



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

②① Gesuchsnummer: 6781/81

②② Anmeldungsdatum: 23.10.1981

③① Priorität(en): 23.10.1980 US 199905

②④ Patent erteilt: 13.06.1986

④ Patentschrift
veröffentlicht: 13.06.1986

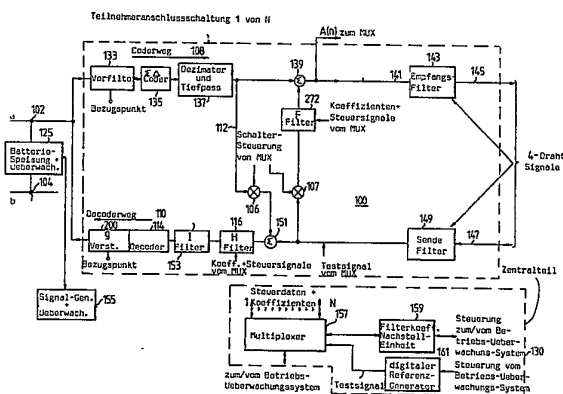
⑦3 Inhaber:
International Standard Electric Corporation, New
York/NY (US)

⑦² Erfinder:
Treiber, Robert, Fairfield/CT (US)

74) Vertreter:
Dipl.-El.-Ing. Hans F. Bucher, Bern

⑤4 Schaltungsanordnung zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung.

57) Zum Anschluss einer analogen, im Vollduplex betriebenen Fernsprechleitung, die eine Teilnehmeranschlussleitung oder eine Verbindungsleitung sein kann, an eine digitale Vermittlung ist eine Schaltungsanordnung (100) zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung erforderlich. Diese Schaltungsanordnung enthält Mittel (116, 200, 130), um auf digitale Weise ihren Ausgangsscheinwiderstand an den Scheinwiderstand der angeschlossenen Fernsprechleitung anzupassen und Mittel, um ebenfalls auf digitale Weise eine Echokompensation durchzuführen. Die dazu notwendige Nachstellung von Koeffizienten von digitalen Filtern (116, 272) besorgt auf adaptive Weise eine Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit (159), die entweder individuell für die Fernsprechleitung vorhanden ist oder in Zeitmultiplex von einer Vielzahl von Fernsprechleitungen verwendet wird.



PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zur Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung zum Anschluss einer analogen, im Vollduplex betriebenen Fernsprechleitung an eine digitale Vermittlung, dadurch gekennzeichnet, dass sie enthält:

- einen Analog-Digital-Wandler (135) im Vierdraht-Empfangsweg, der das von der Fernsprechleitung (102, 104) empfangene analoge Signal und das vom Vierdraht-Sendeweg her über die Fernsprechleitung auszusendende analoge Signal in ein zusammengesetztes Digitalsignal umwandelt,
- einen Digital-Analog-Wandler (114) im Vierdraht-Sendeweg, der eine analoge Signalspannung abgibt, welche das über die Fernsprechleitung auszusendende Informationssignal darstellt,
- Mittel (159) zum Bestimmen von Koeffizienten, welche die Übertragungseigenschaften der Fernsprechleitung repräsentieren,
- ein erstes digitales Filter (272) mit einstellbaren Koeffizienten, dem das von der digitalen Vermittlung kommende digitale Sendesignal zugeführt wird und das durch Multiplikation seines Eingangssignals mit den Koeffizienten ein den unerwünschten, vom Sendesignal stammenden Anteil des Empfangssignals darstellendes Signal abgibt, wobei die einstellbaren Koeffizienten dieses Filters von den die Übertragungseigenschaften der Fernsprechleitung repräsentierenden Koeffizienten abgeleitet sind,
- ein zweites digitales Filter (116) im Vierdraht-Sendeweg mit einstellbaren Koeffizienten, dem das von der digitalen Vermittlung kommende digitale Sendesignal zugeführt wird und das eine Impedanzanpassung der Schaltungsanordnung an die Fernsprechleitung bewirkt, wobei die die Übertragungseigenschaften der Fernsprechleitung darstellenden Koeffizienten als Filterkoeffizienten verwendet werden,
- einen Steilheitsverstärker (200), der im Vierdraht-Sendeweg dem Digital-Analog-Wandler nachgeschaltet ist und der einen Ausgangsscheinwiderstand von nahezu unendlich hat,
- eine digitale Summierschaltung (151), die das Ausgangssignal des ersten digitalen Filters (272) mit dem zusammengesetzten digitalen Ausgangssignal des Analog-Digital-Wandlers (135) derart kombiniert, dass dessen unerwünschte, vom Sendesignal stammenden Echoanteile kompensiert werden.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Filterkoeffizienten des ersten digitalen Filters (272) derart eingestellt werden, dass es eine Dämpfung um die Hälfte und eine Verzögerung bewirkt, die der Umlaufverzögerung des Digital-Analog-Wandlers (114) entspricht.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Mittel (159) zum Bestimmen der Filterkoeffizienten eine Koeffizienten-Nachstelleinheit (159) sind, die zusammen mit den digitalen Filtern jeweils einen automatischen Entzerrer bildet.

4. Schaltungsanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Analog-Digital-Wandler (135) ein Sigma-Delta-Codierer ist.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Analog-Digital-Wandler (135) ein Vorfilter (133) zur Begrenzung seiner Eingangsbandbreite und ein Nachfilter (137) zur Einstellung einer gewünschten Rückkopplungs-Verstärkungskurve hat.

6. Schaltungsanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, 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.

7. Schaltungsanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das erste und das zweite digitale Filter (272, 116) rekursive digitale Filter mit maximal fünf Filterkoeffizienten sind.

8. Schaltungsanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass dem Digital-Analog-Wandler (114) ein Vorfilter (153) vorgeschaltet ist zum Einstellen einer gewünschten Verstärkungskurve bei der Digital-Analog-Wandlung und dass ihm ein Nachfilter zur Herabsetzung von Quantisierungsrauschen nachgeschaltet ist.

9. Schaltungsanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, 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.

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Bei bekannten Einrichtungen zu 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-Vierdraht-Umwandlung 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 interessierten Frequenzbereich erforderlich, wenn die Gabelschaltung optimale Eigenschaltung 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 ungeigneter Weise abgeschlossen ist. Eine unerwünschte Reflexion oder ein 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 Rückflussignale 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 Rückkoppelung, 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 Fernsprechnetz eingefügt werden und in dem vorgeschrieben ist, dass an den Stellen im Netzwerk, an denen eine Zweidraht-Vierdraht-Umsetzung stattfindet, die Gabelübergangsdämpfung bestimmte Minimalanforderungen 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-Techniken 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 Dämpfungen 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.

Es ist die Aufgabe der Erfindung, eine Schaltungsanordnung zum Anschluss von im Vollduplex betriebenen Fernsprechleitungen an eine digitale Vermittlung anzugeben, bei der eine weitgehend digitale Signalverarbeitung im Zweidraht-Vierdraht-Umsetzer stattfindet, die eine Scheinwiderstandsanpassung an den Scheinwiderstand der Fernsprechleitung bewirkt, die eine Entkopplung und Entzerrung der von der Fernsprechleitung empfangenen Signale bewirkt und die in integrierter Schaltungstechnik herstellbar ist.

Die Aufgabe wird wie im Patentanspruch 1 angegeben gelöst. Weiterbildungen sind den abhängigen Ansprüchen entnehmbar.

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

- Fig. 1 eine bekannte elektronische Gabelschaltung,
- Fig. 2 eine digitale Teilnehmeranschlussschaltung,
- 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,
- Fig. 6 ein Blockschaltbild eines verallgemeinerten digitalen Filters,
- Fig. 7 ein Blockschaltbild einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit für einen Entzerrer,
- Fig. 8 ein Blockschaltbild verallgemeinerten Zweidraht-Vierdraht-Umsetzers in digitaler Technik,
- Fig. 9 ein Blockschaltbild eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit,
- 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 ein Schaltbild eines Multiplexers, und
- Fig. 14 die Schnittstellenverbindungen zwischen der Filterkoeffizienten-Nachstelleinheit nach Fig. 9 und dem Multiplexer nach Fig. 13.

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

- 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:

Die Scheinwiderstände Z_3 (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 Ω in Reihe mit 2,2 μF . Z_3 und Z_4 werden verändert oder so ausgewählt, dass der geeignete Abgleich stattfindet und 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 Rückflusssdämpfung der Schaltung 10, die definiert ist durch:

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

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 Teilnehmeranschlusschaltung 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 Teilnehmeranschlusschaltung 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 Leitungsabschlusswiderstand, 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-Teilnehmeranschlusschaltung 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 Übertragungslei-

tungen, 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 Rückflusssdämpfung, 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 Codiererweg 108 zum Decodiererweg 110 herstellt.

