



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 30 228 T2** 2006.02.02

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 951 756 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 30 228.1**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/IB98/00676**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 915 052.9**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 99/005796**

(86) PCT-Anmeldetag: **07.05.1998**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **04.02.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **27.10.1999**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **18.05.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **02.02.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/16** (2006.01)

H04N 5/46 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

97202340 **25.07.1997** **EP**

97202556 **20.08.1997** **EP**

(73) Patentinhaber:

**Koninklijke Philips Electronics N.V., Eindhoven,
NL**

(74) Vertreter:

Volmer, G., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 52066 Aachen

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT

(72) Erfinder:

**VAN DE PLASSCHE, Johan, Rudy, NL-5656 AA
Eindhoven, NL; BRUEKERS, Antonius, Alphons,
NL-5656 AA Eindhoven, NL; GIELIS, Christiaan,
Gerardus, NL-5656 AA Eindhoven, NL**

(54) Bezeichnung: **MULTISTANDARDEMPFANG**

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

BEREICH DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf den Empfang von Signalen, die entsprechend verschiedenen Normen übertragen werden. So werden beispielsweise Fernsehsignale entsprechend verschiedenen Normen übertragen, und zwar je nach dem Land oder dem Gebiet und/oder je nach dem Typ der Übertragung, die analog oder digital sein kann, über Kabel, Satelliten oder über eine terrestrische Strecke und geht aus von JP 03-060 225 A.

HINTERGRUND DER Erfindung

[0002] EP-A 0.696.854 beschreibt einen bekannten Mehrnormen-Fernsehempfänger. In diesem Empfänger geht ein Tuner-Ausgangssignal durch ein Oberflächenakustisches Wellenfilter mit einer Zentralfrequenz von 140 MHz, das einen großen Teil von Nachbarkanalsignalanteilen unterdrückt. Eine nachfolgende Mischstufe verwirklicht eine Frequenzumstellung, so dass ein herunter gemischtes ZF-Signal von etwa 75 MHz erhalten wird. Das herunter gemischte ZF-Signal wird einem AVR-Verstärker mit einer inneren Bandpassbegrenzung zugeführt, bevor das herunter gemischte ZF-Signal dem Eingang eines Analog-Digital-Wandlers zugeführt wird. Ein nachfolgendes Bandpassfilter mit einer adaptiv gesteuerten Bandbreite selektiert das gewünschte Signal mit einem minimalen Rest der Nachbarkanalsignalanteile.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0003] Es ist nun u. a. eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung einen Mehrnormenempfang zu schaffen, der gegenüber dem bekannten Empfänger kosteneffizientere Implementierungen ermöglicht.

[0004] Der Patentanspruch 1 definiert einen Empfänger nach der vorliegenden Erfindung.

[0005] Zusätzliche Merkmale, die ggf. zur Implementierung der vorliegenden Erfindung auf vorteilhafte Art und Weise angewandt werden können, sind in den Unteransprüchen definiert.

[0006] Die vorliegende Erfindung berücksichtigt dabei die nachfolgenden Aspekte. In einem Mehrnormenempfänger ist es möglich, Empfangssignale, die entsprechend verschiedenen Normen übertragen worden sind, zur weiteren Verarbeitung in eine gemeinsame Zwischenfrequenz umzuwandeln. Der oben als Stand der Technik beschriebene bekannte Empfänger ist ein Beispiel dieser Annäherung. Dabei ist ein Tuner, oder eine Gruppe von Tunern erforderlich, der bzw. die die entsprechend verschiedenen Normen übertragenen Empfangssignale einwandfrei verarbeitet bzw. verarbeiten und die in die gemeinsame Zwischenfrequenz umwandelt bzw. umwandeln.

[0007] In dem bekannten Empfänger entspricht die gemeinsame Zwischenfrequenz nicht jeder Zwischenfrequenz, die typischerweise für eine betreffende Übertragungsnorm oder eine Gruppe von Übertragungsnormen verwendet wird. Folglich ist der Tuner, der einen Teil des bekannten Empfängers bildet, nicht geeignet für Applikationen anders als Mehrnormenempfang. Da Mehrnormenempfänger in relativ geringen Stückzahlen angefertigt werden, wird der Tuner relativ teuer sein, und zwar wegen des Fehlens der Wirtschaftlichkeit durch Massenanfertigung.

[0008] Doch sogar wenn in dem bekannten Empfänger die gemeinsame Zwischenfrequenz mit der typischerweise verwendeten Zwischenfrequenz übereinstimmen würde, wäre der Tuner dennoch relativ teuer wegen des Mangels an Wirtschaftlichkeit durch Massenanfertigung. Der Tuner müsste einen wesentlichen Schaltungsaufwand enthalten um einen Mehrnormenempfang zu ermöglichen, was es zu teuer machen würde für Applikationen anders als Mehrnormenempfang, wobei eine derartige Schaltungsanordnung überflüssig ist. In einem Einnormempfänger wird man vielmehr einen preisgünstigen normspezifischen Tuner verwenden um Empfangssignale in die Zwischenfrequenz umzuwandeln, die typischerweise zur Übertragung der betreffenden Norm verwendet wird.

