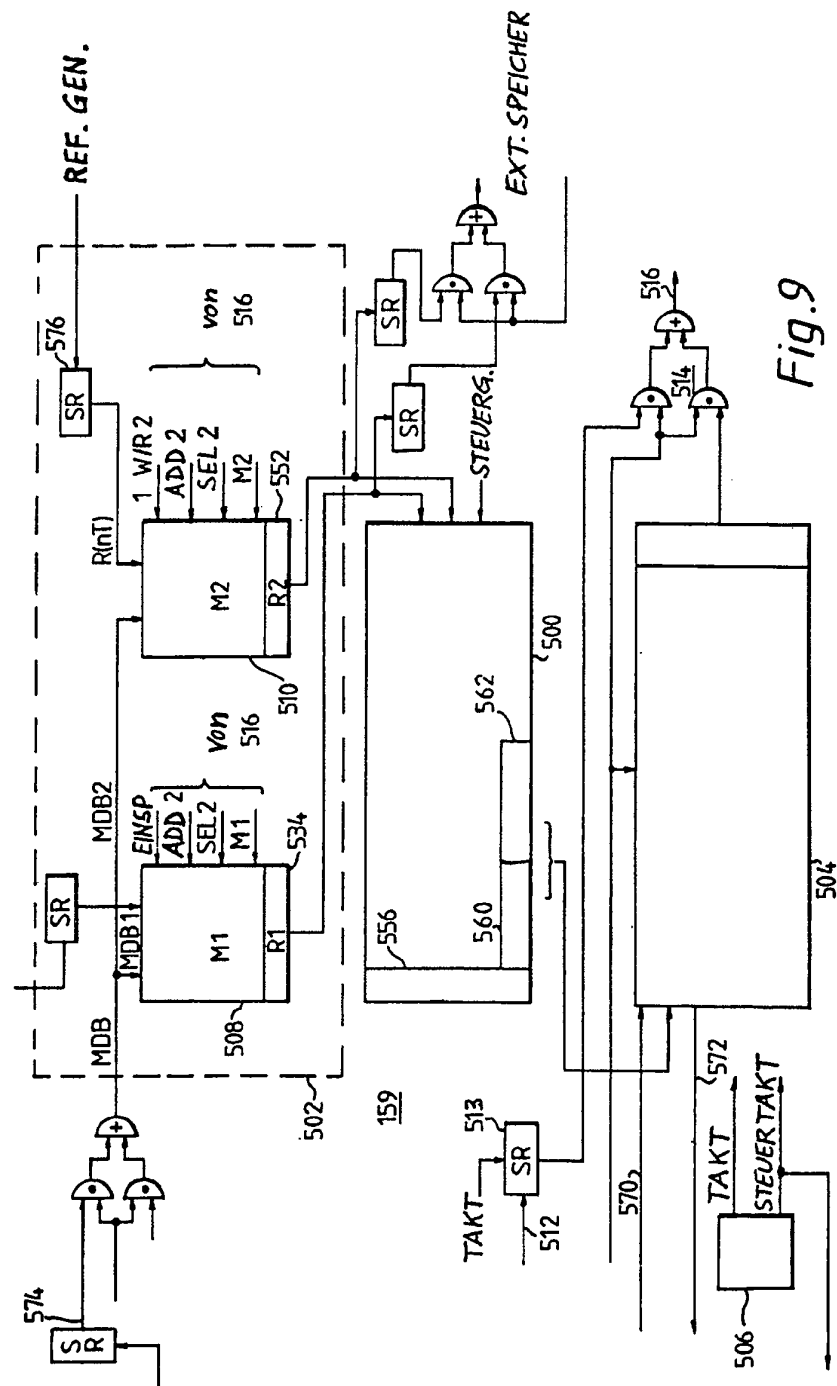