Die Fig. 3B zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild einer derartigen digitalen Bindung des Scheinwiderstandes. Ein Steilheitsverstärker oder g-Verstärker 200 ist eine Schaltungsanordnung, die eine Eingangsspannung V_x in einen Ausgangsstrom $-g V_x$ 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-Vacuumröhre 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 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 digitaler 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. 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:

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

Der Ausgangs-Scheinleitwert kann dargestellt werden als:

$$Y_{aus} = Y_L + gH \quad (3)$$

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

In Fig. 3A ist die digitale Bindung 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 g_H 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-Scheinwert ist:

$$Y_{aus} = Y_L + g_H \quad (4)$$

Wenn g_H gleich Y_L gemacht wird, ist:

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

$$H(Z) = K_0 \frac{Z^2 + K_1 Z + K_2}{Z^2 + ZK_3 + K_4} = K_0 \frac{N(Z)}{D(Z)} = K_0 \frac{1 + K_1 Z^{-1} + K_2 Z^{-2}}{1 + K_3 Z^{-1} + K_4 Z^{-2}} = K_0 \frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})} \quad (9)$$

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

und der Ausgangs-Scheinwiderstand der Schaltung ist an den Leitungslasten angepasst.

Entsprechend erscheint das verzögerte, ausgesendete Signal V_{in} gedämpft mit dem Faktor $-1/2$ an der Summierschaltung 270 und 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 unerwünschte zurückkommende 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 Imittanzen eliminiert werden, d.h.:

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

wobei Y_x deren kombiniertem Scheinleitwert entspricht.

Unter diesen Umständen ändert sich die Umlaufverstärkung (über den Codierweg 108 und den Decodierweg 110) in:

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

und der Nettoscheinleitwert an den Anschlüssen 102 und 103, 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, dass gilt:

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

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

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

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 Imittanzen auf der Basis der hier beschriebenen Technik erweitert werden. Beispielsweise kann g_H , 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 g_H gleich Y_L (oder

$X_L - Y_L$) 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 ist 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 leistungsfähig 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 Fernsprecheitungsscharakteristik 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 Codierweg 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 $g_H = 1$).

Die Fig. 2 kann wie folgt beschrieben werden: Der Codierweg 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.

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)

$$E(Z) = 0, \text{ wobei } Z \text{ der Verzögerungsoperator ist, und} \quad (10)$$

$$E(Z) = 0(Z) = R(Z) Z^{-L} \quad (11)$$

Der Term Z^{-L} kompensiert die bekannten absoluten

Abtastverzögerungen, die das Signal auf dem Weg über die Schleife erfährt. Unter diesen Bedingungen gilt:

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

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 Differentialgleichungen, um das mittlere Quadrat G zwischen $R(nT - LT)$ und $O(nT)$ als Funktion der Koeffizienten K_k zu minimieren. Dies wird dargestellt als:

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

Dies entspricht der bekannten Theorie, die beispielsweise von Lucky & Rudin in BSTJ, Nov. 1967, und von Weiner in MIT Press, veröffentlicht 1964, Appendix B, «Time Series Analysis», beschrieben ist.

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:

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

wobei Δ ein Incrementwert 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 Schaltungs-komplexität führt.

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

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

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

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

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

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

$$O(Z) = K_0 P_0(Z) \quad (20)$$

$$E(Z) = O(Z) - R(Z) \quad (21)$$

$$C_{k\text{neu}} = \sum_{n=1}^N P(nT) \cdot E(nT) \text{ (abgerundet)} \quad (22)$$

$$K_{k\text{neu}} = K_{\text{kalt}} - C_{k\text{neu}} \Delta \quad (23)$$

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:

$$C_k \leq \delta_k \quad (24)$$

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 Fernsprechleitung 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 $\frac{1}{2}$ bei einer absoluten Verzögerung, die der Umlaufverzögerung durch die digitalen Filter entspricht, welche in der Darstellung nach der Z-Transformation mit Z^{-1} angegeben werden kann.

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

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

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

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

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.

$$Y_n = K_0 [X_n + K_1 X_{n-1} + K_2 X_{n-2} \dots K_k X_{n-k}] - [K_{k+1} Y_{n-1} + K_{k+2} Y_{n-2} \dots K_k Y_{n-k}] \quad (31)$$

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

Unter diesen Bedingungen gilt für das F-Filter:

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

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 ein 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:

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

und somit ist:

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

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.

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

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.

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 oben angegebenen Gleichungen zu Grunde liegenden Prinzipien. Im übrigen können

auch andere Analogrhythmen 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 Nachstellereinheit 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:

$$C_k(mNT) = \sum_n^{mNT} P_k(nT) E(nT) \quad (\text{abgerundet und } n = (m-1)NT+1) \quad (32)$$

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

$$K_k(m) = K_k(m-1) - C_k(m) \quad (33)$$

Vereinfacht man die Berechnung von C_k durch die Näherung:

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

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 Nachstellereinheit 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-Abtasttakt 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 502 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 $P_3(n-1)$ 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 $R(n)$, $R(n-1)$... $R(n-1)$ direkt adressiert werden kann. 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:

Funktion	Operation
Multiplizieren	$C(R1) \cdot C(R2) \rightarrow ACC$
Multiplizieren/Addieren	$C(R1) \cdot C(R2) + C(ACC) \rightarrow ACC$
Subtrahieren/Addieren	$C(=R1) = C(=R2) + C(ACC) \rightarrow ACC$
Inkrementieren	$C(M2) + LSB \rightarrow M2$
Dekrementieren	$C(M2) - LSB \rightarrow M2$
Komplementieren von ACC	falls Signum ACC negativ:
falls negativ	$2^N - C(ACC) \rightarrow ACC$
Nullsetzen von ACC	Wert «0» $\rightarrow ACC$
Starten	Beginn des Nachstellprozesses

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.

Zur Durchführung der Inkrementierung oder der Dekre-

mentierung 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 negativ» wird das Vorzeichen des Akkumulatorinhalts in ein positives geändert, wenn es negativ ist.

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 Kennzeichenbits des Akkumulators bei 562 werden zurückgesetzt.

- 5 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
10 jedes Steuerwort 18 Bits. Diese Aufteilung des Steuerworts lässt sich wie folgt darstellen:

Feld für Speicher M1	M1	Eingeben	Adressieren	Auswählen	Zwischensumme
	1	2	1	2	6 Bits
Feld für Speicher M2	M2	Lesen/Schreiben	Adressieren	Auswählen	Zwischensumme
	1	1	3	2	7 Bits
Feld für Rechenw. 500	Operation				Zwischensumme
	5				5 Bits
Steuerwort	Feld für M1	Feld für M2	Feld für Rechenwerk	Summe	
	6	7	5	18 Bits	

Schritt 2: Berechnung von $P_0(n)$

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 hinzugeaddiert. Darauf wird $A(n)$ zum Inhalt des Akkumulators hinzugeaddiert. Die rückgekoppelnden P_0 -Terme werden vom Akkumulatorinhalt subtrahiert gemäss der Gleichung:

$$\text{neues } P_0(n) = A(n) + K_1 A(n-1) + K_2 A(n-2) - K_3 P_0(n) - K_4 P_0(n-1) \quad (35)$$

Diese Operation entspricht der Funktion

$$\frac{N(Z^{-1})}{D(Z^{-1})},$$

die in Fig. 5 gezeigt ist. Das Ergebnis $P_0(n)$ wird in den für P_0 vorgesehenen Stapelspeicher 522 eingespeichert.

Schritt 3: Berechnung von $P_3(n)$

Der Term $P_3(n)$ am Ausgang des Filters, der der Übertragungsfunktion

$$\frac{-K_0 Z^{-1}}{D(Z^{-1})}$$

entspricht (Fig. 5), wird in ähnlicher Weise berechnet gemäss:

$$\text{neues } P_3(n) = -K_0 P_0(n-1) - P_3(n) K_3 - P_3(n-1) K_4 \quad (36)$$

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

Schritt 4: Berechnung von $P_1(n)$

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

$$\text{neues } P_1(n) = K_0 A(n-1) - P_1(n) \cdot K_3 - P_1(n-1) \cdot K_4 \quad (37)$$

25 was der in Fig. 5 angegebenen Filterfunktion

$$\frac{K_0 Z^{-1}}{D(Z^{-1})} \quad \text{entspricht.}$$

Schritt 5: Berechnung von $E(n)$

30 Der Fehlerterm wird berechnet nach:

$$E(n) = P_0(n) K_0 + R(n-1) \quad (38)$$

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

Schritte 6 und 7: Berechnung der Werte C_k , Aktualisieren der Werte K_k

40 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.,

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

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.,

$$C_k - \delta_k = +: \text{ Kennzeichen setzen} \\ = -: \text{ Kennzeichen zurückgesetzt lassen}$$

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 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 8 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 ungünstigen 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:

Speicherdifferenz:	0,5 μ s
Multiplizieren:	1,0 μ s
Addieren:	0,5 μ s
Insgesamt:	2,0 μ s

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, wären 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 negativ, Inkrementieren, Dekrementieren.