[0009] Die Japanische Patentanmeldung, veröffentlicht als JP 03-060225 A, beschreibt eine Empfängerschaltung. In dem genannten Empfänger ist eine Frequenzwandlerschaltung zwischen einem Tuner und Oberflächenwellenfiltern vorgesehen. Ein von dem Tuner geliefertes ZF-Signal wird in der Frequenz umgewandelt, und die Frequenz eines Videosignals (Video-Trägerfrequenz) in dem ZF-Signal nach der Frequenzumwandlung wird in dieselbe Frequenzabhängigkeit des Systems und des empfangenen Bandes des empfangenen

Signals gemacht. Auf entsprechende Art und Weise fallen die Trägerfrequenz zur Zeit von dem L-System VHF Tiefbandempfang und die Trägerfrequenz zur Zeit von dem L-System VHF Hochband und UHF-Bandempfang zusammen. Auf diese Weise wird der Umschalterschalter und der variable Kondensator zur Abstimmung der Frequenz unnötig und die Schaltungsanordnung wird vereinfacht.

[0010] Nach der vorliegenden Erfindung verwandelt ein einstellbarer Frequenzwandler ein ZF-Signal, das von einem Tuner geliefert wird, in ein Eingangssignal für eine Filteranordnung, die imstande ist, mehrere Frequenzgänge zu liefern, die mit verschiedenen Übertragungsnormen assoziiert sind. Der einstellbare Frequenzwandler verschiebt auf effektive Art und Weise das ZF-Signal in der Frequenz, und zwar um einen Betrag, der einstellbar ist um das Eingangssignal für die Filteranordnung zu erhalten. Für jede der vielen verschiedenen Zwischenfrequenzen kann der einstellbare Frequenzwandler derart eingestellt werden, dass die Filteranordnung das Eingangssignal in einem Frequenzbereich empfängt, der in Bezug auf den Frequenzgang, den er liefert, eine geeignete Lage hat. Folglich kann in einer Mehrnormenapplikation ein Gebilde aus normspezifischen Tunern verwendet werden, die je ein Empfangssignal in eine andere Zwischenfrequenz umwandelt, die typischerweise für eine bestimmte Übertragungsnorm oder eine Gruppe von Übertragungsnormen verwendet wird. In vielen Applikationen, wird ein derartiges Gebilde aus normspezifischen Tunern preisgünstiger sein, und zwar wegen der Wirtschaftlichkeit durch Massenanfertigung, als ein spezieller Mehrnormentuner, der in dem Stand der Technik erforderlich ist. Auf diese Weise ermöglicht die vorliegende Erfindung kosteneffizientere Implementierungen.

[0011] Die vorliegende Erfindung kann völlig oder teilweise als integrierte Schaltung implementiert werden.

[0012] Der einstellbare Frequenzwandler und die Filteranordnung können beispielsweise einen Teil einer integrierten Empfängerschaltung bilden zum Verarbeiten von ZF-Signalen, die von einem Tuner geliefert werden. Eine derartige Empfängerschaltung eignet sich für relativ viele verschiedene Übertragungsnormen. Folglich kann sie nicht nur in Mehrnormenempfängern, sondern auch in relativ vielen verschiedenen Einnormempfängern verwendet werden. Auf diese Weise ermöglicht die vorliegende Erfindung eine integrierte Empfängerschaltung, die vielseitig verwendbar ist und deswegen einen großen Anwendungsbereich findet, so dass sie den Vorteil der Wirtschaftlichkeit durch Massenfertigung bieten kann.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0013] Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden im Folgenden näher beschrieben. Es zeigen:

[0014] [Fig. 1](#) eine konzeptuelle Darstellung der Basiselemente der Erfindung nach Anspruch 1,

[0015] [Fig. 2](#) bis [Fig. 4](#) je eine konzeptuelle Darstellung zusätzlicher Elemente nach den Ansprüchen 2 bis 4,

[0016] [Fig. 5](#) ein Blockschaltbild eines Beispiels eines Empfängers nach der vorliegenden Erfindung,

[0017] [Fig. 6a](#), [Fig. 7a](#),... [Fig. 15a](#) Tabellen, die Beispiele geeigneter Koeffizienten für Filter in dem Empfänger nach [Fig. 5](#) geben, und

[0018] [Fig. 6b](#), [Fig. 7b](#),... [Fig. 15b](#) Graphiken, die Frequenzgänge geben, die mit den Filterkoeffizienten assoziiert sind, die in den Tabellen der [Fig. 6a](#), [Fig. 7a](#),... [Fig. 15a](#) angegeben sind.