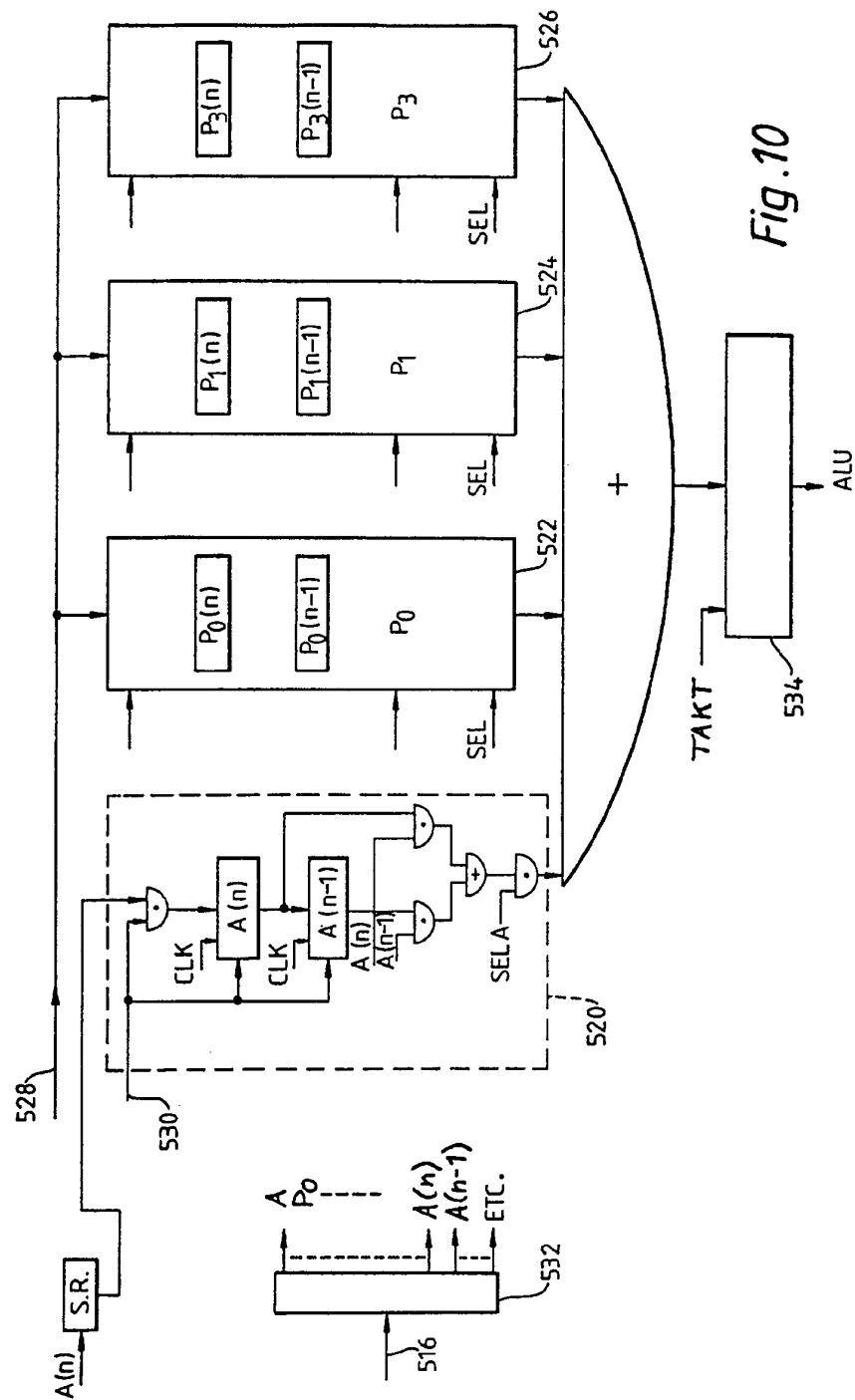
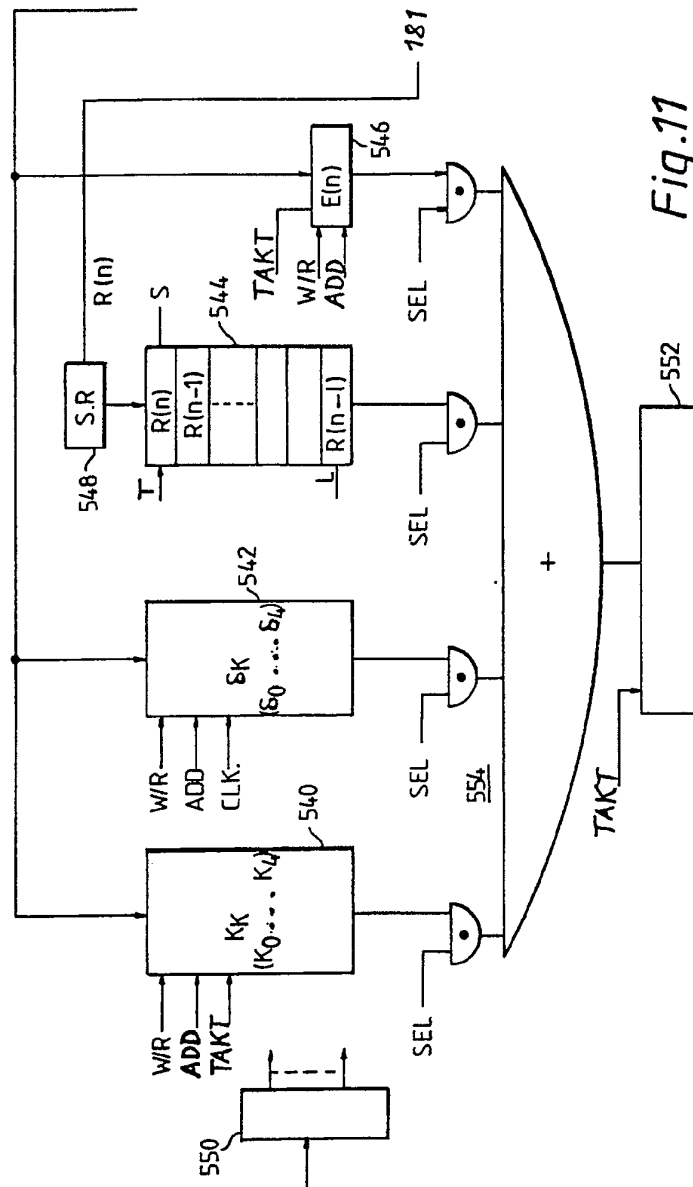