Eine alternative Ausführungsform der vorstehend beschriebenen Nachstelleinheit lässt sich verwirklichen, wenn man einen allgemein verwendbaren Signalprozessor zugrunde legt, der spezielle Fähigkeiten hinsichtlich arithme-

tischer 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 Teilnehmeranschlusschaltung 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 miteingebaut 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 vorstehend beschriebenen digitalen hochintegrierten Schaltkreise ersetzt werden können. Dies führt zu geringeren Kosten bei der Herstellung, bei der Installation und bei der Betriebsüberwachung und bringt darüber hinaus 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, Oktober 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 $A(n)$, $P_{k(n)}$, ... $P_{k(n-k/2)}$ 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 344.

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. 1 arbeitet in der gleichen Weise wie die nach Fig. 3, und die Impedanzanpassung an die Fernsprechleitung geschieht ähnlich. Der Decodierweg, der eine Digital-Analog-Wandler 406, ein dazugehöriges Vorfilter 408 und ein dazugehöriges Nachfilter 410 enthält, wandelt die von der Leitung 412 kommenden 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 vom Kodierer und das F-Filter 418 werden 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.

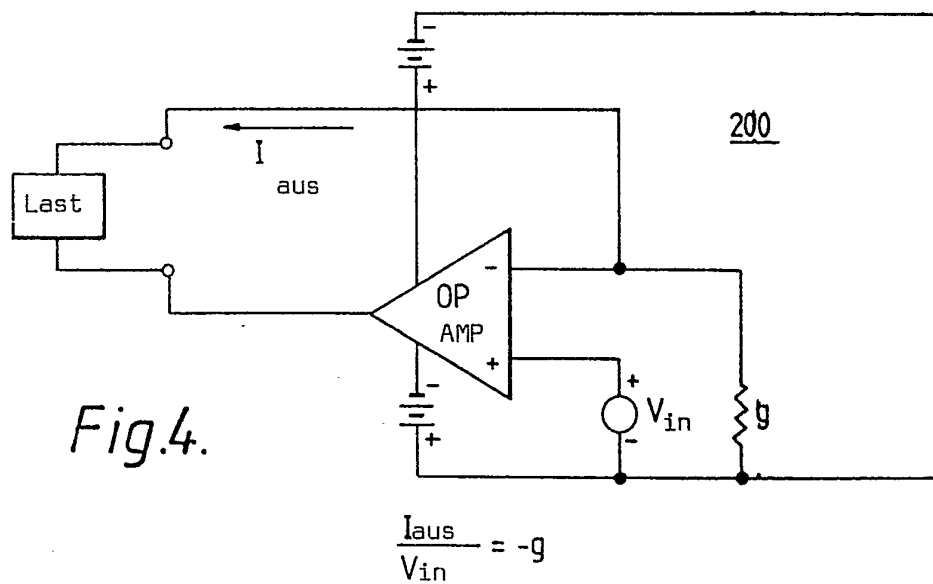
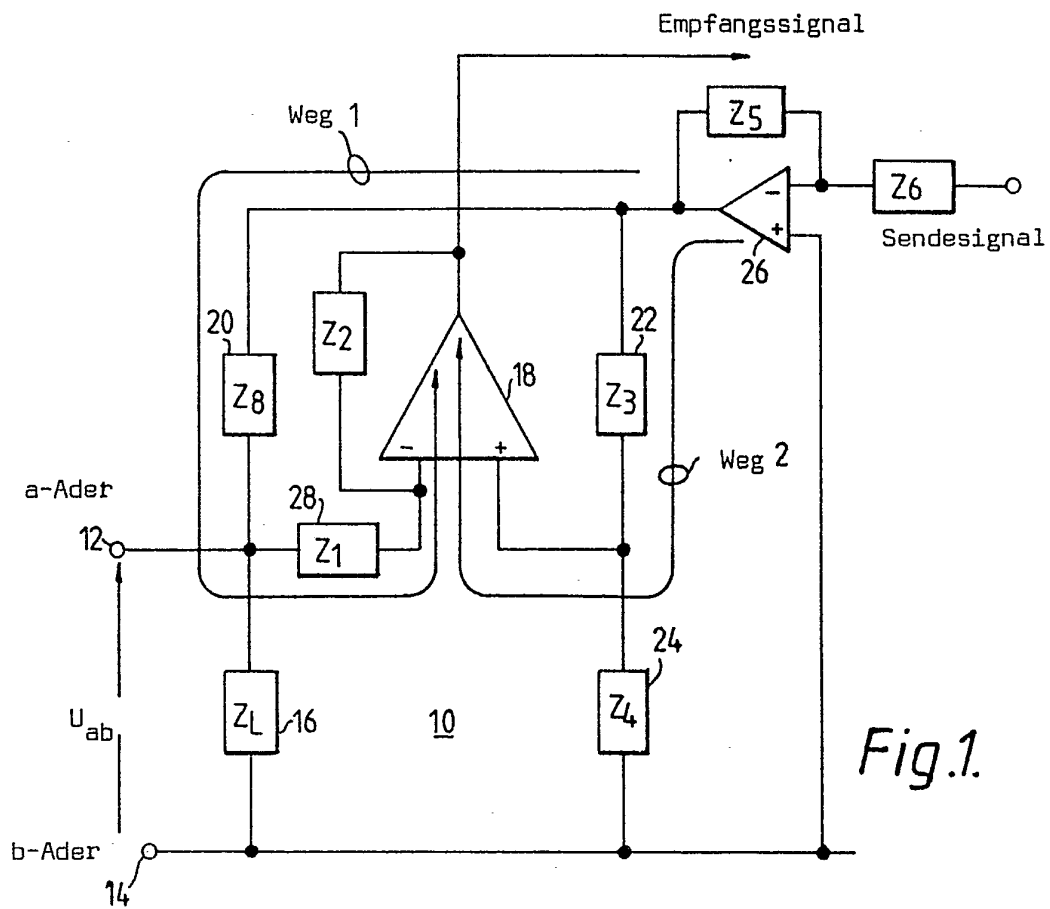
Signale R (n) vom digitalen Referenzgenerator 161 gelangen über eine Torschaltung 600 auf die Leitungen 1 bis n, wobei R (n) über UND-Schaltungen ADD 1 bis ADD N, die über eine Logik 602 vom Betriebsüberwachungssystem angesteuert werden, an jeweils eine der n-Ausgangsleitungen gelangt. Die geeignete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

Schliesslich wird Fig. 14 betrachtet, die ein Blockschaltbild der wichtigsten Schnittstellenverbindung 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.