DETAILLIERT BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0019] Zunächst werden eine Bemerkungen über die Verwendung der Bezugszeichen gemacht. Gleiche Entitäten sind in der Zeichnung mit denselben Buchstabcodes angegeben. In ein und derselben Figur können mehrere gleiche Entitäten dargestellt sein. In dem Fall wird dem Buchstabcode eine Nummer hinzugefügt, dies um gleiche Entitäten voneinander unterscheiden zu können. Die Nummer wird eingeklammert sein, wenn die Anzahl gleicher Entitäten ein laufender Parameter ist. In der Beschreibung und in den Patentansprüchen kann jede Ziffer in einem Bezugszeichen fortgelassen sein, falls dies angebracht ist.

[0020] [Fig. 1](#) zeigt Basiselemente der vorliegenden Erfindung in gezogenen Linien. Ein Tuner TUN verwandelt ein Empfangssignal Srf in ein Zwischenfrequenzsignal Sif. Ein einstellbarer Frequenzwandler AFRC verwandelt das ZF-Signal Sif in ein Eingangssignal Sin für eine Filteranordnung FIL. Die Filteranordnung FIL ist imstande mehrere Frequenzgänge Hfill, Hfi12 zu liefern, die mit den verschiedenen Übertragungsnormen as-

soziiert sind.

[0021] [Fig. 1](#) zeigt ebenfalls die nachfolgenden Elemente durch gestrichelte Linien. Der einstellbare Frequenzwandler AFRC und die Filteranordnung FIL können einen Teil einer integrierten Empfängerschaltung IRC bilden, geeignet für viele verschiedene Übertragungsnormen. Der Tuner TUN kann das Zwischenfrequenzsignal Sif mit jeder der vielen verschiedenen Zwischenfrequenzen IF1, IF2 liefern. Für jede Zwischenfrequenz IF1, IF2 kann der einstellbare Frequenzwandler AFRC derart eingestellt werden, dass die Filteranordnung FIL das Eingangssignal Sin in einem Frequenzbereich FR empfängt, der auf geeignete Weise gegenüber den Frequenzgängen Hfill, Hfi12 liegt. Zu diesem Zweck kann ein Steuersignal IFsel verwendet werden, das die Frequenzumwandlung bestimmt, die von dem einstellbaren Frequenzwandler AFRC durchgeführt wird. Das Steuersignal IFsel kann von dem Controller geliefert werden, der nicht dargestellt ist.

[0022] [Fig. 2](#) zeigt das nachfolgende Element. Die Frequenzgänge Hfi1, Hfi2, die von der Filteranordnung FIL geliefert werden, haben ein Durchlassband PB1, PB2, das Nullfrequenz (0) einschließt. Das heißt, die Frequenzgänge Hfill und Hfi2 Tiefpasskennlinien.

[0023] Das Merkmal von [Fig. 2](#) berücksichtigt die nachfolgenden Aspekte. Es wird bevorzugt, dass die Filteranordnung FIL im Wesentlichen Signale unterdrückt, die in der Frequenz an ein gewünschtes Signal grenzen. Derartige Signale werden nachstehend als Nachbarfrequenzsignale bezeichnet. Wenn dagegen Nachbarfrequenzsignale in einer Zwischenfrequenzstrecke zwischen dem Tuner und dem einstellbaren Frequenzwandler weitgehend unterdrückt werden würden, wäre in Mehrnormenapplikationen eine Vielzahl von Filtern erforderlich, was ziemlich teuer sein würde.

[0024] Um Nachbarfrequenzsignale ausreichend zu unterdrücken, soll die Filteranordnung FIL einen Frequenzgang liefern, der einen ausreichend großen Unterschied hat in Größe zwischen einerseits einem Frequenzbereich, in dem das gewünschte Signal liegt, und andererseits, einem Frequenzbereich, in dem Nachbarfrequenzsignale liegen können. Dies bedeutet, dass der Frequenzgang zwischen den zwei Frequenzbereichen ein Gefälle hat, der nachstehend als Durchlassband und Sperrband bezeichnet wird. Je höher die Zentralfrequenz, umso steiler soll das Gefälle für eine bestimmte Differenz in der Größe zwischen dem Durchlassband und dem Sperrband sein. Im Allgemeinen gilt, dass zum Verwirklichen eines steileren Gefälles kompliziertere Schaltungsanordnungen erforderlich sind.

[0025] Wenn das Merkmal aus [Fig. 2](#) angewandt wird, wird das Durchlassband eine relativ niedrige Zentralfrequenz haben. Folglich wird ein relativ mäßiges Gefälle ausreichen um Nachbarfrequenzsignale, die in dem Sperrband liegen, auf entsprechende Art und Weise zu unterdrücken. Dies ermöglicht es, dass die Filteranordnung FIL mit einer relativ einfachen Schaltungsanordnung implementiert werden soll. Weiterhin ermöglicht es, dass die Filteranordnung FIL in integrierter Schaltungsform implementiert werden kann.

