



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 02 437 T2 2004.04.01**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 151 531 B1**

(51) Int Cl.7: **H03F 1/32**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 02 437.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/GB00/00194**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 900 754.3**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/48308**

(86) PCT-Anmeldetag: **25.01.2000**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **17.08.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **07.11.2001**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **02.05.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **01.04.2004**

(30) Unionspriorität:

9903179 **12.02.1999** **GB**

9907435 **31.03.1999** **GB**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FI, FR, GB, SE

(73) Patentinhaber:

Wireless Systems International Ltd., Bristol, GB

(72) Erfinder:

KENINGTON, Peter, Chepstow NP6 6PE, GB;
BATEMAN, Andrew, Bath BA3 6HX, GB

(74) Vertreter:

W. König und Kollegen, 52072 Aachen

(54) Bezeichnung: **SIGNALVERARBEITUNGSVORRICHTUNG**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Anmeldung betrifft eine Signalverarbeitungsvorrichtung.

[0002] Insbesondere betrifft diese Anmeldung eine Signalverarbeitungsvorrichtung, in welcher ein Eingangssignal einer Intermodulationsverzerrung ("intermodulation distortion" – IMD) zwischen seiner Eingabe und Ausgabe unterzogen wird. Verstärkungsschaltungen, wie jene, die in Sendern und Empfängern verwendet werden, können eine Signalverarbeitungsvorrichtung dieser Art darstellen.

[0003] Zum Beispiel kann ein RF-Leistungsverstärker ("power amplifier" – PA) unter gewissen Betriebsbedingungen ein Ausgangssignal liefern, das eine verzerrte Version des Eingangssignals ist. Das verzerrte Ausgangssignal kann IMD-Produkte **110**, **112** (Fig. 1) enthalten, die um die Ausgangskomponenten **114**, **116** erscheinen, die dem Eingangsspektrum **100** entsprechen.

[0004] Es ist bekannt, eine IMD-Verzerrung durch Vorverzerren des Eingangssignalspektrums zu einer Signalverarbeitungsvorrichtung, wie einem nichtlinearen PA, auszugleichen. Eine Form eines Vorverzerrungsgenerators erzeugt eine Vorverzerrung, die gesteuerte Größen von Versionen höherer Ordnung des Eingangssignals umfasst, und fügt diese in das Eingangssignal ein, bevor dieses zu der Signalverarbeitungsvorrichtung geleitet wird, die eine Verzerrung aufweist. Bei dieser Art von Vorverzerrer kann die Vorverzerrung zum Beispiel Komponenten dritter Ordnung, die durch Kubieren des Eingangssignals erzeugt werden, und Komponenten fünfter Ordnung enthalten, die durch Bilden des Produktes der Kubikzahl und Quadratzahl des Eingangssignals erzeugt wird.

[0005] Die soeben besprochene Art von Vorverzerrer linearisiert jedoch eine nichtlineare Signalverarbeitungsvorrichtung nicht ausreichend, die eine ungleiche IMD an dem Eingangssignal herbeiführt. Fig. 1 zeigt ein Beispiel eines Ausgangsspektrums eines PA, das eine ungleiche IMD eines Eingangsspektrums aufweist, umfassend ein Paar beabstandeter Töne gleichen Pegels (die im Ausgangsspektrum mit **114** und **116** dargestellt sind). Die IMD-Komponenten **110** und **112** haben verschiedene Pegel und daher ist ihre Löschung unter Verwendung des zuvor beschriebenen Vorverzerrungsmechanismus weniger effektiv.

[0006] Die meisten (aber nicht alle) quasilinearen (Klasse A oder AB) RF-Leistungsverstärker weisen eine gut verlaufende IMD-Eigenschaft bei schmalen Tonabstandswerten (z. B. einigen wenigen kHz) auf, und dies kann sich bis zu einigen wenigen Megahertz oder sogar Zehnerwerten von Megahertz in einigen sorgfältig konstruierten Verstärkern fortsetzen. Wenn jedoch das vorangehende Beispiel von zwei Eingangstönen mit demselben Pegel betrachtet wird, beginnt die Mehrzahl an Verstärkern, ein unterschiedliches Maß an Ungleichheit zwischen den

IMD-Produkten derselben Ordnung aufzuweisen, wenn der Abstand der Eingangstöne vergrößert wird. [0007] Es gibt zahlreiche Gründe, warum die IMD-Produkte ungleich sind, und dazu zählen die AM-AM- und AM-PM-Verzerrungen innerhalb der Verstärkungsvorrichtung, die bei verschiedenen Phasen angewendet werden und somit in einem Grad an Subtraktion des einen oder anderen Produktes (für gewöhnlich begleitet von einem Grad an Addition zu dem anderen Produkt) resultieren; eine nicht perfekte Leistungszufuhr- oder Spannungsentkopplung, die zu Basisband- (Tondifferenz-) Modulationen führt, die an die Signale angelegt werden – diese Modulation ist fast immer teilweise mit den IMD-Produkten phasenverschoben und verursacht somit die teilweise Löschung/Addition, die oben hervorgehoben wurde; und die Reflexion nicht beendeter harmonischer Verzerrungskomponenten von z. B. ausgangsverbindenden Netzen, welche die Erzeugung zusätzlicher (und wieder phasenverschobener) IMD-Produkte im Verstärkerausgang verursachen.

[0008] US-A-5424680 offenbart eine Vorverzerrungsschaltung, die das Eingangssignal zu einem Laser bearbeitet. Die Vorverzerrungsschaltung hat mehrere harmonische Generatoren, die das Eingangssignal parallel bearbeiten, und jeder harmonische Generator hat ein Vorfilter und ein Nachfilter. Dieses Filtern verleiht der Vorverzerrung eine Frequenzabhängigkeit.

[0009] Gemäß einem Aspekt stellt die Erfindung eine Signalkorrekturvorrichtung zum Linearisieren eines Signalverarbeitungsmittels durch Ändern eines Eingangssignals zu dem Verarbeitungsmittel bereit, um einer ungleichen Intermodulationsverzerrung entgegenzuwirken, die in einem Ausgangssignal des Verarbeitungsmittels auftritt, wobei die Vorrichtung ein Verzerrungserzeugungsmittel zur Verarbeitung des Eingangssignals zur Erzeugung eines ersten Verzerrungssignals für das Einfügen in das Eingangssignal, und ein Ausgleichsmittel zum Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in das erste Verzerrungssignal umfasst, wobei das Erzeugungsmittel zwei Pfade umfasst, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten des ersten Verzerrungssignals erzeugen, und ein Kombiniermittel zum Kombinieren der Komponenten, die von den zwei Pfaden ausgegeben werden, und das Ausgleichsmittel so angeordnet ist, dass es eine Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in Signale einfügt, die auf einem der Pfade befördert werden.

[0010] Die Erfindung besteht auch aus einem Verfahren zum Linearisieren eines Signalverarbeitungsmittels durch Ändern eines Eingangssignals zu dem Signalverarbeitungsmittel, um einer ungleichen Intermodulationsverzerrung entgegenzuwirken, die in dem Ausgangssignal des Verarbeitungsmittels auftritt, wobei das Verfahren die Schritte des Erzeugens eines ersten Verzerrungssignals von dem Eingangssignal zum Einfügen in das Eingangssignal und des

Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in das erste Verzerrungssignal umfasst, wobei der Schritt des Erzeugens des ersten Verzerrungssignals zwei Pfade verwendet, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten des ersten Verzerrungssignals erzeugen, und des Weiteren das Kombinieren der Komponenten, die von den zwei Pfaden ausgegeben werden, umfasst, und der Ausgleichsschritt das Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in Signale umfasst, die auf wenigstens einem der Pfade befördert werden.

[0011] Durch Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in Quadraturkomponenten eines Signals, das zum Herbeiführen einer Vorverzerrung verwendet wird, kann das Signal eingestellt werden, um so nahe wie möglich ungleichen IMD-Eigenschaften des Signalverarbeitungsmittels (z. B. eines Verstärkers) angepasst zu sein, so dass der Linearisierungseffekt der Vorverzerrung verstärkt wird.

[0012] In einer bevorzugten Ausführungsform werden mehrere Verzerrungssignale erzeugt, von welchen jedes eine Komponente anderer Ordnung des Eingangssignals umfasst, und eine Phasen- und/oder Amplitudenvariation wird in mehrere oder alle eingefügt.

[0013] Wenn mehrere Komponenten einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenmodulation unterzogen werden, ist es offensichtlich, dass die Eigenschaften jeder Variation anders sein können.

[0014] Vorzugsweise führt das Ausgleichsmittel eine Filterung oder Verzögerung von Quadraturkomponenten durch.

[0015] In einer bevorzugten Ausführungsform ist das Filtermittel ein digitales Filter, das durch einen Digitalsignalprozessor (DSP) implementiert ist, und die Filtereigenschaften sind abhängig von einem Rückkopplungssignal angepasst, das von dem Ausgangssignal des Signalverarbeitungsmittels abgeleitet wird, das die darin vorhandenen IMD-Komponenten anzeigt.

[0016] Es werden nun gewissen Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung nur als Beispiel unter Bezugnahme auf die beiliegenden Figuren beschrieben, wobei:

[0017] **Fig. 1** ein Diagramm eines Zweitontests ist, der ungleiche IMD-Produkte aufweist;

[0018] **Fig. 2** ein Diagramm ist, das einen Abschnitt einer Vorverzerrungserzeugungsschaltung zeigt;

[0019] **Fig. 3** ein Diagramm ist, das verschiedene IMD-Verhalten mit unterschiedlichem Tonabstand zeigt;

[0020] **Fig. 4** ein Diagramm eines Teiles einer Vorverzerrungsschaltung ist, die einen DSP zum Erzeugen einer beliebigen Phasen-Amplituden-Eigenschaft bezogen auf den Tonabstand enthält;

[0021] **Fig. 5** ein Blockdiagramm eines nicht rekursiven adaptiven Filters ist, das zum Beispiel durch den in **Fig. 4** dargestellten DSP implementiert sein

kann;

[0022] **Fig. 6** ein Blockdiagramm eines rekursiven adaptiven Filters ist, das zum Beispiel durch den DSP von **Fig. 4** implementiert sein kann;

[0023] **Fig. 7** ein Blockdiagramm eines adaptiven Filters auf der Basis eines Hilbert Transformators ist, das zum Beispiel durch den DSP von **Fig. 4** implementiert sein kann;

[0024] **Fig. 8** das Einfügen einer IMD-Eigenschaftsoptimierung auf der Basis einer Rückkopplung zeigt;

[0025] **Fig. 9** die Modifizierung von **Fig. 8** zur Verwendung und einen eingespeisten Pilotton für die DSP-Filtersteuerung zeigt;

[0026] **Fig. 10** die Verwendung des DSP zur Ausführung zusätzlicher Funktionen in der Vorverzerrungsschaltung zeigt;

[0027] **Fig. 11** eine Modifizierung der Vorverzerrungsschaltung von **Fig. 10** zeigt, in welcher der DSP auch eine Quadratursplittingfunktion ausführt;

[0028] **Fig. 12** ein Diagramm ist, das einen Abschnitt eines Filtersteuermechanismus zeigt, der mit der Vorverzerrungsschaltung von **Fig. 10** oder **11** verwendet werden kann;

[0029] **Fig. 13** ein Diagramm ist, das ein Filterspektrum nach Anpassung unter Verwendung eines einzigen Breitbandfilters zeigt;

[0030] **Fig. 14** ein Diagramm ist, das ein beispielhaftes Filterspektrum nach Anpassung unter Verwendung einer Filterbank zeigt; und

[0031] **Fig. 15** ein Diagramm ist, das eine Vorverzerrung eines RF-Leistungsverstärkers zum Linearisieren seines Ausgangs zeigt.