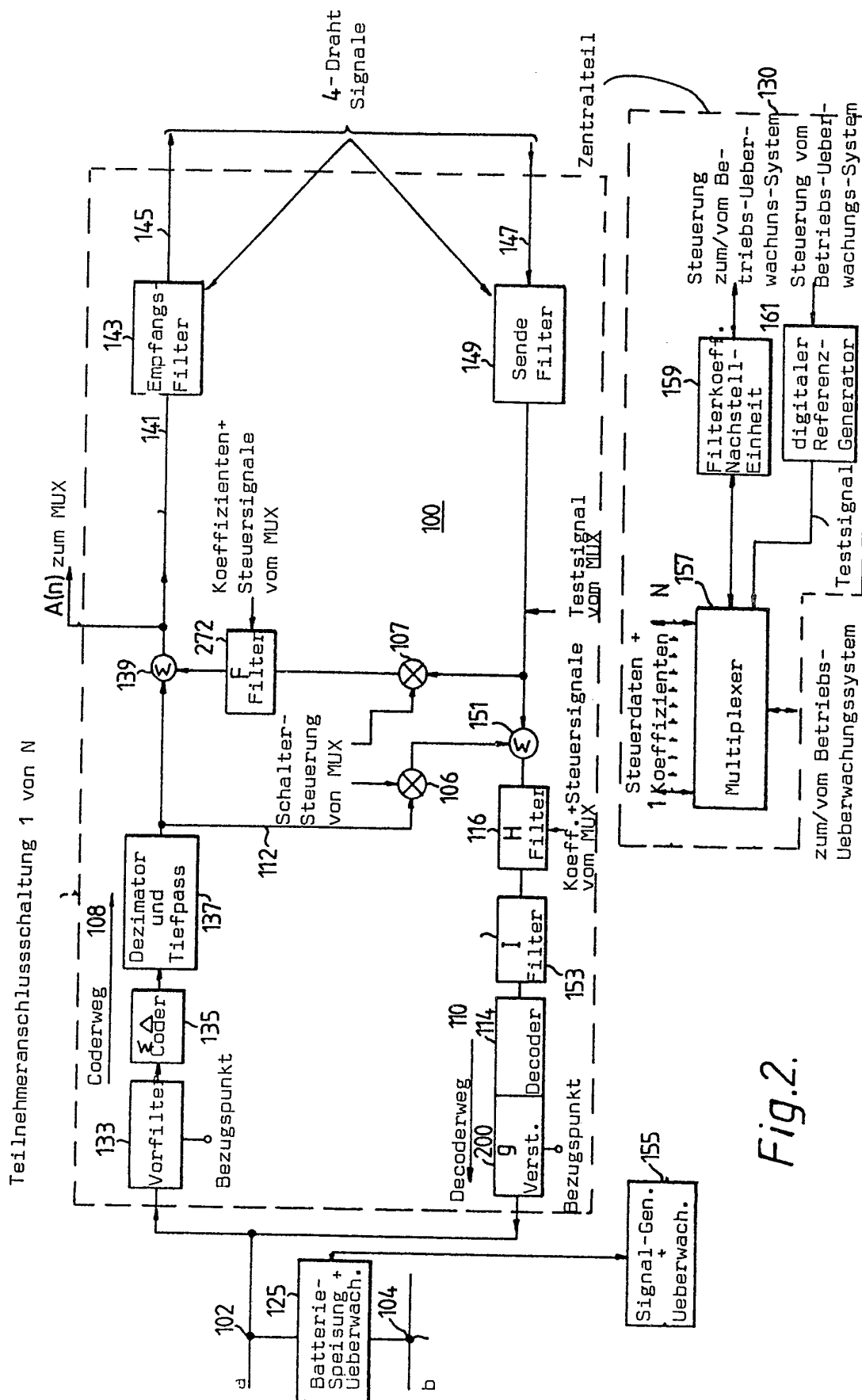
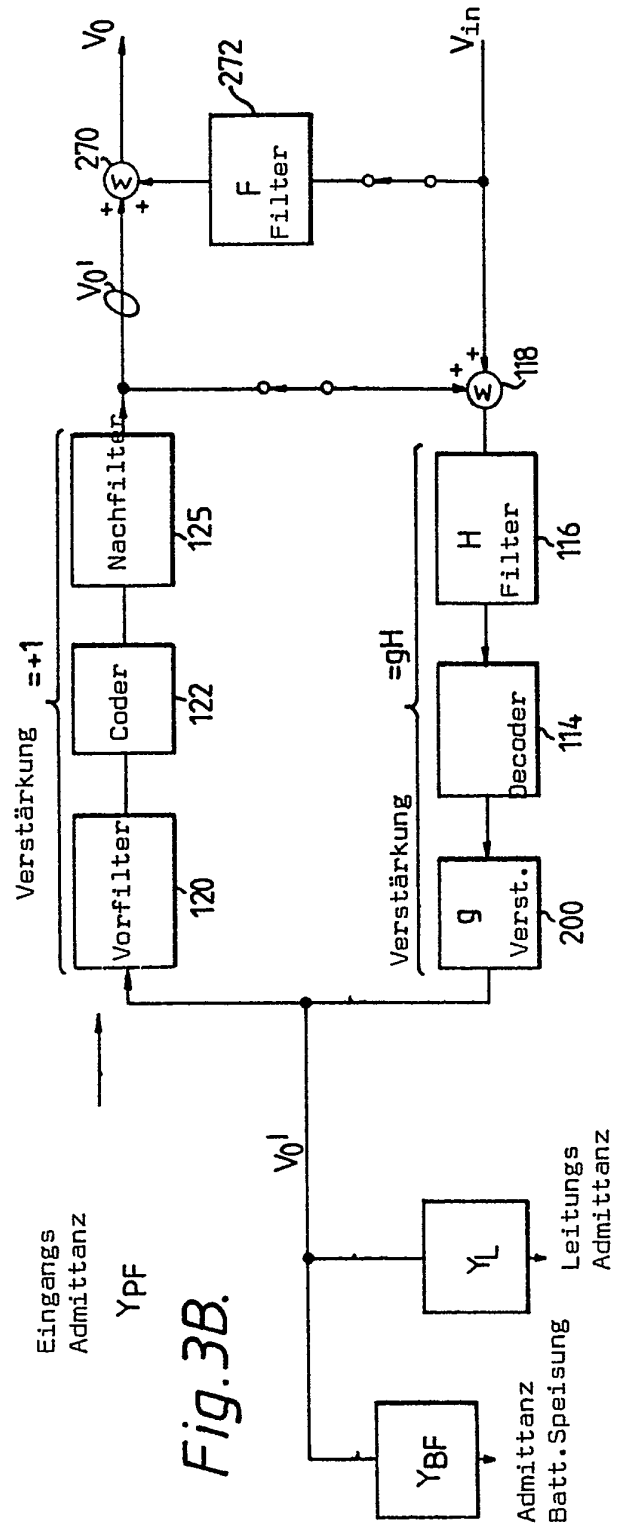