Fig. 8







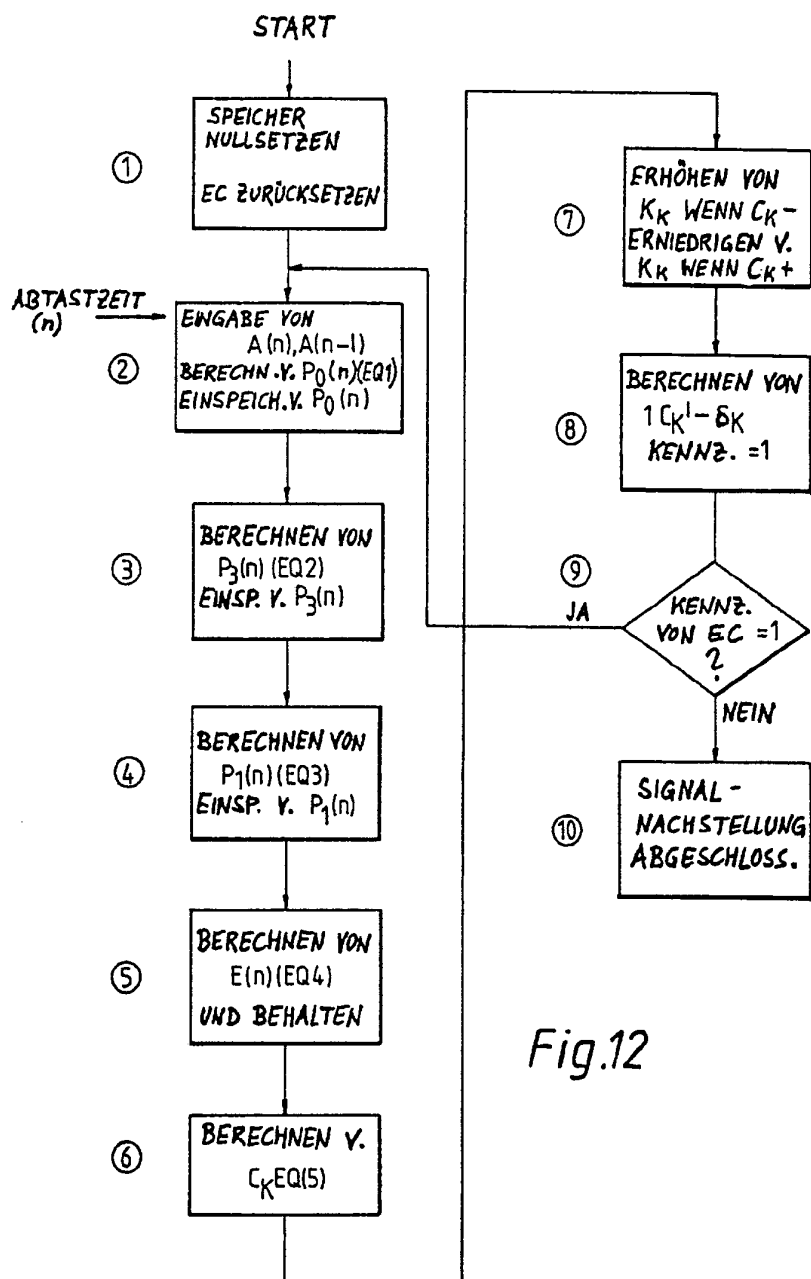