[0032] **Fig. 15** zeigt eine Schaltung **1500** zum Linearisieren der Antwort eines nichtlinearen Leistungsverstärkers **1510**. Ein Abschnitt des RF-Eingangs zu dem Verstärker **1510** wird bei dem Koppler **1512** entfernt und von dem Hauptsignalpfad zu einer Vorverzerrungsschaltung **1514** gelenkt. Der Ausgang der Vorverzerrungsschaltung **1514** ist eine verzerrte Version des Eingangssignals und diese wird von dem Verstärker **1516** verstärkt, bevor sie bei **1518** wieder mit dem Hauptsignalpfad vereint wird. Der Hauptsignalpfad enthält ein Zeitverzögerungselement **1520**, das sicher stellt, dass die Signale, die sich durch die haupt- und Vorverzerrungspfade bewegen, bei der Kombiniervorrichtung **1518** zusammen treffen. Der Ausgang von der Kombiniervorrichtung **1518** ist eine vorverzerrte Version des Eingangssignals, welche der Verzerrung durch den nichtlinearen Leistungsverstärker **1510** entgegenwirkt, um seine Ausgangsantwort zu linearisieren. Die Vorverzerrungsschaltung **1514** kann unter Verwendung eines Rückkopplungssignals gesteuert werden, das von dem Ausgang des nichtlinearen Leistungsverstärkers **1510** abgeleitet wird, um eine adaptive Steuerung bereitzustellen, wie in der Folge besprochen wird.

[0033] **Fig. 2** zeigt einen Abschnitt **200** einer Vorverzerrungsschaltung **1514** zum Entgegenwirken einer ungleichen IMD in dem Ausgang der Signalverarbeitungsvorrichtung, in diesem Fall eines nichtlinearen

RF-Leistungsverstärkers (PA) (**1510**, **Fig. 15**). Der Eingang zu dem PA wird abgegriffen (**1512**, **Fig. 15**) und der Vorverzerrungsschaltung bei **210** bereitgestellt. In allgemeinen Worten multipliziert (oder mischt) die Vorverzerrungsschaltung das Eingangssignal mit sich selbst, um Verzerrungskomponenten verschiedener Ordnungen bei **212**, **214** und **216** zu erzeugen, die zur Bildung eines Vorverzerrungssignals wieder vereint werden, das in das Eingangssignal (**1518**, **Fig. 15**) vor dem PA eingespeist wird, um seinen Ausgang zu linearisieren.

[0034] Die dargestellte Vorverzerrungsschaltung erzeugt Verzerrungskomponenten drei verschiedener Ordnungen: der dritten, fünften und siebenten Ordnung, von welchen jede für eine individuelle Steuerung empfänglich ist. Wie dem Fachmann klar ist, kann die Vorverzerrungsschaltung auf einfache Weise erweitert werden, um weitere Verzerrungskomponenten höherer Ordnung zu erzeugen.

[0035] Das Verfahren, durch welches die einzelner Verzerrungsordnungen erzeugt werden, ist in den früheren Patentanmeldungen GB 9804835.8 und GB 9804745.9 ausführlich beschrieben. Kurz gesagt, die Verzerrungskomponente dritter Ordnung wird durch Quadrieren des Eingangssignals bei Mischer **218**, Tiefpassfiltern des erhaltenen Signals unter Verwendung des Filters **220** und Zuleiten des erhaltenen Signals zu zwei parallelen Signalpfaden **222** und **224** erzeugt. In einem dieser Zweige wird das Signal mit dem Eingangssignal zu dem PA (von **210**) gemischt (bei **226**), das von dem phasengleichen Ausgang (I) des Quadratur-Splitters **228** zugeleitet wird. In dem anderen Zweig wird das Signal mit dem Quadraturausgang (Q) des Quadratur-Splitters **228** gemischt (bei **230**). Die Ausgänge der Mischer **226** und **230** werden dann jeweils mit den phasengleichen und Quadratursteuer-(dc)-Signalen bei Mischer **232** beziehungsweise **234** gemischt, um nach dem Wiedervereinen bei **212** eine Verzerrungskomponente dritter Ordnung mit den erforderlichen Phasen- und Amplitudeneigenschaften zu erzeugen, um das Vorverzerrungssignal zu optimieren. Die I- und Q-dc-Steuersignale, die den Mischern **232** und **234** zugeleitet werden, werden zum Beispiel durch die Steuerschaltung (nicht dargestellt) zugeleitet, die eine Rest-IMD im Ausgang des PA überwacht. Als Alternative könnte die Steuerschaltung Quermodulationskomponenten um ein Pilot-Signal überwachen, wie später beschrieben wird. Die Steuerschaltung könnte durch einen DSP implementiert sein.

[0036] Die Vorverzerrungsschaltung ist auch zur Erzeugung einer Verzerrungskomponente fünfter Ordnung (bei **214**) angeordnet. Im Prinzip wird dies durch Quadrieren des tiefpassgefilterten Ausgangs des Quadriermischers **218** unter Verwendung eines Mischer **236** erreicht, wodurch ein Signal vierter Ordnung erzeugt wird. Dieses Signal vierter Ordnung wird dann zwischen zwei Signalpfaden (analog den Pfaden **222** und **224**, die zum Erzeugen der Verzerrungskomponente dritter Ordnung verwendet wer-

den) geteilt, wo das Signal vierter Ordnung mit I- und Q-Versionen des abgetasteten PA-Eingangssignals vom Quadratur-Splitter **228** und mit I- und Q-dc-Steuersignalen von der Steuerschaltung gemischt wird.

[0037] Ebenso wird eine Verzerrungskomponente siebenter Ordnung beim Mischer **238** erzeugt, indem das Produkt des quadratischen PA-Eingangs vom Mischer **218** mit dem Ausgang vierter Ordnung vom Mischer **236** gebildet wird. Das derart erzeugte Signal sechster Ordnung wird weiter mit I- und Q-Versionen des PA-Eingangssignals usw. analog der Erzeugung der Verzerrungskomponenten dritter und fünfter Ordnung gemischt, um die unabhängig gesteuerte Verzerrungskomponente siebenter Ordnung zu erzeugen.

[0038] In dieser Vorverzerrungsschaltung kann eine definierte Eigenschaft einer Phasenverschiebung gegenüber einer Frequenz- und/oder Amplitudenvariation gegenüber einer Frequenzkennlinie in einen oder beide der parallelen Signalpfade eingefügt werden, die zur Erzeugung einer bestimmten Verzerrungskomponente verwendet werden. Dies ermöglicht, dass eine variable (aber definierte) IMD-Ungleichheit gegenüber dem Tonabstand aus einer bestimmten Ordnung der Vorverzerrungsschaltung resultiert. Diese kann dann so angeordnet werden, dass sie zu der PA-Verzerrungseigenschaft in dieser Hinsicht passt und somit eine Breitbandlinearisierung zur Verfügung stellt.

[0039] Die oben genannte frequenzvariable Eigenschaft wird durch ein passives Netz **250** bereitgestellt, das aus Filter- und/oder Zeitverzögerungselementen besteht, die das Verhalten des Verstärkers mit unterschiedlichem Tonabstand nachahmen. Um ein einfaches Beispiel zu nennen, kann das Verhalten der Leistungszuführungskopplungsschaltung unter Verwendung eines gleichen (oder sogar desselben) Netzes nachgeahmt werden, wenn dies die Hauptursache der IMD-Ungleichheit bei bestimmten Werten des Tonabstandes ist. Dieses Netz wird in den Basisbandpfad eines der Kanäle eingesetzt, der eine Ordnung der Vorverzerrung erzeugt, z. B. in den tiefpassgefilterten Term zweiter Ordnung der Nichtlinearität dritter Ordnung bei **240**. Dieses Netz **240** führt eine frequenzvariable Phasen-Amplitudeneigenschaft ein, die zu dem erforderlichen Teiladditions-/Löschprozess führt, um die IMD-Ungleichheit zu entfernen. Das Prinzip kann natürlich auf jede beliebige Ordnung erweitert werden und seine Anwendung bei der 3., 5. und 7. Ordnung ist bei **240**, **242** und **244** dargestellt.

[0040] Es ist möglich, das in **Fig. 2** dargestellte System auf zahlreiche Weisen zu variieren. Zum Beispiel kann der Quadratur-Splittingprozess **228** von dem Eingang entfernt und als Teil jeder Nichtlinearitätsordnung angeordnet werden. Dies würde die Komplexität nicht erhöhen, da es nur den Austausch von phasengleichen Splittern (z. B. **246**) durch Quadratur-Splitter beinhaltet. (Siehe **Fig. 11** hinsichtlich der Verwendung von Quadratur-Splittern.)

[0041] Die Mischer können auch durch verschiedene Formen eines analogen Vervielfachers ersetzt werden, ohne die Systemfunktionalität zu verändern, und ferner müssen die passiven Filter/Zeitverzögerungsnetze nicht für jede Ordnung der IMD-Erzeugung dieselben sein, da sie so angepasst werden können, dass sie der beobachteten Eigenschaften jeder IMD-Ordnung für einen bestimmten Verstärker entsprechen.

[0042] Ein möglicher Nachteil bei der Vorverzerrungsschaltung von **Fig. 2** entsteht aus der Verwendung passiver analoger Netze bei dem Versuch, bei unterschiedlicher Eingangstonfrequenzabständen das Verhalten der Vorrichtung (in diesem Fall eines PA), die linearisiert wird, anzupassen. Passive analoge Netze beschränken den Bereich und die Art von Eigenschaften, die aufgenommen werden können, und auch den Grad der Präzision, der durch die Anpassung selbst bereitgestellt wird. Der Eingangsennergiebereich, über den eine gute Anpassung erhalten werden kann, ist auch begrenzt, da es nicht leicht ist, passive Netze an variierende Eingangsbedingungen anzupassen.

[0043] Ein passives, analoges Filternetz könnte zum Beispiel zum Ausgleichen der IMD (**310, 320**) gegenüber dem Tonfrequenzabstand T , wie in **Fig. 3a** dargestellt, verwendet werden, die eine stufenlose, kontinuierliche Variation aufweist. Ein solches Filternetz könnte jedoch nicht zum Ausgleichen einer IMD (**310, 320**) geeignet sein, die sich mit dem Tonfrequenzabstand T in einer unregelmäßigen, diskontinuierlichen Weise ändert, wie in **Fig. 3b** dargestellt ist.