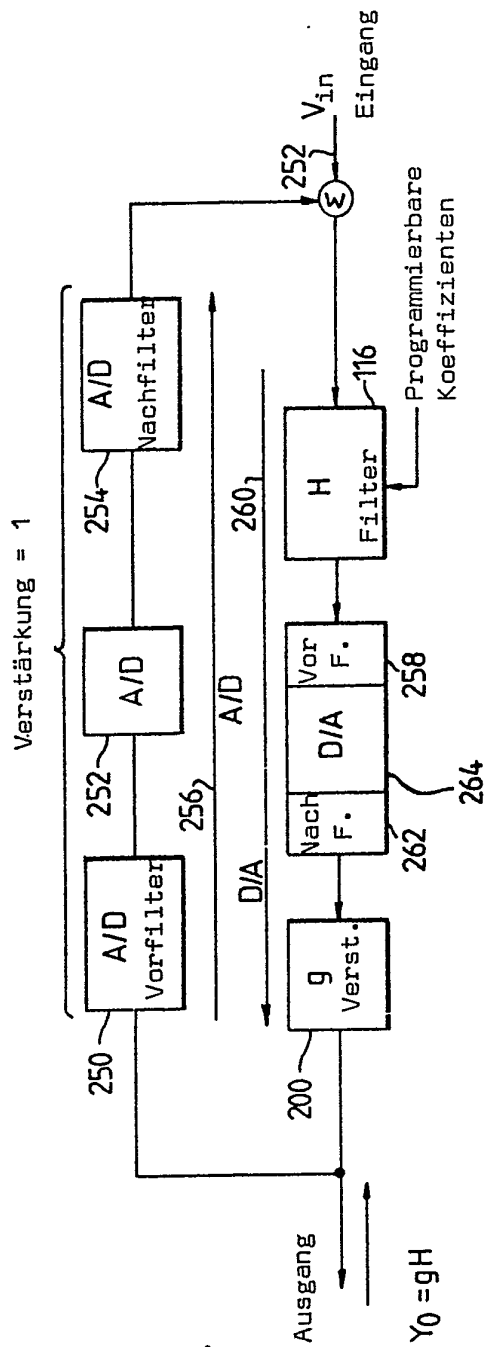
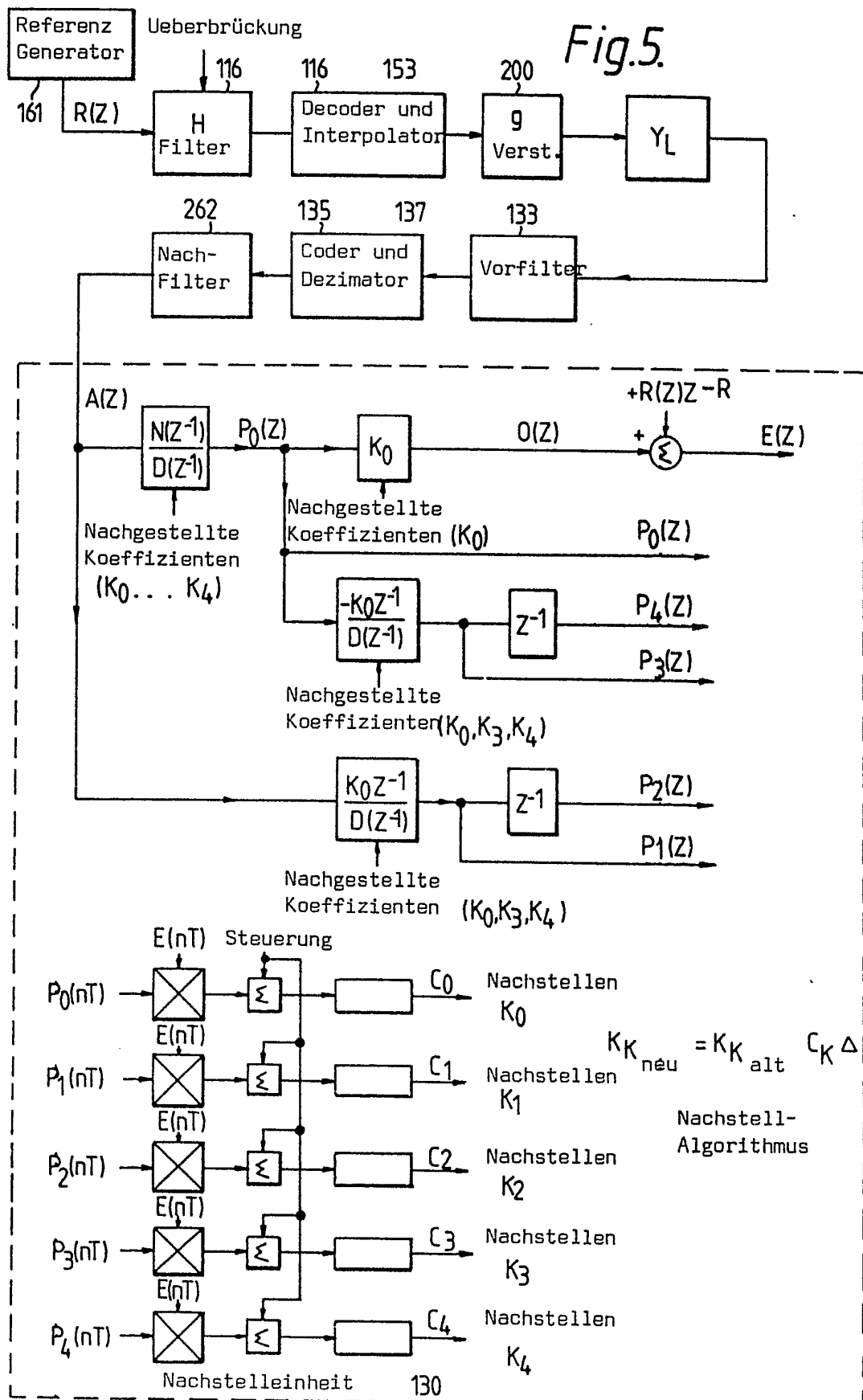