[0026] [Fig. 3](#) zeigt das nachfolgende Merkmal. Der einstellbare Frequenzwandler AFRC umfasst eine vektorielle Mischstufe VMX. Diese multipliziert auf effektive Weise das Zwischenfrequenzsignal Sif mit einem vektoriellen Signal mit einer einzigen Mischfrequenz θ . Das Ergebnis dieser Multiplikation bildet das Eingangssignal Sinb für die Filteranordnung FIL. In [Fig. 3](#) ist eine Darstellung des Eingangssignals Sin gegeben, und zwar mit Hilfe eines Signalvektors Vs. Der Signalvektor Vs stellt einen Zustand des Eingangssignals Sin zu einem bestimmten Zeitpunkt dar. Eine Drehung des Signalvektors Vs im Uhrzeigersinn kann als eine positive Frequenz $+f$ betrachtet werden, und eine Drehung im Uhrzeigersinn als eine negative Frequenz $-f$.

[0027] Das Merkmal nach [Fig. 3](#) berücksichtigt die nachfolgenden Aspekte. Wenn die Mischfrequenz θ innerhalb des Frequenzbereichs liegt, der durch das Spektrum des ZF-Signals Sif belegt wird, wird das Spektrum auf effektive Art und Weise in zwei Teile aufgeteilt. Der eine Teil des Spektrums wird über der Mischfrequenz θ liegen, was bedeutet, dass ein spektraler Anteil in diesem Teil eine positive Frequenzdifferenz hat. Der andere Teil des Spektrums wird unterhalb der Mischfrequenz θ liegen, was bedeutet, dass ein spektraler Anteil in diesem Teil eine negative Frequenzdifferenz hat. Wenn die zwei Teile des Spektrums nicht völlig symmetrisch sind, soll zwischen spektralen Anteilen mit einer positiven Frequenzdifferenz und einer negativen Frequenzdifferenz ein Unterschied gemacht werden, damit eine Verformung von Information in dem Zwischenfrequenzsignal Sif vermieden wird.

[0028] Wenn das Merkmal nach [Fig. 3](#) angewandt wird, wird das Eingangssignal Sin für die Filteranordnung in einer vektoriellen Form vorhanden sein, wie in [Fig. 3](#) dargestellt. Folglich kann zwischen spektralen Anteilen des ZF-Signals Sif, die positive und negative Frequenzunterschiede gegenüber der Mischfrequenz θ haben, ein Unterschied gemacht werden. Die Mischfrequenz θ kann auf diese Art und Weise in den Frequenzbereich

fallen, der von dem Spektrum des ZF-Signals S_{if} belegt wird, ohne dass dies einen seriösen Verlust verursacht oder eine Verzerrung der Information. Auf diese Weise ermöglicht das Merkmal nach [Fig. 3](#) eine relativ große Freiheit in der Wahl in Bezug auf die Frequenzumwandlung, durchgeführt durch den einstellbaren Frequenzwandler AFRC.

[0029] [Fig. 4](#) zeigt das nachfolgende Merkmal. Eine Abtastschaltung S&H führt das ZF-Signal S_{if} zu dem vektoriellen Mischer VMX in einer zeitdiskreten Form. [Fig. 4](#) zeigt ebenfalls das Eingangssignal S_{in} , das in vektorieller Form durch den vektoriellen Mischer VMX der Filteranordnung FI1 zugeführt wird, wie oben im Zusammenhang mit [Fig. 3](#) erläutert worden ist. Auf gleiche Weise wie in [Fig. 3](#) stellt der Signalvektor V_s einen Zustand des Eingangssignals S_{in} zu einem bestimmten Zeitpunkt dar.

[0030] Das Merkmal aus [Fig. 4](#) berücksichtigt die nachfolgenden Aspekte. In einer praktischen Implementierung wird der vektorielle Mischer VMX zwei Ausgangssignale liefern. Das eine Signal wird die Position des Signalvektors V_s gegenüber der horizontalen Achse definieren, und das andere Signal wird die Position des Signalvektors V_s gegenüber der vertikalen Achse definieren. Mit anderen Worten, die zwei Signale bilden eine x-Komponente bzw. eine y-Komponente des Eingangssignals S_{in} in der vektoriellen Form. Wenn die zwei Signale nicht genau orthogonal zueinander sind, kann ein genauer Unterschied zwischen positiven und negativen Frequenzen nicht gemacht werden. Dies kann die Empfangsqualität beeinträchtigen, insbesondere wenn der vektorielle Mischer VMX das Eingangssignal S_{in} in einem Frequenzbereich liefert, der Nullfrequenz (0) einschließt.

[0031] Wenn das Merkmal der [Fig. 4](#) angewandt wird, kann der vektorielle Mischer VMX auf eine zeitdiskrete Weise arbeiten. Dies ermöglicht es, dass der Mischer zwischen den zwei Signalen, welche die x-Komponente und die y-Komponente des Eingangssignals S_{in} in der vektoriellen Form bilden, eine sehr genaue 90-Grad-Phasenbeziehung bildet. Folglich kann ein guter Unterschied zwischen positiven und negativen Frequenzen gemacht werden. Auf diese Weise trägt das Merkmal der [Fig. 4](#) zu der Qualität des Empfangs bei.