[0044] Wie in **Fig. 4** dargestellt, kann das passive analoge Netz durch einen DSP ersetzt werden, um für einen Ausgleich einer beliebigen IMD-gegenüber-Tonabstandseigenschaft zu sorgen. Dieses Diagramm zeigt nur den Abschnitt der Vorverzerrungsschaltung, der die Verzerrungskomponente dritter Ordnung erzeugt (wie aus einem Vergleich mit **Fig. 2** hervorgeht), aber das Prinzip kann auf die Abschnitte der vorangehenden Verzerrungsschaltung erweitert werden, welche die Verzerrungskomponenten anderer Ordnung erzeugt. Der DSP **410** und seine zugehörigen Wandler **412** und **414** sind zum Abtasten bei mehr als dem Zweifachen der maximalen Bandbreite (Tonabstand) angeordnet, die das System benötigt, um Alias-Effekte zu vermeiden. Wenn diese Kriterien erfüllt sind, kann der DSP **410** auf zahlreiche Weisen arbeiten, um die erforderliche IMD-gegenüber-Tonabstandseigenschaft bereitzustellen. Zum Beispiel kann der DSP eine Hilbert-Transformation seines Eingangssignals, gefolgt von einer Spektrumglättung auf Amplitudenbasis durchführen oder stattdessen kann der DSP ein adaptives rekursives oder nicht rekursives Filter oder eine derartige Filterbank implementieren. Zusätzlich könnte der DSP eine Kombination des oben genannten ausführen. Es ist offensichtlich, dass die Filtereigenschaft auf DSP-Basis nicht für jede Verzerrungskomponente, für die sie verwen-

det wird, gleich sein muss.

[0045] Es gibt zahlreiche Architekturen zum Implementieren adaptiver Digitalfilter, die zur Durchführung der Verstärkungs- und Phasenanpassungsaufgabe in der Vorverzerrungsschaltung verwendet werden können. **Fig. 5** zeigt ein Blockdiagramm für ein normales, nicht rekursives adaptives Filter auf FIR-Basis, das allgemein in Kommunikationssystemen verwendet wird. Die in dem Filter verwendeten Koeffizienten sind auf der Basis der in dem Ausgang des linearisierten PA erfassten IMD angepasst.

[0046] **Fig. 6** zeigt eine äquivalente rekursive Version des Filters, die allgemein mit dem adaptiven Kalman-Filter-Algorithmus verwendet wird. Die Koeffizienten a_n und b_n werden von einer Rest-IMD in der Rückkopplung vom PA abgeleitet.

[0047] **Fig. 7** zeigt eine Implementierung eines adaptiven Filters unter Verwendung von zwei Konstantlinearphasenfiltern nur mit Verstärkungsanpassung. Diese Filter werden in ein Hilbert-Transformations-Nebensystem eingebracht und können unter Verwendung von phasengleichen (I) und Quadratur-(Q) Kanalkorrektursignalen unabhängig gesteuert werden, die von dem Steuersystem für die Vorverzerrungsschaltung abgeleitet werden.

[0048] **Fig. 8** erweitert die Ausführungsform von **Fig. 7** durch die Eingliederung eines Quadratur-Rückkopplungspfades, so dass das DSP-Filter adaptiv werden kann, auf der Basis der Korrekturleistung, die durch die gesamte Vorverzerrungsschaltung erreicht wird. Diese Anpassung ermöglicht dem System, seine Leistung bei jedem beliebigen Eingangsenergiepegel, Tonabstand oder jeder Betriebsfrequenz zu optimieren, und ist somit eine äußerst vielseitige Modifizierung. Der Ausgang von dem PA wird bei **810** gedämpft und unter Verwendung eines Quadraturmodulators demoduliert, um I- und Q-Korrektursignale bereitzustellen, die eine Analog/Digital-Wandlung erfahren und dem DSP zugeleitet werden, um die I-Steuer- und Q-Steuersignale von **Fig. 7** zu erhalten.

[0049] Es ist auch möglich, die Korrelation der Kreuzmodulationsprodukte, die um einen Pilotton erscheinen, als Maß für die Restsystemverzerrung einer bestimmten Ordnung zu verwenden. Ein Vorverzerrungssteuermechanismus auf der Basis eines Pilottons ist in GB 9814391.0 offenbart. Im Prinzip kann ein Pilotton z. B. in den Eingang zu einem PA gespeist werden, bevor er zu dem PA geleitet wird, und eine Kreuzmodulationsverzerrung ("cross modulation distortion" – CMD) an dem Pilotton von dem Eingangssignal wird als Rückkopplung in das Steuersystem für die Vorverzerrungsschaltung verwendet (da die CMD beim Pilot und die IMD beim Eingang, der verstärkt wird, Zusammenhang stehen, ist eine Minimierung der CMD gleich einer Minimierung der IMD). Derselbe DSP könnte zur Bereitstellung der Steuersignale für jede Ordnung der Verzerrung verwendet werden (d. h., die dritten I-DC-Steuer- und dritten Q-DC-Steuersignale, die in **Fig. 8** dargestellt

sind) sowie zur Durchführung der Filteroperationen, und wäre imstande, auf den Pegel der übrigen und gelöschten IMD zuzugreifen und dadurch die Filterparameter in einer logischen Reihe zu variieren, um die IMD weiter zu verringern. Dieser Mechanismus hat den Vorteil, dass nur eine Schmalbandabtastung der (korrelierten) Rückkopplungssignale notwendig ist und kein zusätzlicher örtlicher Oszillator erforderlich ist. Er hat jedoch den möglichen Nachteil, dass nur ein einziges Gesamtmaß des IMD-Pegels bereitgestellt wird, das keine separaten Informationen über die relativen IMD-Pegel und den unterschiedlichen Tonabstand in einem Mehrfachtonsignal liefert.

[0050] In einem solchen System, in dem die Kreuzmodulationsverzerrung an einem Pilotton zum Ableiten der Steuersignale für die Vorverzerrungsschaltung verwendet wird, kann der Pilotton mit dem Quadratur-Abwärtsmischvorgang verwendet werden, wie in **Fig. 9** dargestellt. Die ermöglicht ein kohärentes Abwärtsmischen der Kreuzmodulationsprodukte und stellt somit ein Maß des IMD-Pegels gegenüber einem Tonabstand in einer Mehrfachtonumgebung bereit. Die Filteranpassung kann daher direkt auf dieser Information beruhen.

[0051] Es ist möglich, die oben genannte Methode eine Stufe weiter auszuweiten und den DSP in den "Basisbandabschnitt" der Vorverzerrungsschaltung einzufügen, wie in **Fig. 10** dargestellt ist. Dies ermöglicht die Verwendung unabhängiger Filter für die phasengleichen (I) und Quadratur- (Q-) Kanäle und eine direktere Korrelation mit den Quadratursteuersignalen, wodurch der Steueralgorithmus einfacher wird.

[0052] **Fig. 11** zeigt eine modifizierte Version der Ausführungsform von **Fig. 10**, in welcher der Quadratursplittingvorgang auch in dem DSP stattfindet, wodurch der Vorteil einer erhöhten Genauigkeit für den Quadratursplittingprozess erhalten wird und somit höhere Werte einer IMD-Löschung erreicht werden.

[0053] **Fig. 12** zeigt einen möglichen Algorithmus zur Steuerung der Anpassungseigenschaften eines nicht rekursiven, adaptiven Filters, das durch einen DSP implementiert wird. Die Technik wendet die mittlere quadratische Fehlermethode ("Least Mean Squares Error" – LMSE) an, die allgemein für Filter im Gebiet der Kommunikation verwendet wird. (Andere mögliche Anpassungsalgorithmen umfassen "Rekursive kleinste Quadrate" und "Stochastischer Gradient"). Das Filter ermöglicht eine stufenlose Einstellung der Verstärkungs- und Phasenwichtung des Vorverzerrungskorrektursignals gegenüber dem gewählten Frequenzband, wie in **Fig. 13** dargestellt. Wenn eine diskretere Korrektur der Verzerrungskomponenten gegenüber der Frequenz notwendig ist, kann eine Filterbank verwendet werden, wie in **Fig. 14** dargestellt.

[0054] **Fig. 14** zeigt ein konzeptuelles Beispiel der angepassten Filterfrequenzabhängigkeit für einen der I- oder Q-Kanäle. Es ist erkennbar, dass verschiedene Verstärkungswerte bei verschiedenen Fre-

quenzen in dem Basisbandspektrum unter Verwendung von "Kamm-" oder Bandpassfiltern angewendet wurden. Jedes einzelne Filter kann angepasst werden, um die IMD-Löschung zu optimieren, wobei die Filter in den I- und Q-Kanälen vollkommen unabhängig voneinander arbeiten.

Patentansprüche

1. Signalkorrekturvorrichtung (**200**) zum Linearisieren eines Signalverarbeitungsmittels (**1510**) durch Ändern eines Eingangssignals (**114**, **116**) zu dem Verarbeitungsmittel, um einer ungleichen Intermodulationsverzerrung (**110**, **112**) entgegenzuwirken, die in einem Ausgangssignal des Verarbeitungsmittels auftritt, wobei die Vorrichtung ein Verzerrungserzeugungsmittel (**218**, **226**, **230**, **236**, **238**) zur Verarbeitung des Eingangssignals zur Erzeugung eines ersten Verzerrungssignals für das Einfügen in das Eingangssignal, und ein Ausgleichsmittel (**240**; **410**) zum Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in das erste Verzerrungssignal umfasst, dadurch gekennzeichnet, dass das Erzeugungsmittel zwei Pfade (**222**, **224**) umfasst, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten des ersten Verzerrungssignals erzeugen, und ein Kombiniermittel (**212**) zum Kombinieren der Komponenten, die von den zwei Pfaden ausgegeben werden, und das Ausgleichsmittel so angeordnet ist, dass es eine Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in Signale einfügt, die auf einem der Pfade befördert werden, um die Ungleichheit der Intermodulationsverzerrung zu entfernen.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei das Verzerrungserzeugungsmittel so angeordnet ist, dass es das Eingangssignal verarbeitet, um wenigstens ein weiteres Verzerrungssignal zum Einfügen in das Eingangssignal zu erzeugen, und das Verzerrungserzeugungsmittel des Weiteren für das oder jedes weitere Verzerrungssignal ein Paar von Pfaden umfasst, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten eines weiteren Verzerrungssignals erzeugen, sowie ein Kombiniermittel (**214**, **216**) zum Kombinieren des Paares von Komponenten, und wobei das Ausgleichsmittel so angeordnet ist, dass es eine Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in wenigstens eine der Komponenten des oder jedes weiteren Verzerrungssignals einfügt.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei das Ausgleichsmittel ein Verzögerungsmittel in einem der Pfade umfasst.

4. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei das Ausgleichsmittel ein Filtermittel in einem der Pfade umfasst.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, wobei das Filtermittel zur Durchführung einer rekursiven Filterung, nicht rekursiven Filterung oder, unter Verwendung einer Filterbank, diskreten Filterung oder jeder Kombination davon, angeordnet ist.