Fig.2.





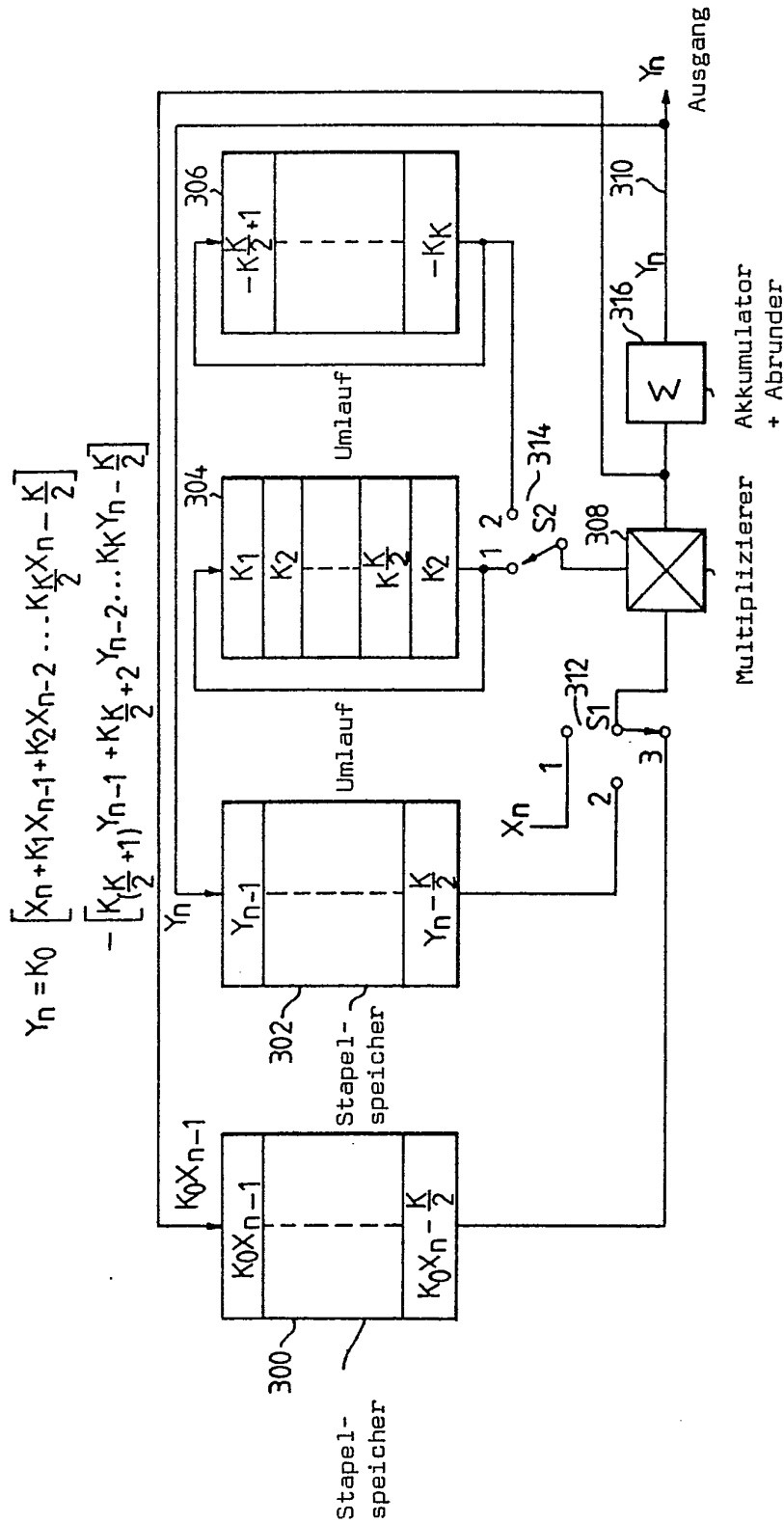
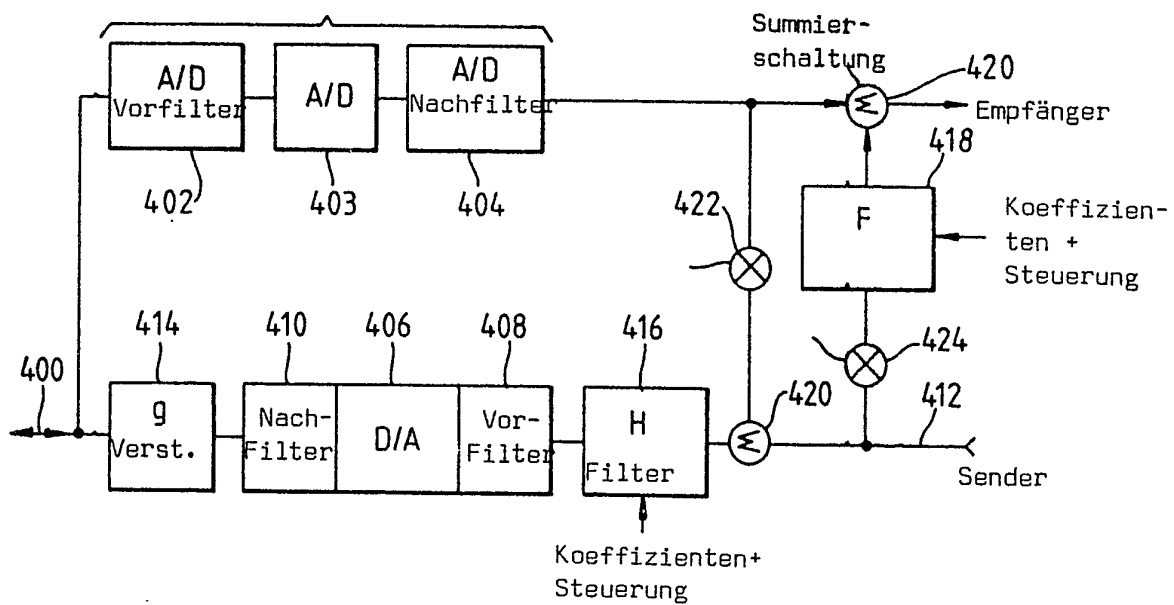
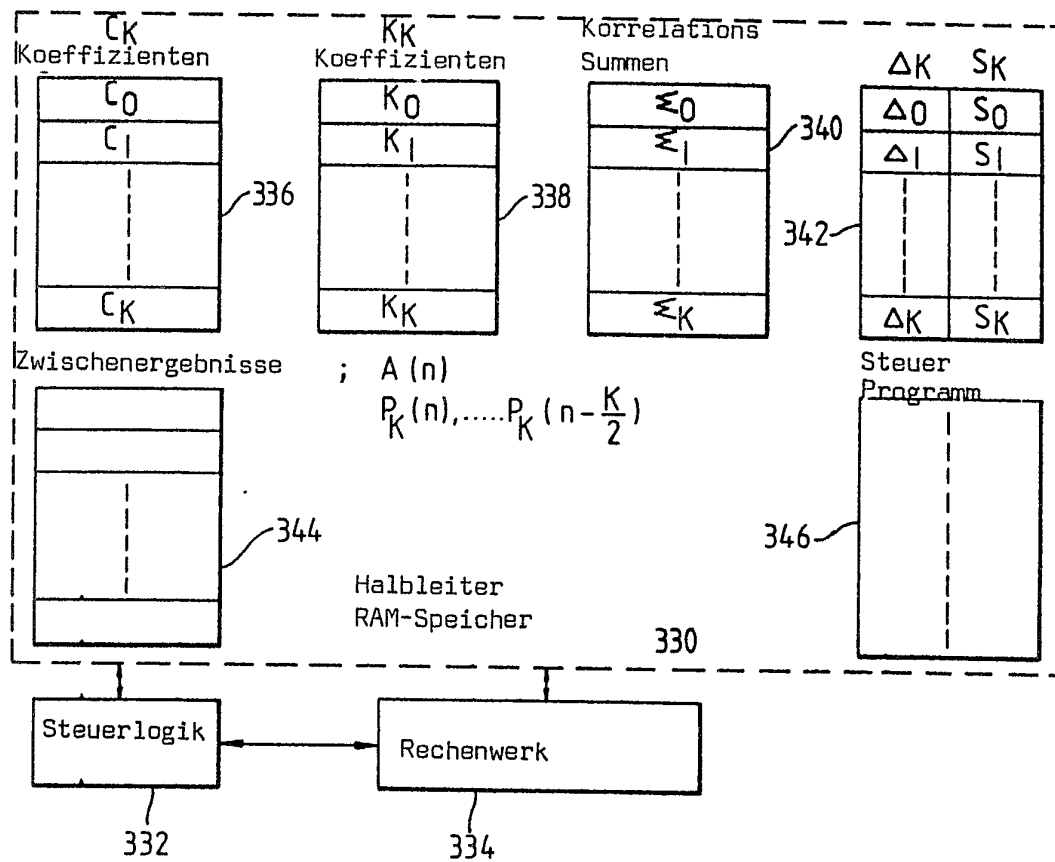