[0032] [Fig. 5](#) zeigt ein Beispiel eines Fernsehempfängers nach der vorliegenden Erfindung, der die Merkmale aus den [Fig. 1](#) bis [Fig. 4](#) aufweist, die oben im Zusammenhang mit diesen Figuren beschrieben worden sind. In dem Empfänger nach [Fig. 5](#) sind die nachfolgenden zusätzlichen Elemente zwischen dem Tuner TUN und dem steuerbaren Frequenzwandler AFRC vorgesehen: ein Antialiasing-Filter AAF, ein Analog-Digital-Wandler ADC, der die Abtastschaltung S&H aufweist, ein digitales Filter DF1 und ein Abtastratenverringerer SRD1. Die Filteranordnung FI1 umfasst mehrere digitale Filter DF2-DF10, zwei Abtastratenverringerer SRD2, SRD3, und einen synchronen Modulator SDEM. Die Filteranordnung FI1 liefert Ausgangssignale, die in einem Ton-Prozessor SPRC, einem Video-Prozessor VRRC oder einem Symbolprozessor XPRC weiter verarbeitet werden.

[0033] Der Empfänger nach [Fig. 5](#) funktioniert nun wie folgt. Der Tuner TUN wird auf das Empfangssignal S_{rf} abgestimmt, das in jedem beliebigen Kanal in einem betreffenden Fernsehband liegen kann. In Reaktion darauf liefert der Tuner TUN das ZF-Signal S_{if} mit einer der typischerweise verwendeten nachstehend genannten Zwischenfrequenzen.

	Analoge terrestrische Fernsehübertragungen	Digitale Kabel-Fernsehübertragungen
Europa	38,90 MHz	36,15 MHz
Amerika	45,75 MHz	43,75 MHz
Japan	58,75 MHz	56,50 MHz

[0034] Es sei bemerkt, dass die oben gegebenen Zwischenfrequenzen für einen Hauptträger gelten, der in dem ZF-Signal S_{if} vorhanden ist.

[0035] Das ZF-Signal S_{if} wird einer Analog-Digital-Umwandlung und einer skalar-zu-vektoriell-Umwandlung ausgesetzt, und zwar bevor es dem einstellbaren Frequenzwandler AFRC zugeführt wird. Diese Umwandlungen werden durch den Analog-Digital-Wandler ADC bzw. das digitale Filter DF1 durchgeführt. Das Antialiasing-Filter AAF bekämpft Aliasing-Effekte, verursacht durch eine Abtastung mit einer Frequenz F_{st} als Teil der Analog-Digital-Umwandlung. Der Abtastratenverringerer SDR1 sorgt dafür, dass das ZF-Signal dem einstellbaren Frequenzwandler AFRC mit einer Abtastfrequenz zugeführt wird, die um einen Faktor R_1

niedriger ist als die Abtastfrequenz Funkstation.

[0036] Die skalar-vektorielle Umwandlung wird durch Filterung des digitalisierten ZF-Signals entsprechend zwei verschiedenen Endimpulsantworten $A_x(z)$ und $A_y(z)$, die von dem digitalen Filter DF1 geliefert werden, erreicht. Das digitalisierte ZF-Signal, das entsprechend der endlichen Impulsantwort $A_x(z)$ gefiltert worden ist, liefert eine x-Komponente X_{if} und das digitalisierte ZF-Signal, das entsprechend der endlichen Impulsantwort $A_y(z)$ gefiltert worden ist, liefert eine y-Komponente Y_{if} . In Kombination bilden die x- und die y-Komponente X_{if} Y_{if} eine vektorielle Darstellung des ZF-Signals S_{if} . Das digitale Filter DF1 bekämpft ebenfalls Aliasing-Effekte, die durch den Abtastratenverringerer SRD1 verursacht sind. WO-A 96/8078 (Aktenzeichen der Anmelderin PHN 15.001) beschreibt eine geeignete Art und Weise um eine Antialiasing zu erreichen, und zwar mit Hilfe eines digitalen Filters, das eine skalar-vektorielle Umwandlung durchführt.

[0037] Der einstellbare Frequenzwandler AFRC verschiebt die vektorielle Darstellung des ZF-Signals S_{if} in der Frequenz. Der Betrag an Frequenzverschiebung entspricht der Mischfrequenz θ , die dem oben im Zusammenhang mit [Fig. 3](#) beschriebenen vektoriellen Mischer VMC entspricht. Wenn beispielsweise der vektorielle Mischer VMX als Cordic-Prozessor implementiert wird, wird die Mischfrequenz θ durch einen z-Datengenerator bestimmt, der mit dem Cordic-Prozessor gekoppelt ist. EP-A 486.095 (Aktenzeichen der Anmelderin PHN 13.500) beschreibt einen Cordic-Prozessor, der mit einem z-Datengenerator gekoppelt ist zum Durchführen einer Frequenzverschiebung.

[0038] Die Mischfrequenz q ist abhängig von dem Übertragungssystem, für das Empfang erwünscht ist. Die untenstehende Tabelle zeigt geeignete Mischfrequenzen q für mehrere Übertragungssysteme.