6. Vorrichtung nach Anspruch 4 oder 5, wobei die Eigenschaften des Filtermittels als Reaktion auf ein Rückkopplungssignal angepasst sind, das von dem Ausgangssignal des Signalverarbeitungsmittels abgeleitet ist, das die darin vorhandene Verzerrung anzeigt.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, umfassend ein Mittel zum Einspeisen eines Pilotsignals in das Eingangssignal, wobei die Eigenschaften des Filtermittels als Reaktion auf eine Verzerrung des Pilotsignals angepasst sind, das in dem Rückkopplungssignal vorhanden ist, das von dem Ausgangssignal des Signalverarbeitungsmittels abgeleitet ist.

8. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 4 bis 7, umfassend Steuermittel zum Anpassen der Eigenschaften des Filtermittels auf der Basis eines mittleren quadratischen Fehler- oder rekursiven mittleren quadratischen Fehleralgorithmus.

9. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, umfassend ein Hilbert Transformationsmittel, das ein Verzerrungssignal bearbeitet, um ein Filtereingangssignal für jeden von zwei parallelen Filtern zu erzeugen, und ein Steuermittel, das ein Rückkopplungssignal von dem Ausgangssignal quadraturdemoduliert, um ein sekundäres Rückkopplungssignal für jeden der parallelen Filter zu erzeugen.

10. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, wobei das Signalverarbeitungsmittel ein Verstärker (**1510**) ist.

11. Verfahren zum Linearisieren eines Signalverarbeitungsmittels (**1510**) durch Ändern eines Eingangssignals (**114**, **116**) zu dem Signalverarbeitungsmittel, um einer ungleichen Intermodulationsverzerrung (**110**, **112**) entgegenzuwirken, die in dem Ausgangssignal des Verarbeitungsmittels auftritt, wobei das Verfahren die Schritte des Erzeugens eines ersten Verzerrungssignals von dem Eingangssignal zum Einfügen in das Eingangssignal und des Einfügens einer Frequenz-Phasen- und oder Amplitudenvariation in das erste Verzerrungssignal umfasst, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt des Erzeugens des ersten Verzerrungssignals zwei Pfade (**222**, **224**) verwendet, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten des ersten Verzerrungssignals erzeugen, und des Weiteren das Kombinieren der Komponenten, die von den zwei Pfaden ausgegeben werden, umfasst, und der Ausgleichsschritt das Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in Signale umfasst, die

auf wenigstens einem der Pfade befördert werden, um die Ungleichheit der Intermodulationsverzerrung zu entfernen.

12. Verfahren nach Anspruch 11, des Weiteren umfassend das Erzeugen von wenigstens einem weiteren Verzerrungssignal zum Einfügen in das Eingangssignal, wobei der Schritt des Erzeugens des oder jedes weiteren Verzerrungssignals die Verwendung eines Paares von Pfaden für das oder jedes weitere Verzerrungssignal umfasst, die so angeordnet sind, dass sie jeweils im Wesentlichen orthogonale Komponenten des weiteren Verzerrungssignals erzeugen, und das Kombinieren des Paares von Komponenten, und wobei der Ausgleichsschritt des Weiteren das Einfügen einer Frequenz-Phasen- und/oder Amplitudenvariation in wenigstens eine der Komponenten des oder jedes weiteren Verzerrungssignals umfasst.

13. Verfahren nach Anspruch 11 oder 12, wobei der Ausgleichsschritt Verzögerungssignale umfasst, die auf einem der Pfade befördert werden.

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 13, wobei der Ausgleichsschritt Filterungssignale umfasst, die auf einem der Pfade befördert werden.

15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei der Filterungsschritt eine rekursive Filterung, nicht rekursive Filterung oder, unter Verwendung einer Filterbank, diskrete Filterung oder jede Kombination davon umfasst.

16. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15, wobei die Eigenschaften der Filterung als Reaktion auf ein Rückkopplungssignal angepasst sind, das von dem Ausgangssignal des Signalverarbeitungsmittels abgeleitet ist und die darin vorhandene Verzerrung anzeigt.

17. Verfahren nach Anspruch 16, umfassend die Schritte des Einspeisens eines Pilotsignals in das Eingangssignal und des Anpassens der Eigenschaften der Filterung als Reaktion auf eine Verzerrung des Pilotsignals, das in dem Rückkopplungssignal vorhanden ist, das von dem Ausgangssignal des Signalverarbeitungsmittels abgeleitet ist.

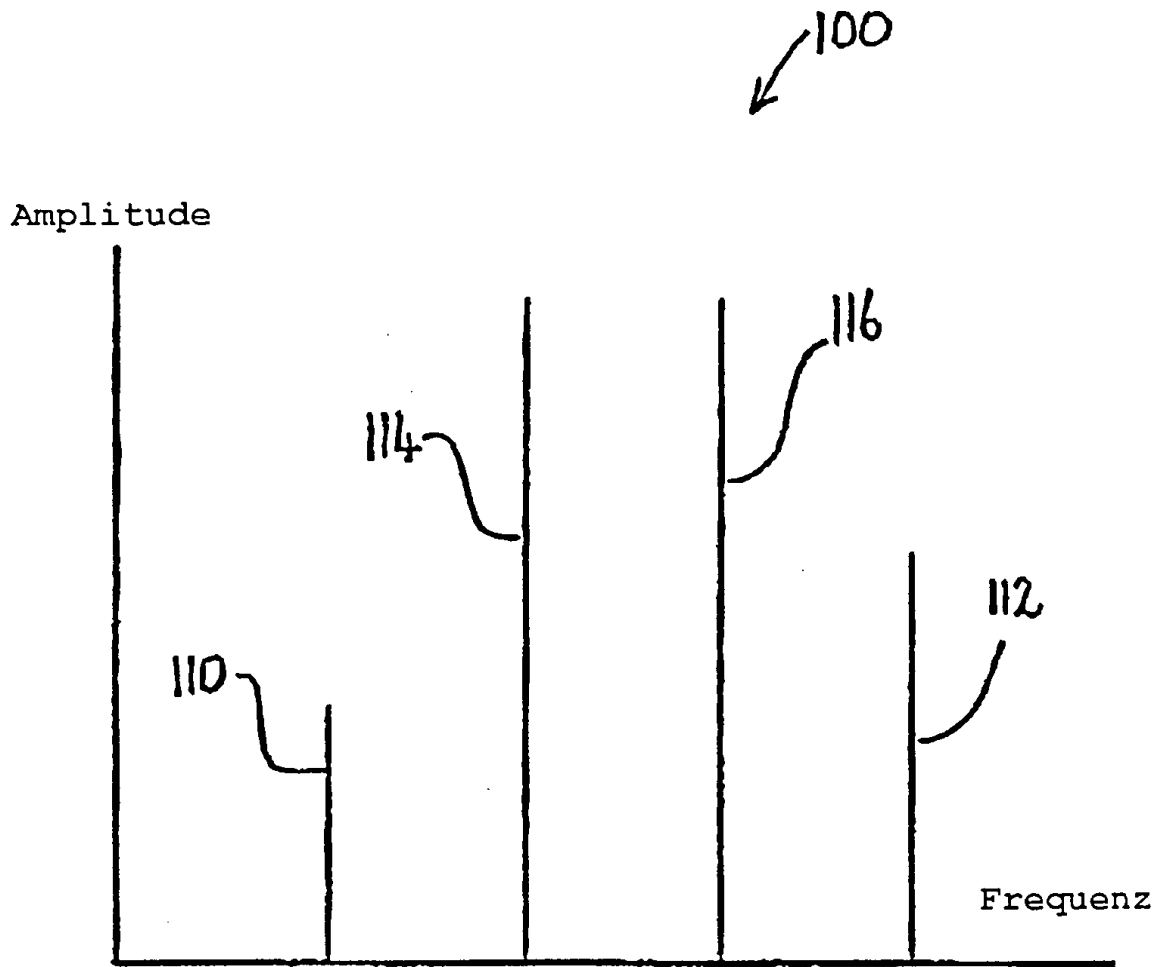
18. Verfahren nach einem der Ansprüche 14 bis 17, umfassend den Schritt des Steuerns der Anpassung der Eigenschaften der Filterung auf der Basis eines mittleren quadratischen Fehler- oder rekursiven mittleren quadratischen Fehleralgorithmus.

19. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 18, umfassend die Schritte des Durchführens einer Hilbert Transformation an einem Verzerrungssignal, um ein Filtereingangssignal für jeden von zwei parallelen Filtern zu erzeugen, und des Quadraturdemo-

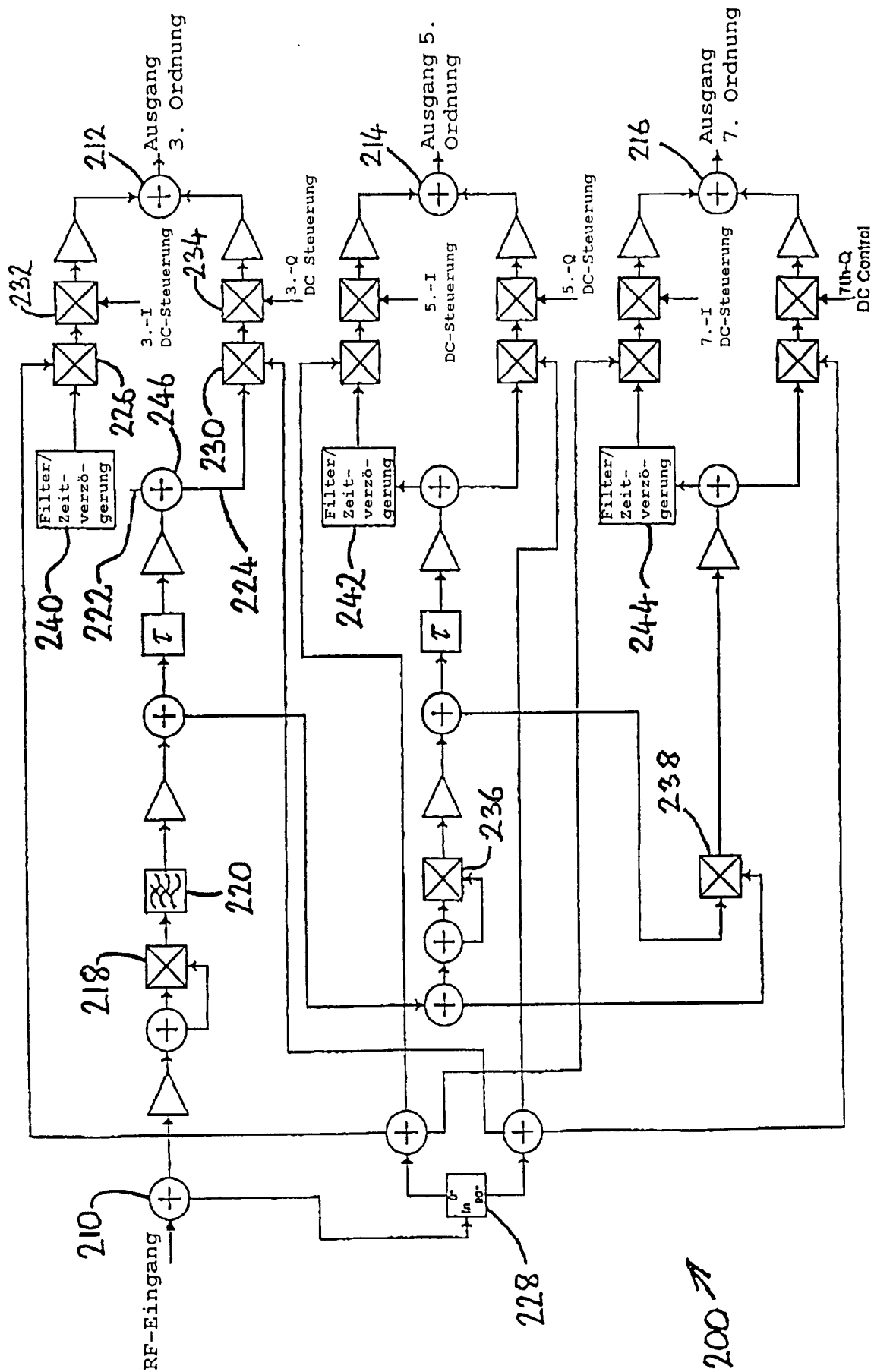
dulieren eines Rückkopplungssignal von dem Ausgangssignal, um ein sekundäres Rückkopplungssignal für jeden der parallelen Filter zu erzeugen.

20. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 bis 19, wobei das Signalverarbeitungsmittel ein Verstärker (**1510**) ist.

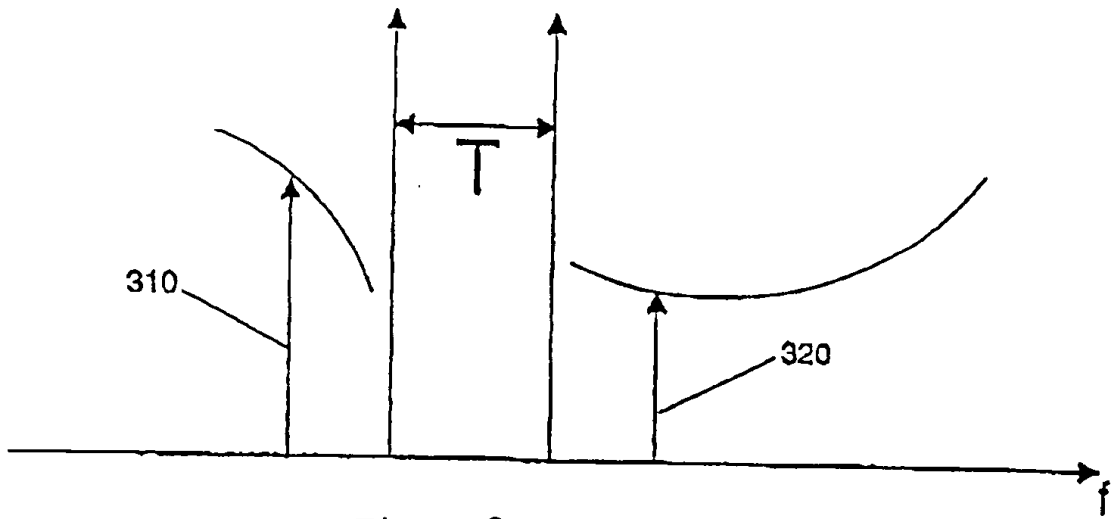
Es folgen 15 Blatt Zeichnungen



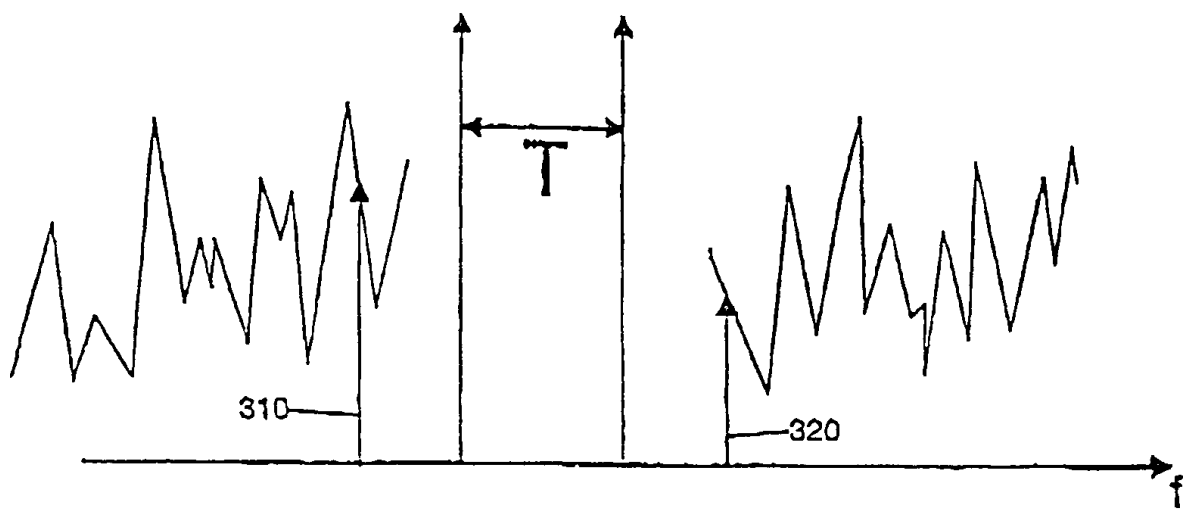