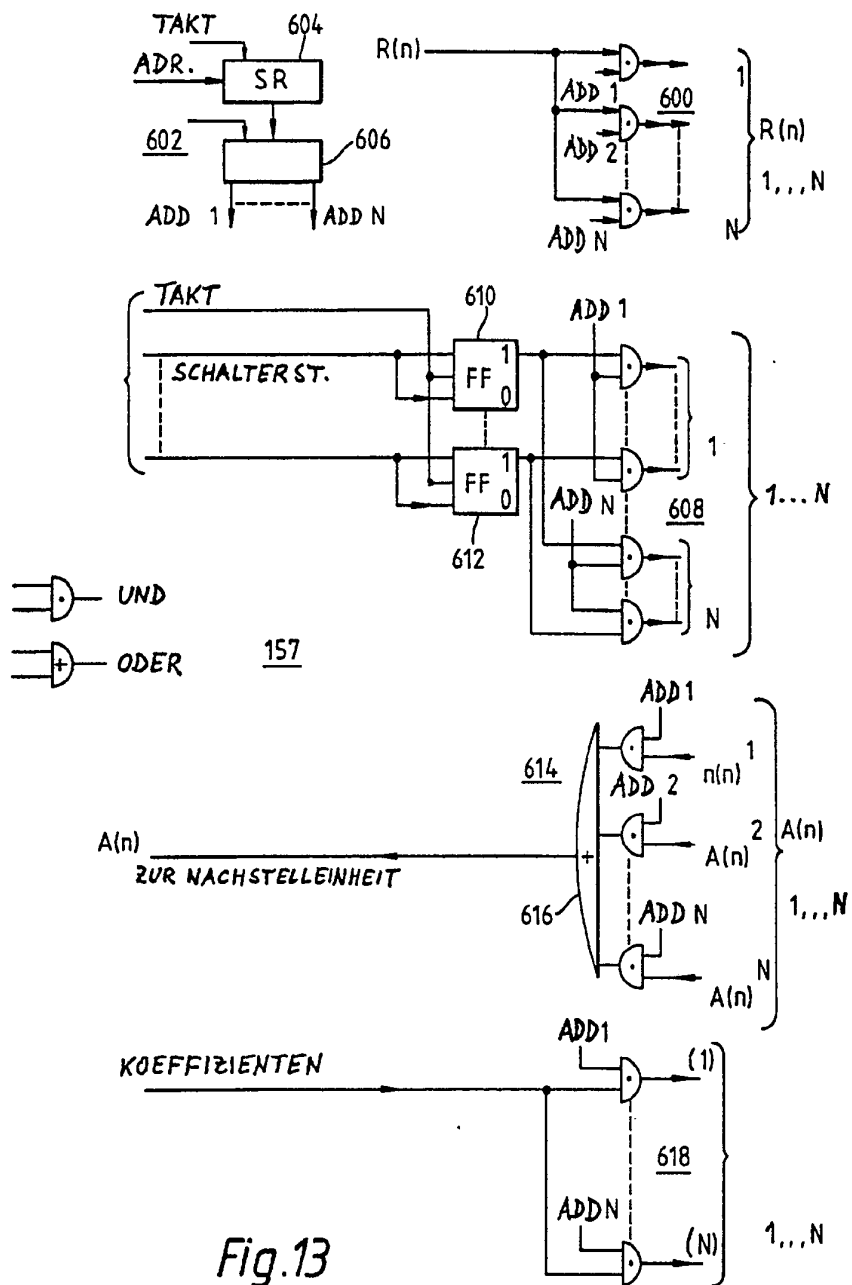