	Analoge terrestrische Fernsehübertragungen	Digitale Kabel-Fernsehübertragungen
Europa	35,65 MHz (B/G, I) 34,75 MHz (K)	36,15 MHz
Amerika	42,50 MHz	43,75 MHz
Japan	55,50 MHz	56,50 MHz

[0039] Wenn die Mischfrequenz q der oben stehenden Tabelle entspricht, wird das Eingangssignal S_{in} für die Filteranordnung FIL ein Frequenzspektrum haben, das im Wesentlichen um die Nullfrequenz zentriert liegt.

[0040] In der Filteranordnung FIL unterdrücken die digitalen Filter DF2 und DF3 im wesentlichen Nachbarkomponentensignale. Wenn nun vorausgesetzt wird, dass das Frequenzspektrum des Eingangssignals S_{in} im Wesentlichen um die Nullfrequenz zentriert liegt, werden Tiefpassfrequenzantworten mit der Impulsantwort $B(z)$ und $C(z)$ der digitalen Filter DF2 bzw. DF3 assoziiert. Der Abtastratenverringerer SRD2 verringert die Abtastrate des Eingangssignals S_{in} . Eine derartige Abtastratenverringerung ist gestattet, weil die digitalen Filter DF2 und DF3 effektiv die Bandbreite des Eingangssignals S_{in} reduzieren.

[0041] Der synchrone Demodulator SDEM verschiebt effektiv einen gewünschten Hauptträger, der in dem Eingangssignal S_{in} vorhanden ist, zu der Frequenz Null (0). Dadurch wird ein vektorielles Basisbandsignal S_{vbb} erhalten. Dieses Signal besteht aus zwei Komponenten X_{bb} und Y_{bb} entsprechend einer phasengleichen und einer Quadratur-Modulationskomponente des Hauptträgers.

[0042] Der Inhalt des vektoriellen Basisbandsignals S_{vbb} ist abhängig von der Norm, entsprechend der das Empfangssignal S_{rf} übertragen wird. Wenn das Empfangssignal S_{rf} eine analoge terrestrische Fernsehübertragung ist, wird das vektorielle Basisbandsignal S_{vbb} ein Leuchtdichtesignal, ein Farbträgersignal und ein oder mehrere Tonträgersignale enthalten. Diese Signale werden in der Frequenz gemultiplext, und zwar auf eine Art und Weise, die von der Norm abhängig ist, entsprechend der die analoge terrestrische Fernsehübertragung stattfindet. Wenn das Empfangssignal S_{rf} eine digitale Fernsehübertragung ist, wird das vektorielle Basisbandsignal S_{vbb} einen Strom von Symbolen enthalten. Die Eigenschaften des Stromes von Symbolen wird von der Norm abhängig sein, entsprechend der die digitale Fernsehübertragung stattfindet.

[0043] Ein Gebilde von digitalen Filtern DF4-DF10 ist hinter dem synchronen Demodulator SDEM gekoppelt. Jedes digitale Filter DF4-DF10 hat eine spezifische Aufgabe in Bezug auf einen bestimmten Teil des Inhalts,

der in dem vektoriellen Basisbandsignal Svbb enthalten sein kann. Dies wird nachstehend näher erläutert.

[0044] Das digitale Filter DF4 kompensiert eine Verzerrung des Leuchtdichtesignals als Ergebnis spurenhafter Seitenbandmodulation, die für analoge terrestrische Fernsehübertragungen verwendet wird. Dazu hat das digitale Filter DF4 einen Frequenzgang, der eine Nyquist-Flanke enthält. Dies kann durch Filterung der beiden Komponenten Xbb und Ybb des vektoriellen Basisbandsignals Svbb entsprechend auf geeignete Art und Weise gewählter Impulsantworten Dx(z) bzw. Dy(z) erreicht werden. Daraufhin werden die auf diese Art und Weise erhaltenen gefilterten Komponenten kombiniert zum Erzeugen eines skalaren Ausgangssignals.

[0045] Die digitalen Filter DF5, DF6 und DF7 unterdrücken Signale anders als das Leuchtdichtesignal und das Farbartträgersignal. Insbesondere unterdrücken sie Tonträgersignale, die auf verschiedenen Frequenzen liegen, und zwar abhängig von der Norm, entsprechend der die analoge terrestrische Fernsehübertragung stattfindet. Die digitalen Filter DF5 und DF6 unterdrücken die Tonträgersignale für Übertragungen entsprechend der K-Norm, sowie der B/G- und der I-Norm. Dazu sind Tiefpassfrequenzantworten mit Grenzfrequenzen von etwa 5 MHz mit Impulsantworten Ek0(z) und Ek1(z) der digitalen Filter DF5 bzw. DF6 assoziiert. Für jede der oben genannten Normen wird ein Ausgangssignal des digitalen Filters DF6 zur Weiterverarbeitung in dem Videoprozessor VPRC genommen. Für M-Normübertragungen aber wird das Ausgangssignal des digitalen Filters DF6 zusätzlich durch das digitale Filter DF7 gefiltert. Das digitale Filter DF7 hat eine Impulsantwort Em(z), mit der eine Frequenzantwort mit einer Kerbe im Wesentlichen um die 4,5 MHz zentriert, assoziiert ist, damit ein etwaiger Tonträger mit dieser Frequenz unterdrückt wird.