Figur 1



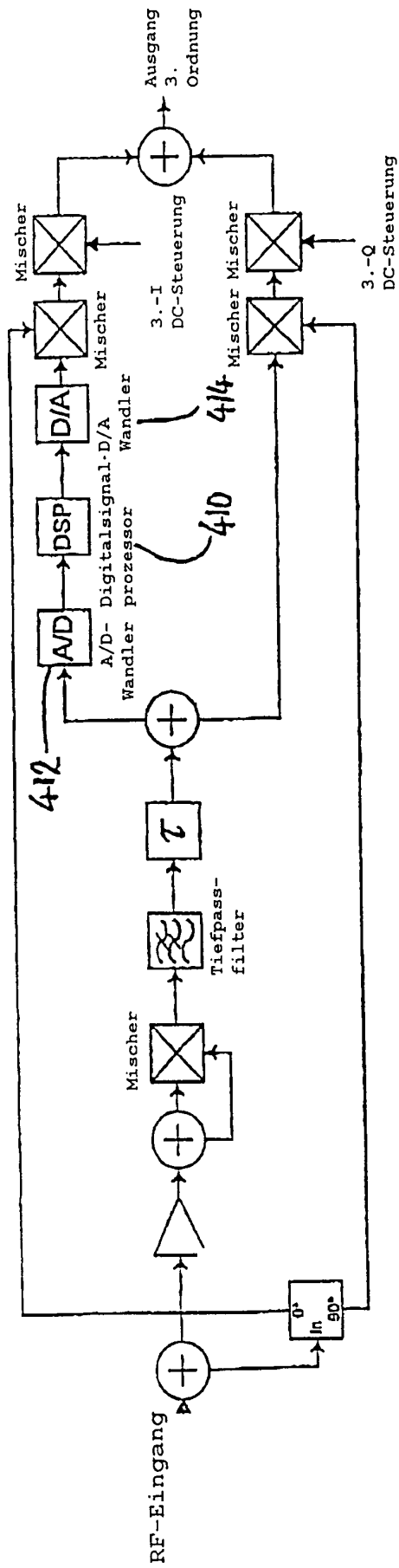
Figur 2



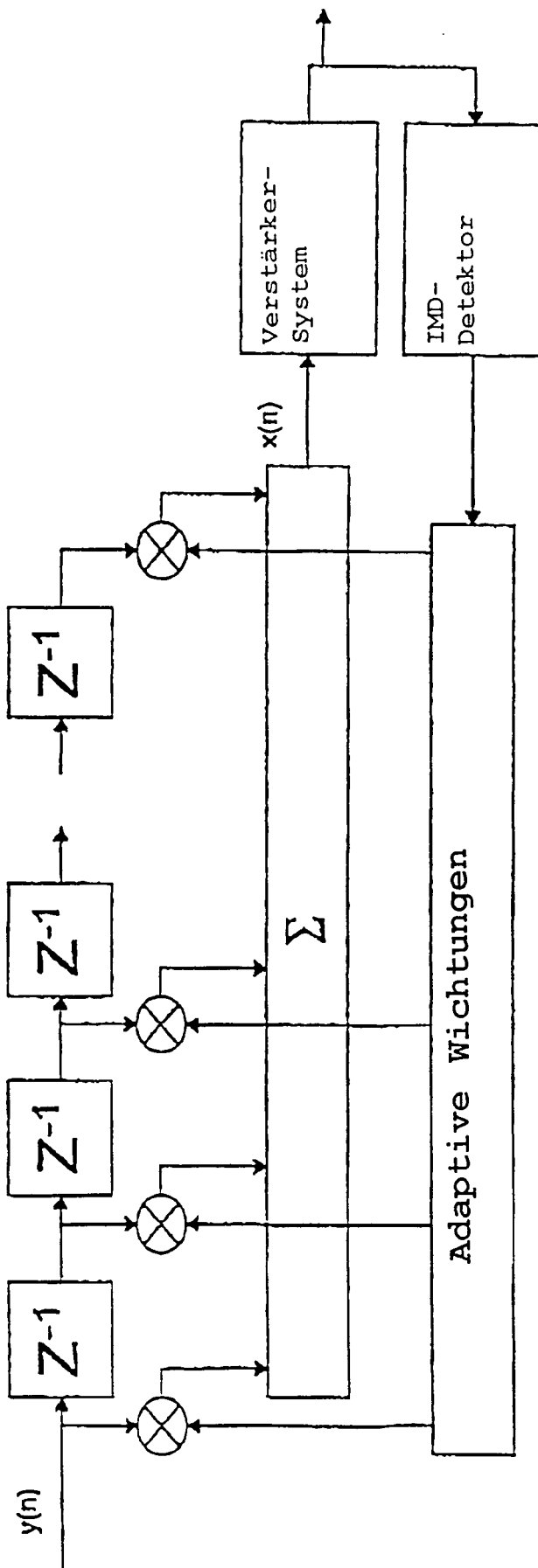
Figur 3a



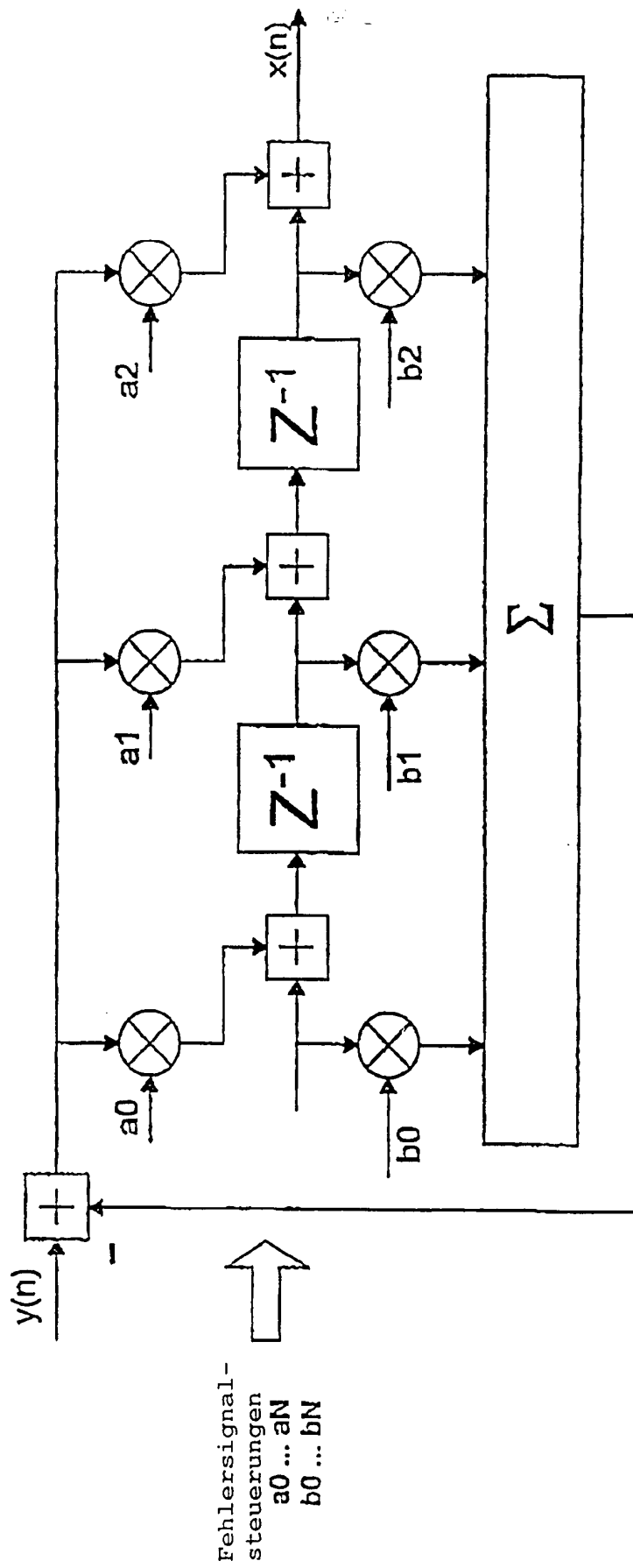
Figur 3b



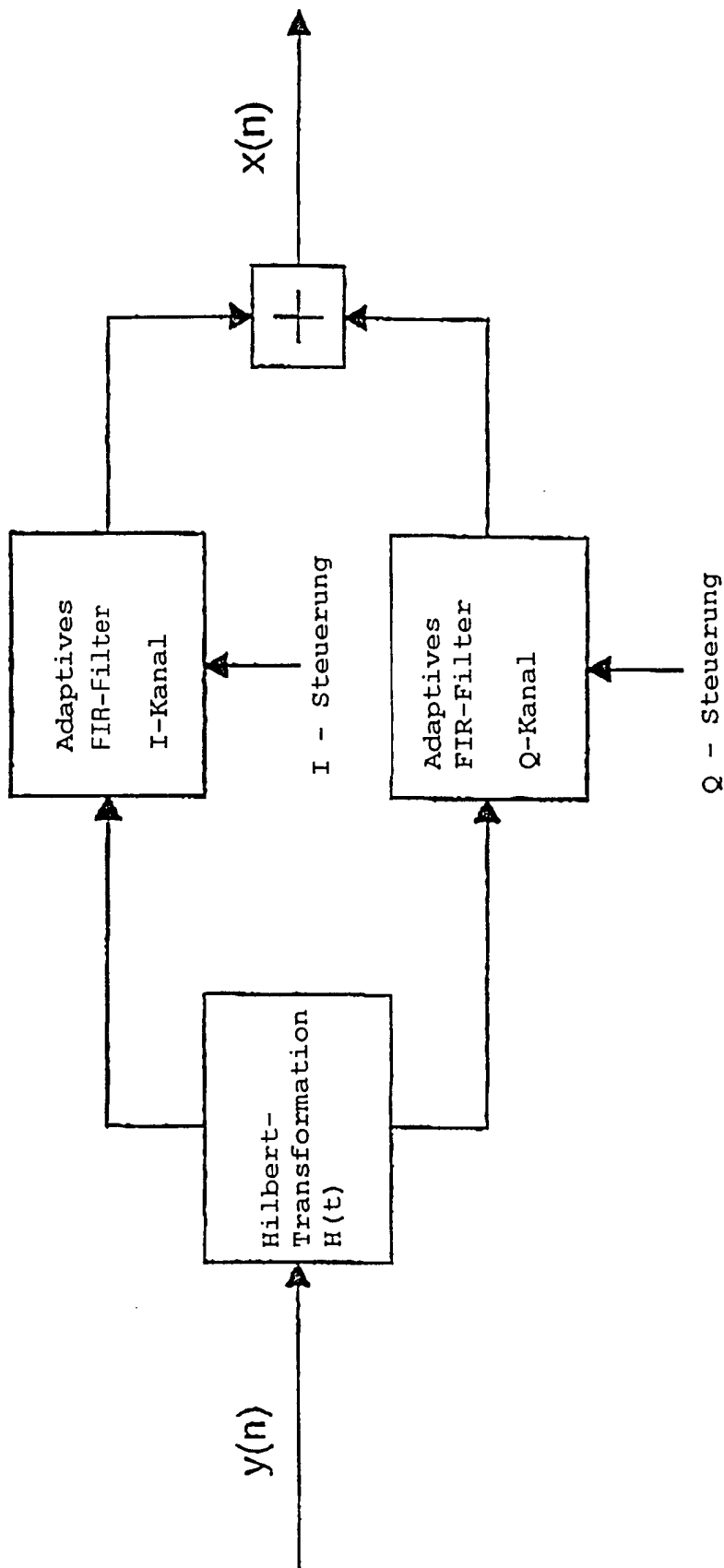