Fig. 6.

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



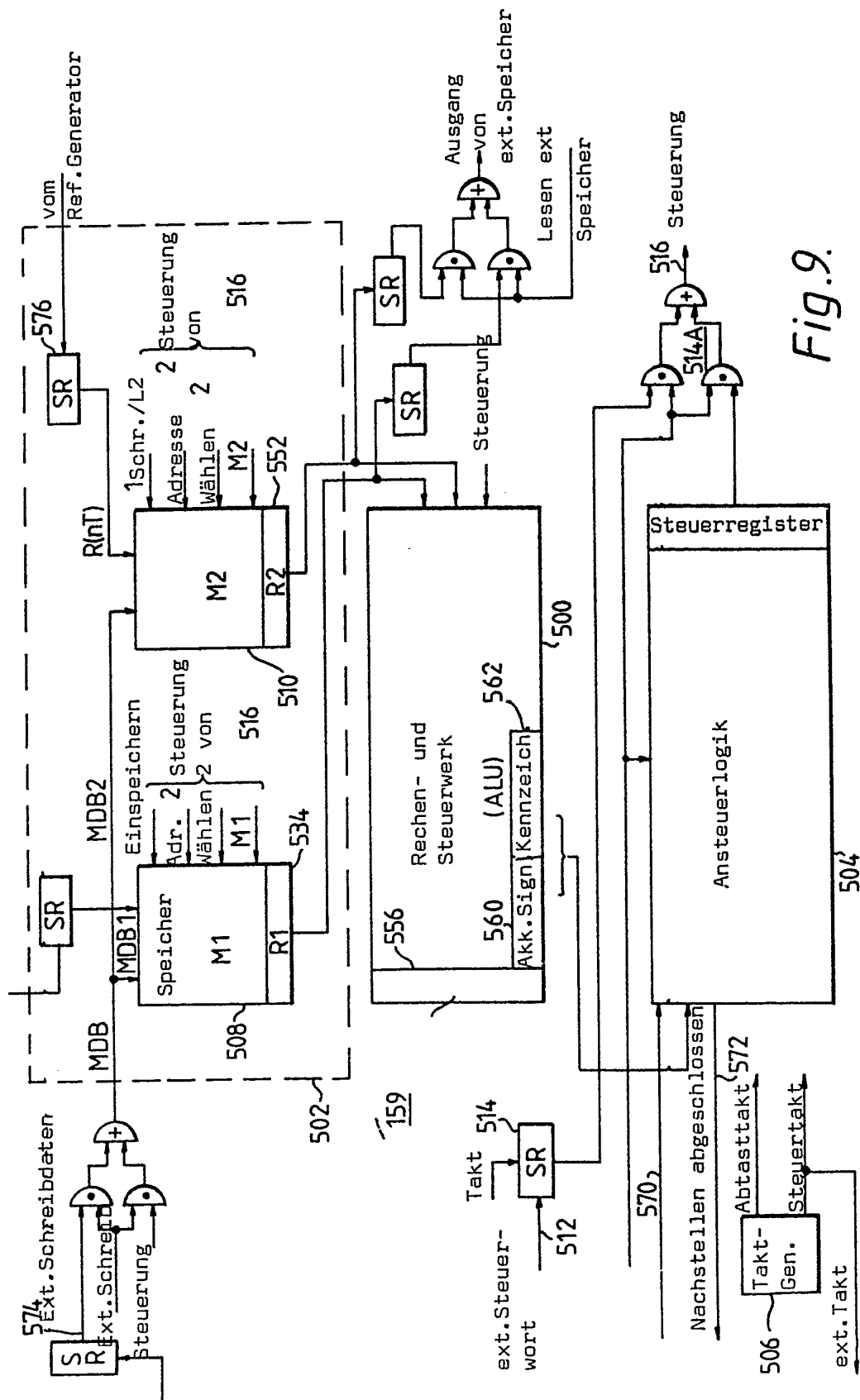
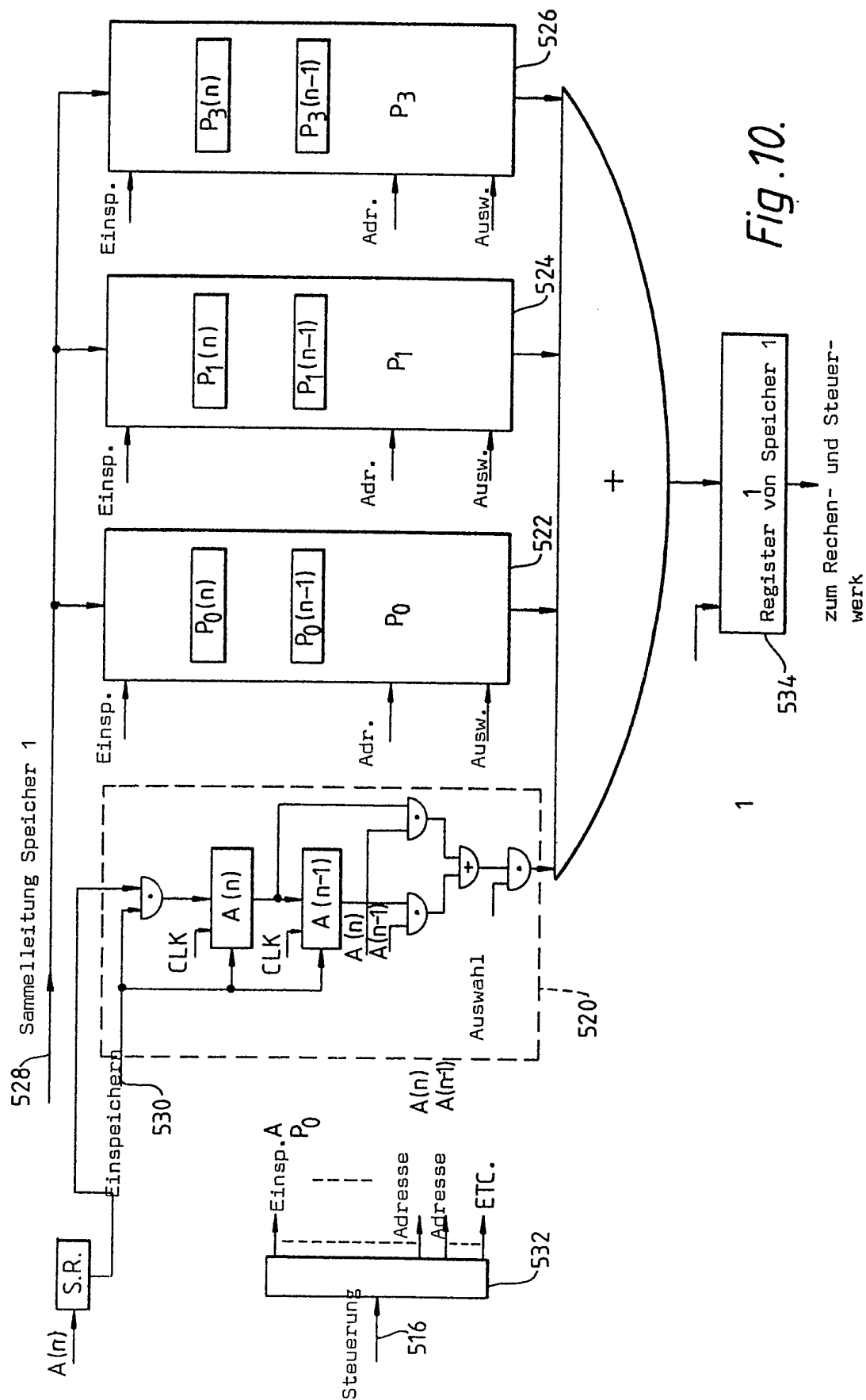
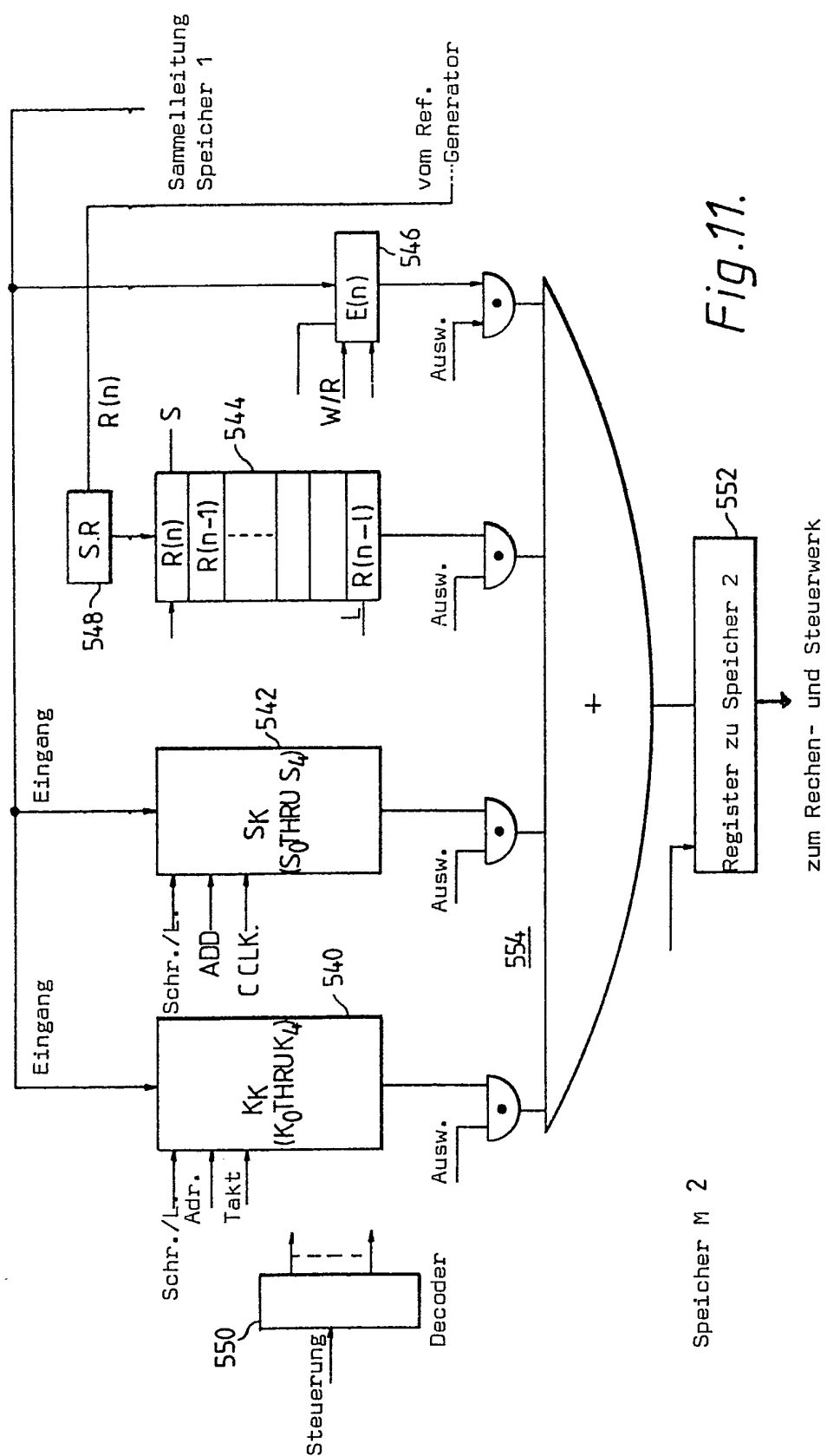


Fig. 9.