[0046] Das digitale Filter DF8 und der Abtastratenverringerer SRD3 bereiten Tonträgersignale zur Weiterverarbeitung in dem Tonprozessor SPRC vor. Das digitale Filter DF8 hat eine Frequenzantwort mit einem Durchlassband, das einen Frequenzbereich deckt, in dem Tonträgersignale liegen können. Weiterhin verwandelt es das skalare Ausgangssignal des digitalen Filters DF4 in ein vektoriell Signal. Dazu wird das skalare Ausgangssignal entsprechend zwei verschiedenen Impulsantworten Gx(z) und Gy(z) gefiltert. Auf entsprechende Art und Weise werden zwei Komponenten erhalten, die in Kombination das vektorielle Signal bilden. Der Abtastratenverringerer SRD3 verringert die Abtastrate des vektoriellen Signals um einen Faktor R3. Das digitale Filter DF8 bekämpft Aliasing, das mit dieser Abtastratenreduktion entsprechend den Grundlagen assoziiert ist, die in WO-A 96/8078 (Aktenzeichen der Anmelderin PHN 15.001) beschrieben worden sind.

[0047] Die digitalen Filter DF9 und DF10 filtern den Strom von Symbolen entsprechend den Normen für Europäische bzw. Amerikanische digitale Kabel-Fernsehübertragungen. Das digitale Filter DF9 hat eine Impulsantwort Heur(x), mit der eine Tiefpassfrequenzantwort mit einer Grenzfrequenz von etwa 4 MHz und mit einem Abrollfaktor von etwa 0,15 assoziiert ist. Das digitale Filter DF10 hat eine Impulsantwort Hus(z), mit der eine Tiefpassfrequenzantwort mit einer Grenzfrequenz von etwa 3 MHz und mit einem Abrollfaktor von etwa 0,2 assoziiert ist. Die Ausgangssignale der digitalen Filter DF9 und DF10 werden dem Symbolprozessor XPRC zur Weiterverarbeitung zugeführt.

[0048] Der Tonprozessor SPRC, der Videoprozessor VPRC und der Symbolprozessor XPRC können die Signale oder Symbole verarbeiten, die denselben verschiedenartig zugeführt werden. Eine besonders geeignete Art und Weise der Verarbeitung von Tonträgersignalen in dem Tonprozessor SPRC ist die Folgende. Ein Tonträgersignal wird zu Null-Frequenz (0) verschoben, wonach es mit Hilfe von Tiefpassfiltern gefiltert und danach demoduliert wird. EP-A 486.095 (Aktenzeichen der Anmelderin PHN 13.500) beschreibt einen Empfänger mit einer Kaskadenschaltung eines ersten Cordic-Prozessors, der Tiefpassfilter und eines zweiten Cordic-Prozessors. Diese Kaskadenschaltung kann in dem Tonprozessor SPRC verwendet werden zum Verarbeiten des Tonträgersignals, wie oben beschrieben. Sie kann auch in dem Videoprozessor VPRC verwendet werden um auf geeignete Art und Weise das Farbartträgersignal auf ähnliche Weise zu verarbeiten.

[0049] Die [Fig. 6a](#), [Fig. 7a](#),... [Fig. 15a](#) zeigen geeignete Koeffizienten für die Impulsantworten Ax(z)/Ay(z), B(z),..., Hus(z) der digitalen Filter DF1, DF2,..., DF10. In dieser Hinsicht sei bemerkt, dass jede Impulsantwort unter Verwendung der z-Notierung wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$\sum_{i=0}^N a(i) z^{-i}$$

wobei N eine ganze Zahl ist und die Länge der Impulsantwort darstellt, und wobei a(i) den i. Koeffizienten der Impulsantwort darstellt. In den [Fig. 6a](#), [Fig. 7a](#),...,[Fig. 15a](#) sind die Werte der Koeffizienten in dezimaler Notierung und in CSD-Darstellung in den Spalten mit dem Titel VAL(DEC) bzw. VAL(CSD) gegeben.

[0050] Die [Fig. 6b](#), [Fig. 7b](#),...,[Fig. 15b](#) zeigen Frequenzantworten, die mit den Impulsantworten nach [Fig. 6a](#), [Fig. 7a](#),...,[Fig. 15a](#) assoziiert sind. Eine Frequenzantwort ist die Fourier-Transformation der Impulsantwort. In Bezug auf die [Fig. 6a](#), [Fig. 6b](#), [Fig. 7a](#), [Fig. 7b](#),...,[Fig. 15a](#), [Fig. 15b](#) sei bemerkt, dass die folgenden Bedingungen gelten. Die Abtastfrequenz Funkstation des Analog-Digital-Wandlers ADC ist 128 MHz. Die Faktoren der Abtastratenreduktion sind wie folgt: $R1 = 2$, $R2 = 4$ und $R3 = 2$.