Fig.12



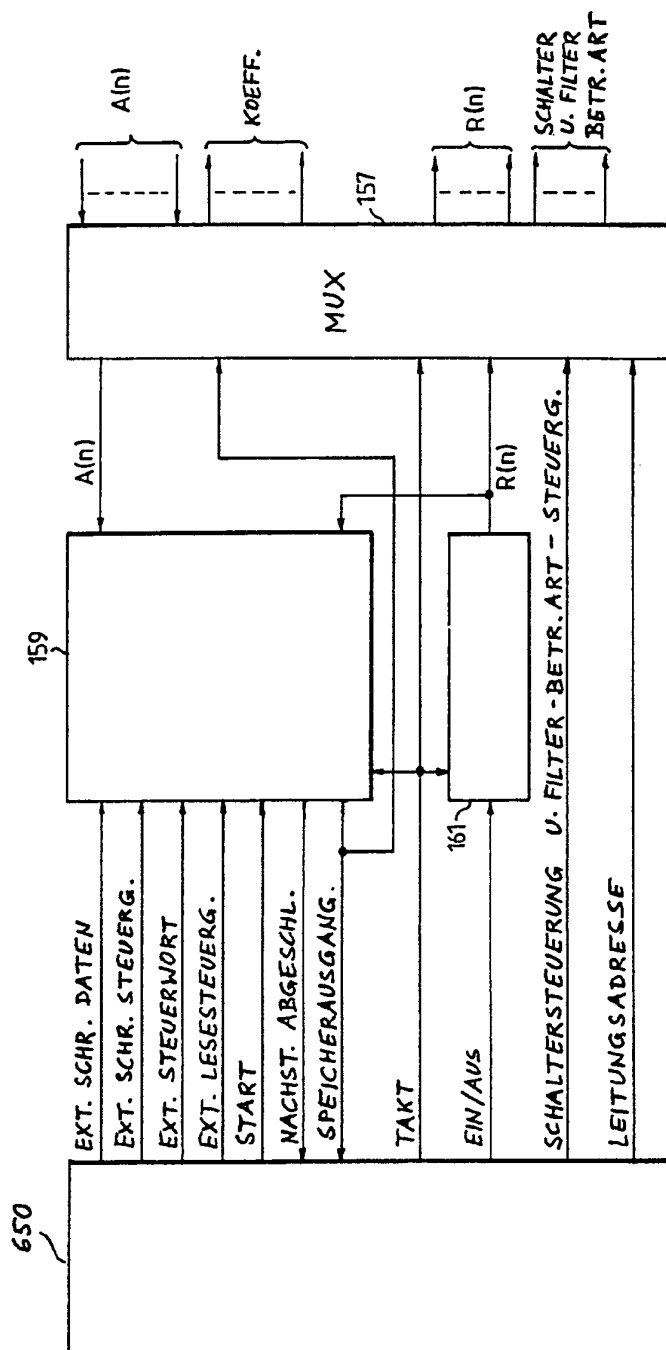


Fig.14