Figur 4



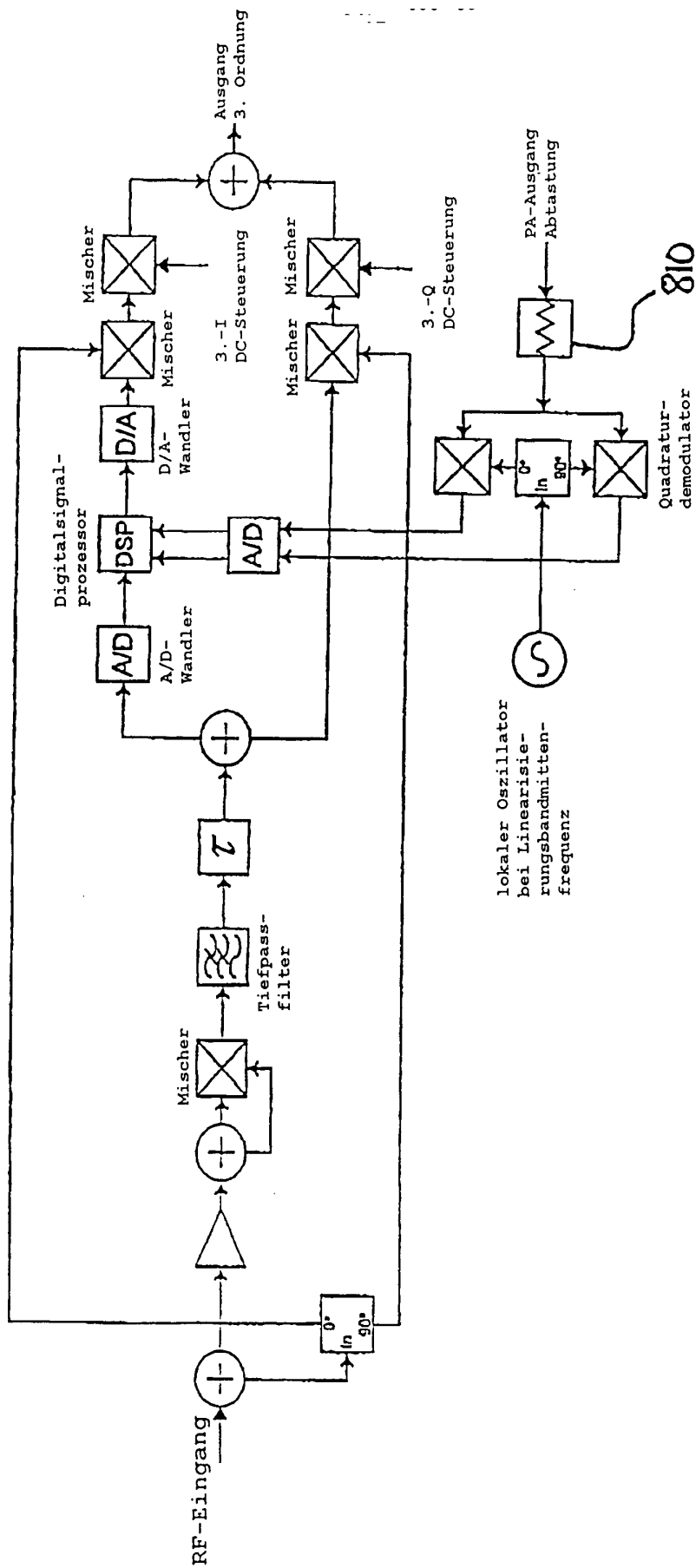
Figur 5



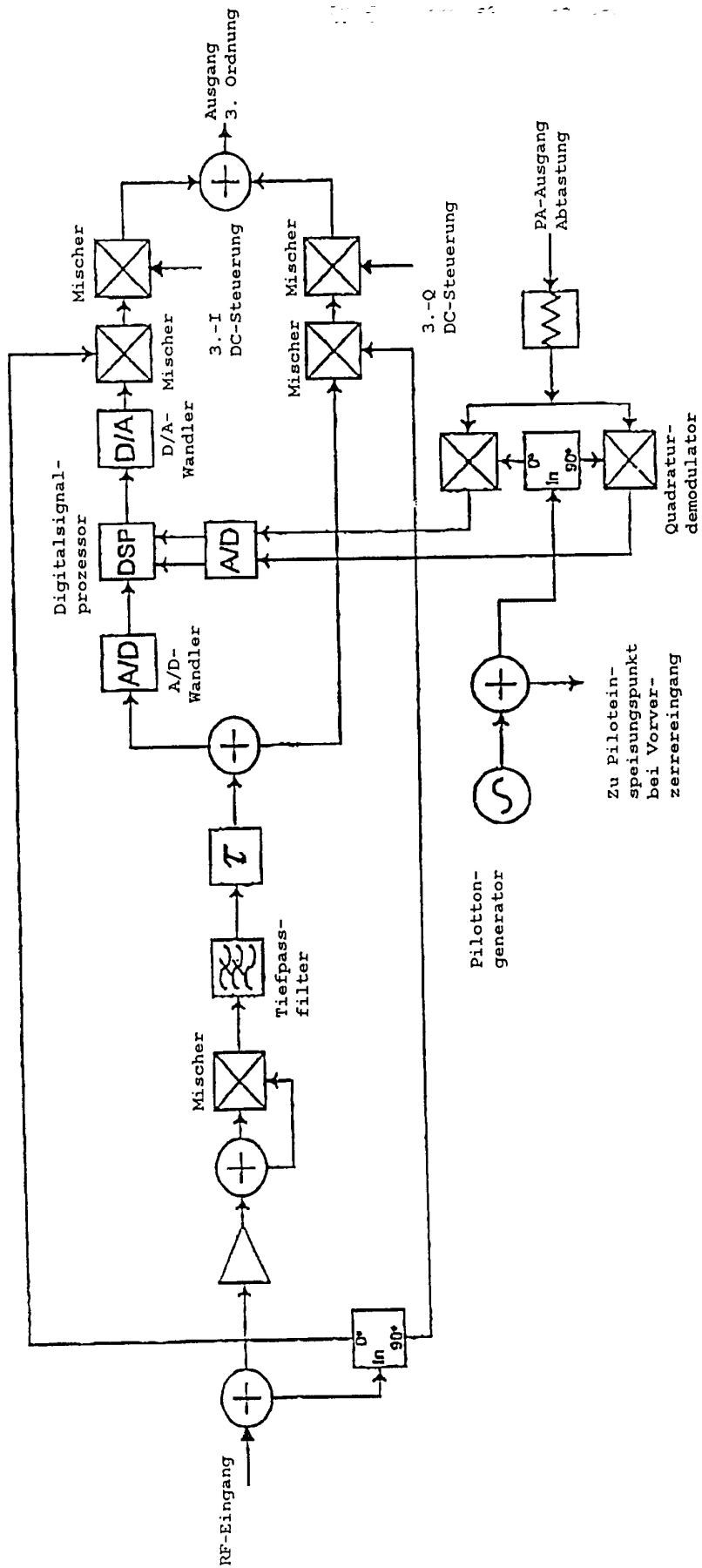
Figur 6



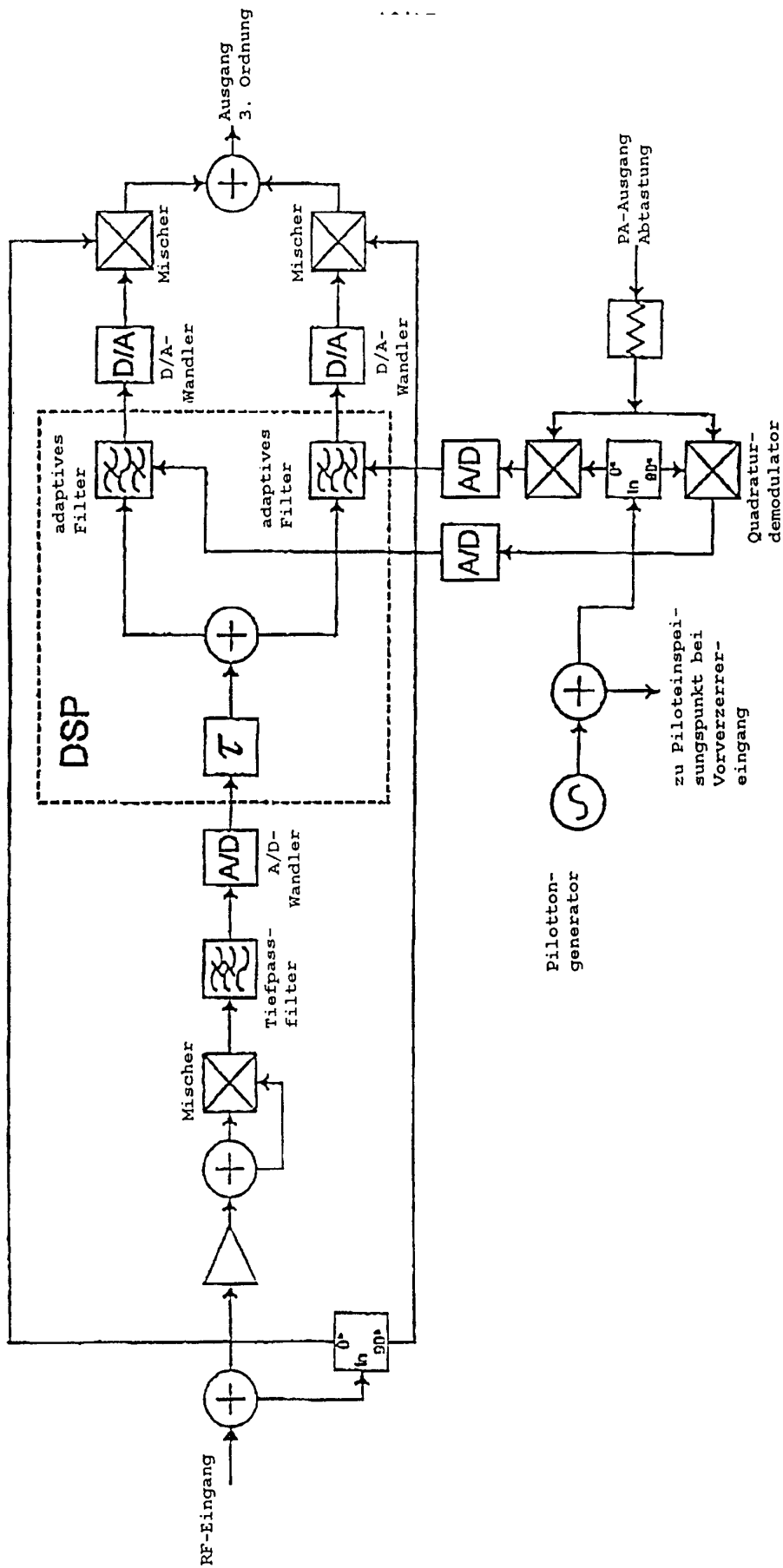
Figur 7



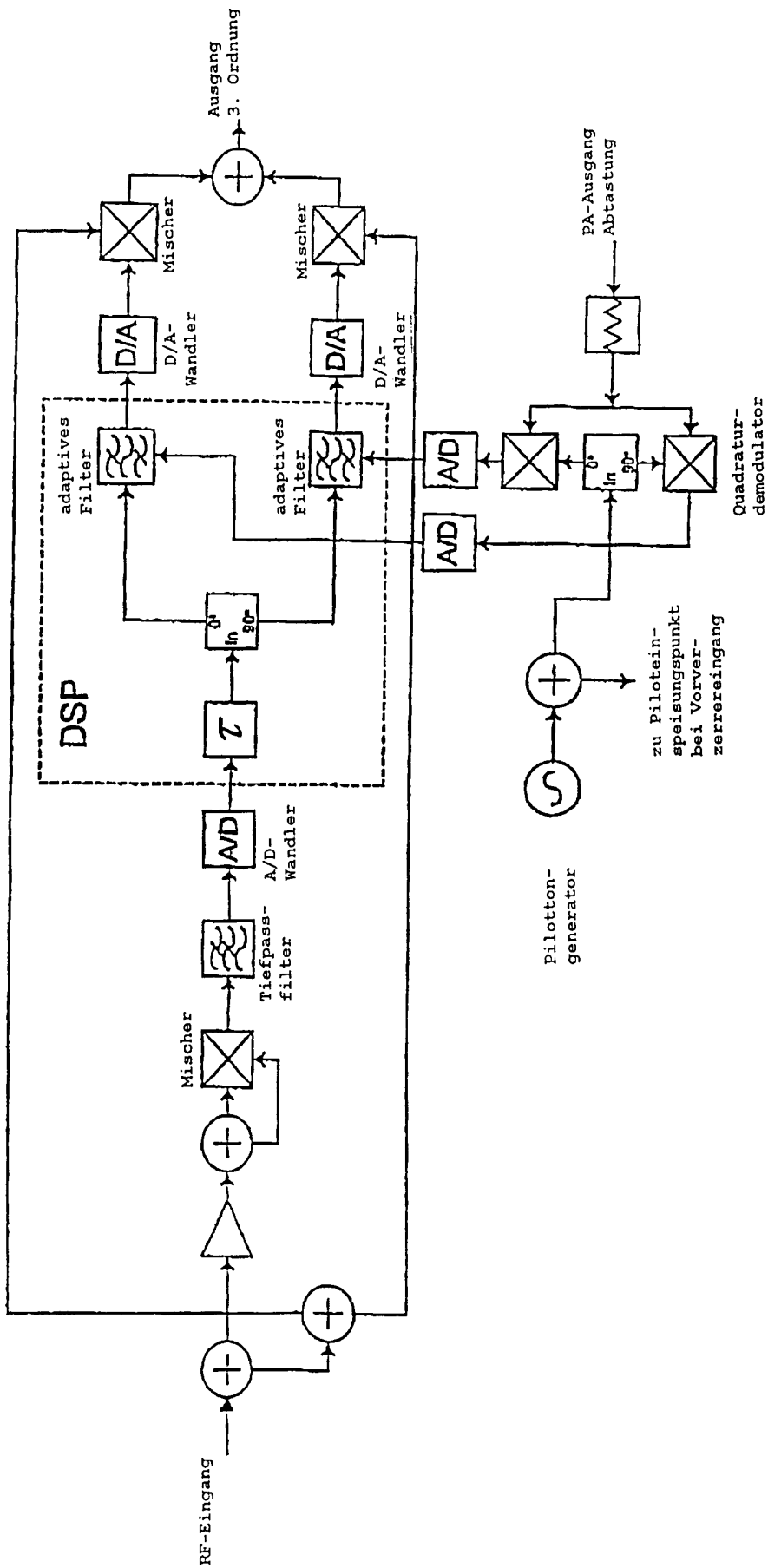
Figur 8