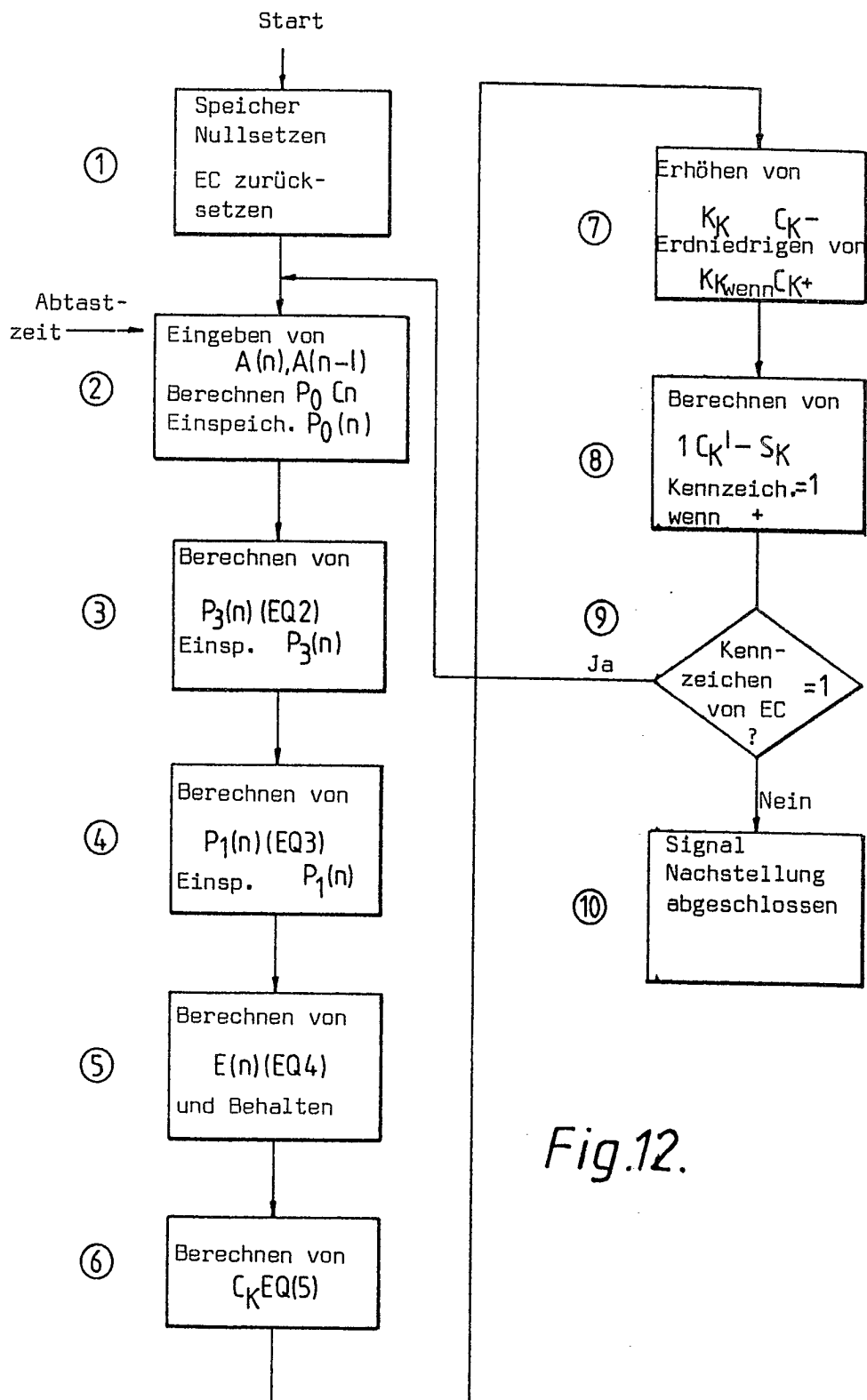
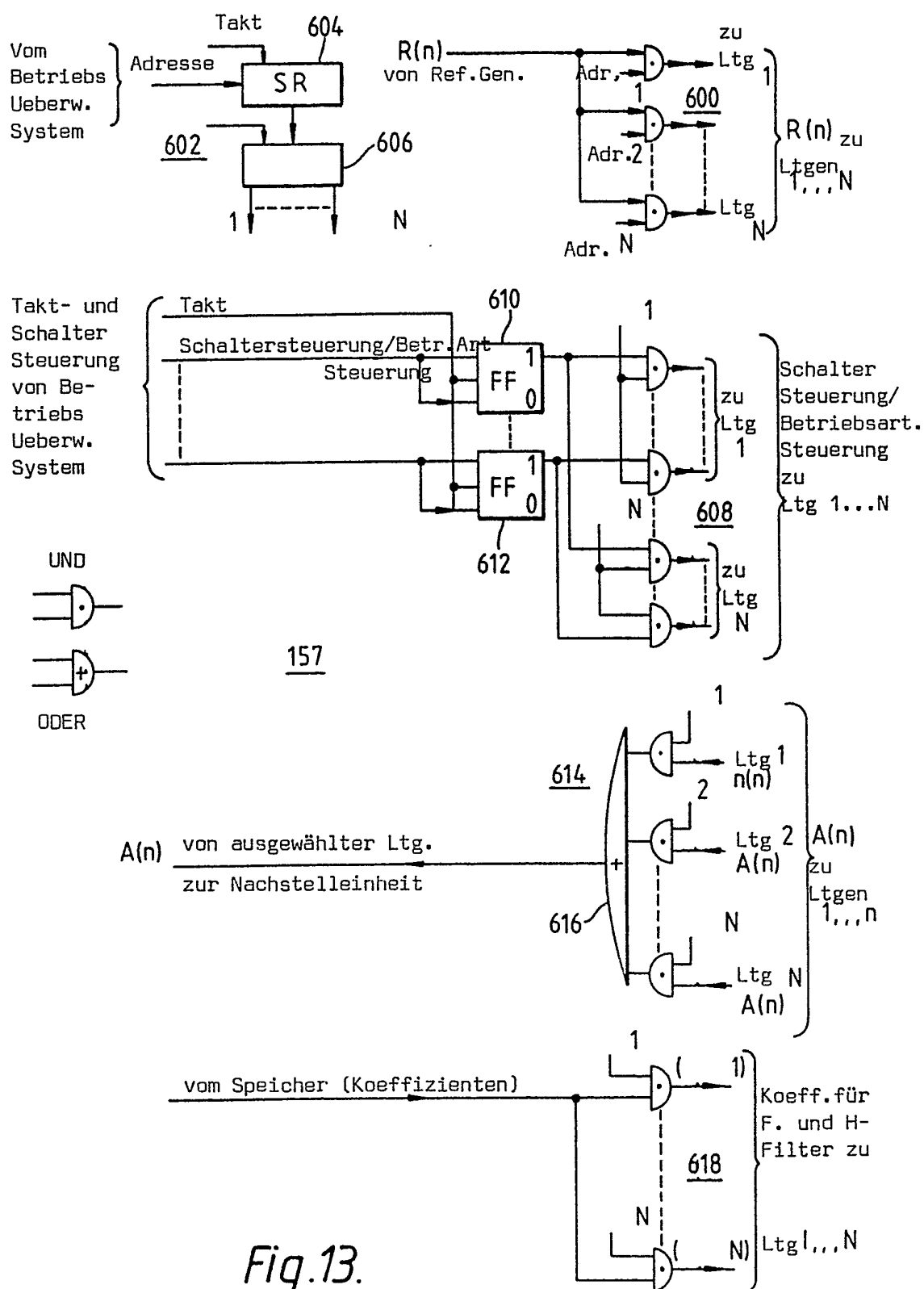


Fig.12.



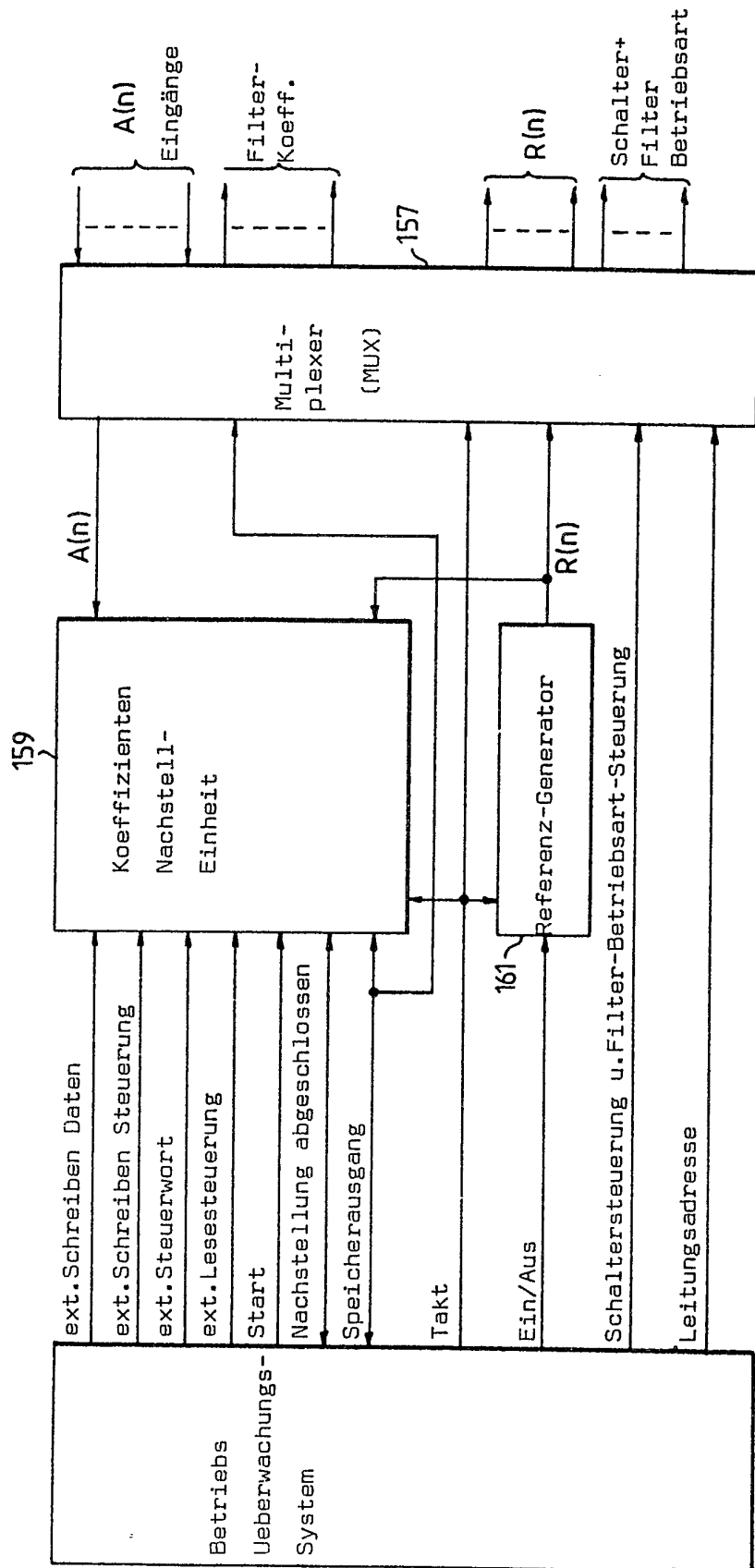


Fig.14.