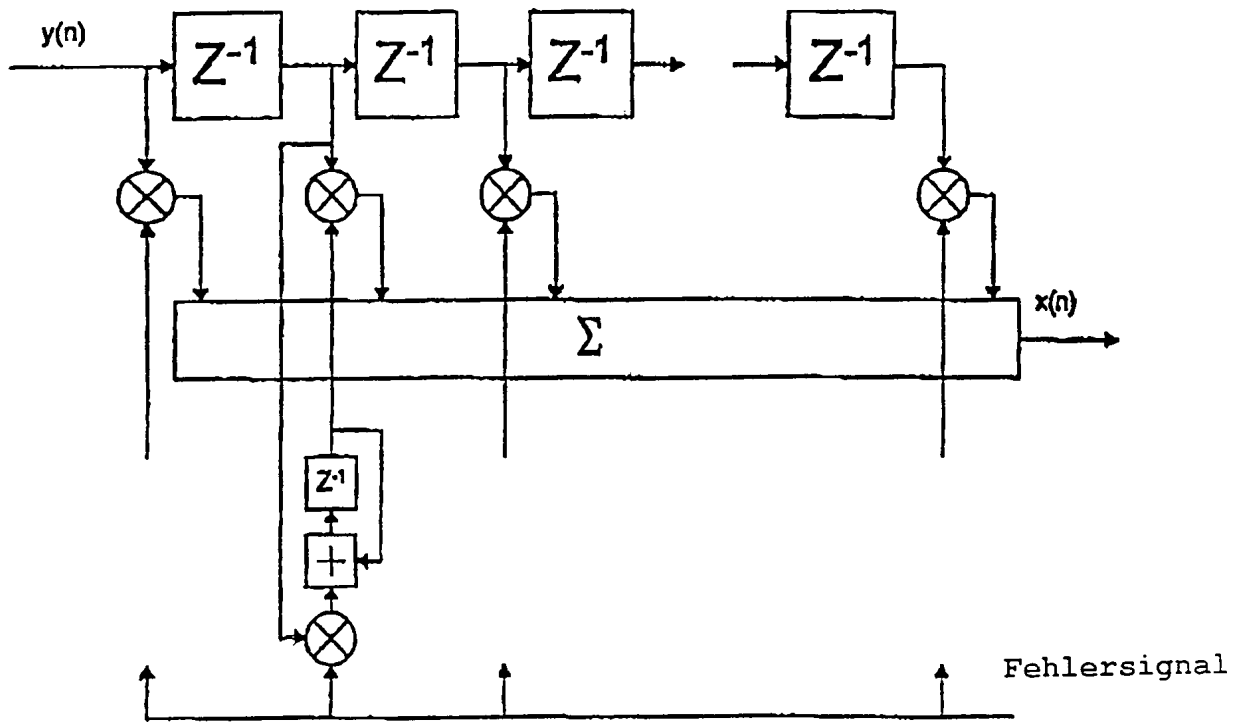
Figur 9



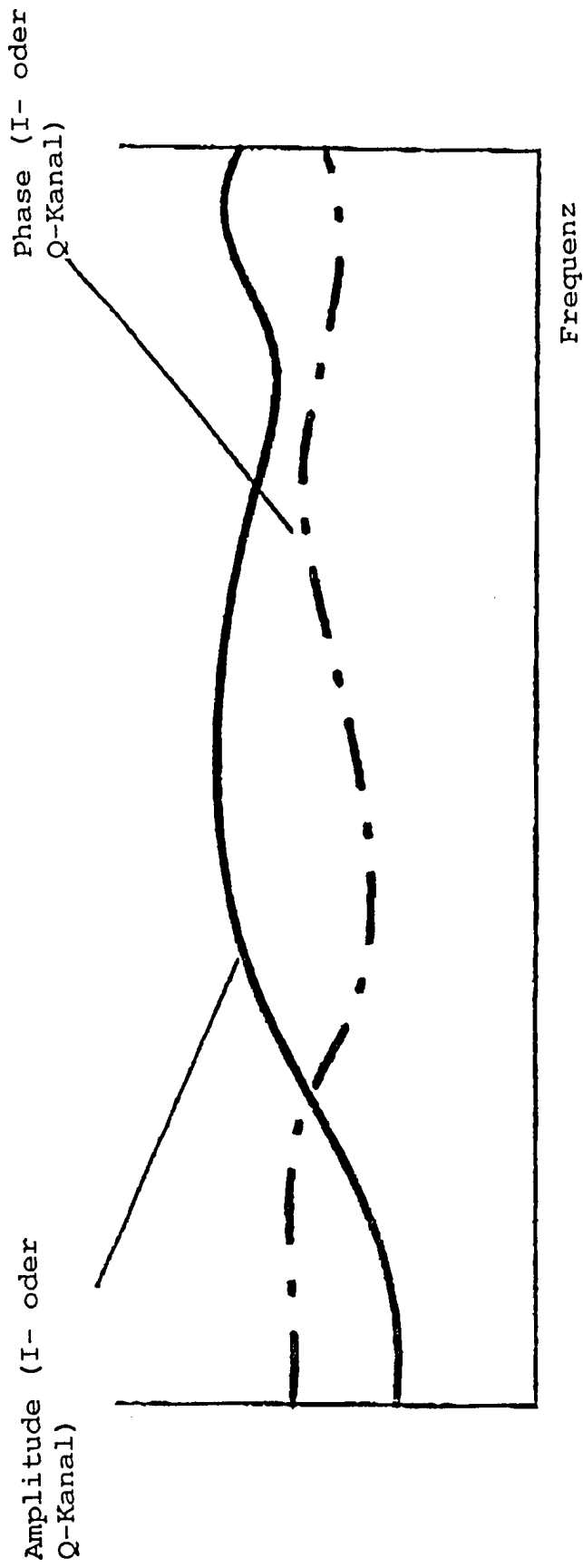
Figur 10



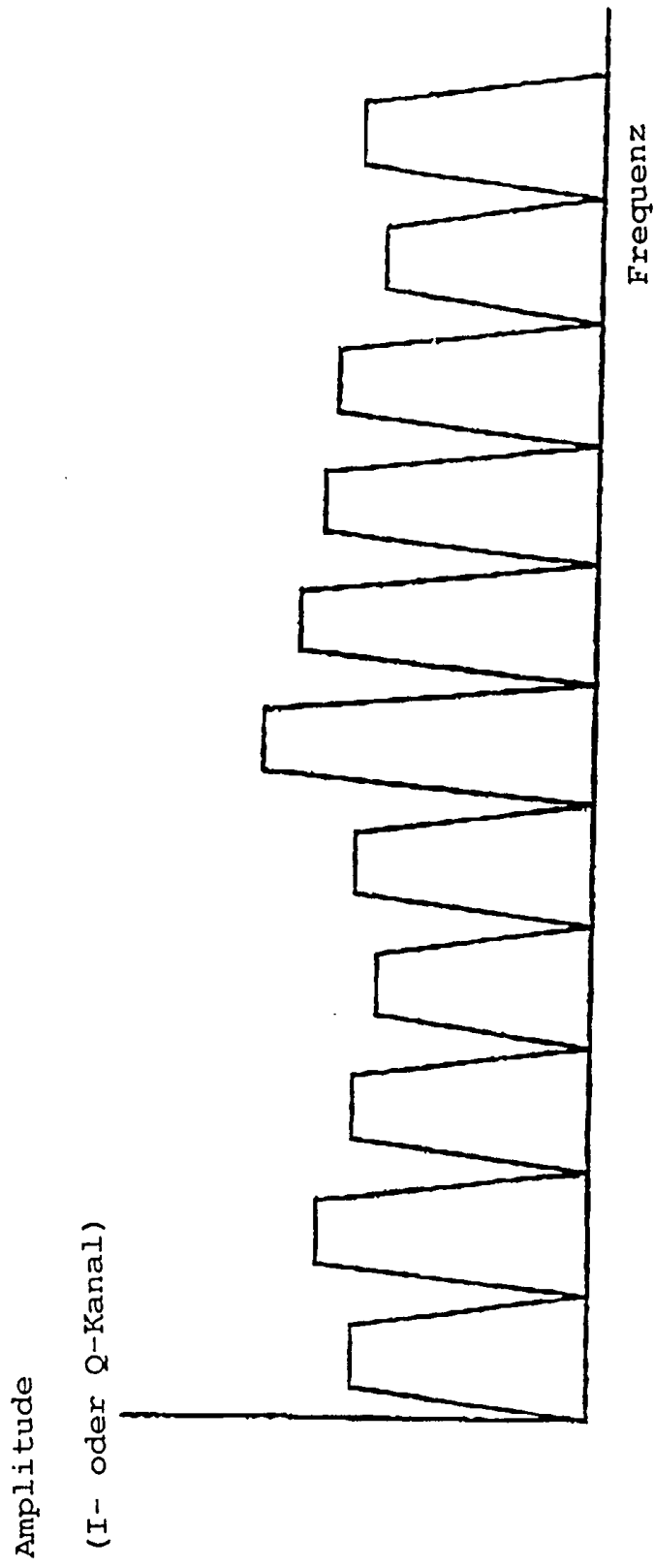
Figur 11



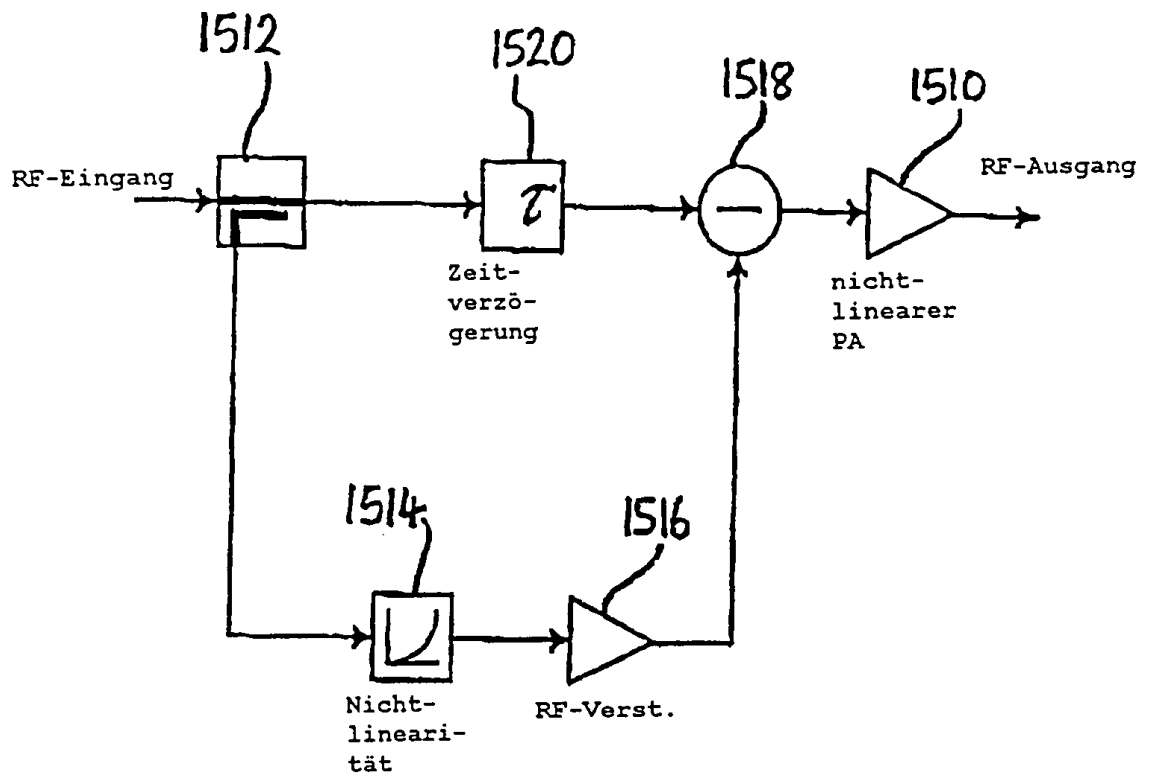
Figur 12



Figur 13



Figur 14



↗
1500

Figur 15