SCHLUSSBEMERKUNGEN

[0051] Die Zeichnung und ihre oben stehende Beschreibung illustrieren statt begrenzen die vorliegende Erfindung. Es dürfte aber einleuchten, dass es im Rahmen der beiliegenden Patentansprüche viele Alternativen gibt. In dieser Hinsicht werden die nachfolgenden Schlussbemerkungen gemacht.

[0052] Es gibt viele Möglichkeiten Funktionen oder funktionelle Elemente über mehrere Einheiten physikalisch zu verteilen. In dieser Hinsicht sind die Figuren sehr schematisch, die je nur eine mögliche Ausführungsform der vorliegenden Erfindung darstellen. So kann beispielsweise in Bezug auf [Fig. 5](#) jeder der Abtastratenverringerer SRD1, SRD2 und SRD3 mit dem davor liegenden digitalen Filter zusammengefügt werden. In vielen Fällen wird ein derartiger Verbinder vorteilhaft sein. Er ermöglicht es, dass wenigstens ein Teil des betreffenden digitalen Filters mit einer relativ niedrigen Frequenz arbeitet. Dies trägt zu einem niedrigeren Stromverbrauch bei. In einem anderen Beispiel, auch in Bezug auf [Fig. 5](#), können die digitalen Filter DF2 und DF3 zusammengefügt werden um ein einziges Filter zu bilden. Weiterhin kann das Gebilde aus den digitalen Filtern DF4-DF10 durch ein einziges einstellbares Filter ersetzt werden, das mehrere Frequenzantworten liefern kann um jeden beliebigen Inhalt auf geeignete Art und Weise zu verarbeiten, der in dem vektoriellen Basisbandsignal Svbb enthalten sein kann.

[0053] Es sei ebenfalls bemerkt, dass mehrere Funktionen oder funktionelle Elemente mit Hilfe eines auf geeignete Art und Weise programmierten Computers implementiert werden kann, entweder einzeln oder in Kombination. So kann beispielsweise in Bezug auf [Fig. 5](#) die Filteranordnung FIL in Form eines Signalprozessors implementiert werden. Der Signalprozessor kann auch andere funktionellen Elemente enthalten, wie den Tonprozessor SPRV, den Videoprozessor VPRC und/oder den Symbolprozessor XPRC.

[0054] Im Grunde kann jeder beliebige Typ eines Tuners verwendet werden. So kann beispielsweise in Bezug auf [Fig. 5](#) der Tuner TUN ein einziger Fernseh-tuner sein, wie beispielsweise der kommerziell verfügbare Philips Fernseh-tuner UV916H. Es kann auch eine Parallelschaltung mehrerer Fernseh-tuner sein, die je für verschiedene Übertragungsnormen oder Gruppen von Übertragungsnormen entworfen worden sind.

[0055] Im Grunde kann jeder Typ von Filteranordnung verwendet werden um mehrere Frequenzantworten zu schaffen, die mit verschiedenen Übertragungsnormen assoziiert sind. Obschon in [Fig. 5](#) die Filteranordnung FIL unter Verwendung der digitalen Filter DF2-DF10 implementiert worden ist, sind andere Typen von Filtern überhaupt nicht ausgeschlossen. So kann beispielsweise der Empfänger nach [Fig. 5](#) dadurch modifiziert werden, dass der Analog-Digital-Wandler durch eine Abtast-und-Halteschaltung ersetzt wird. In dem Fall können statt der digitalen Filter SC-Filter in der Filteranordnung verwendet werden. Auf alternative Weise können, wenn das ZF-Signal nicht digitalisiert ist, analoge Filter zur Filterung entsprechend der betreffenden Norm verwendet werden. In Bezug auf [Fig. 5](#) sei ebenfalls bemerkt, dass die digitalen Filter DF4-DF10 hinter dem synchronen Demodulator SDEM durch ein digitales Filter vor dem synchronen Demodulator SDEM ersetzt werden können. Wenn alle digitalen Filter DF4-DF10 auf diese Art und Weise ersetzt werden, würde die Filteranordnung nicht einen synchronen Demodulator aufweisen.

[0056] Im Grunde kann jeder Typ eines einstellbaren Frequenzwandlers verwendet werden. Obschon in [Fig. 5](#) der einstellbare Frequenzwandler AFRC eine digitale Schaltungsanordnung ist, sind analoge Implementierungen überhaupt nicht ausgeschlossen. So kann beispielsweise der Empfänger nach [Fig. 5](#) derart modifiziert werden, dass eine Analog-Digital-Umwandlung hinter dem einstellbaren Frequenzwandler statt vor demselben durchgeführt wird. Weiterhin ist es in Bezug auf [Fig. 5](#) möglich, den einstellbaren Frequenzwandler AFRC unter Verwendung digitaler Multiplizierschaltungen im Zusammenhang mit Festwertspeichern mit Sinus- und Kosinustabellen zum Erzeugen eines vektoriellen Mischsignals zu implementieren. Eine Implementierung aber auf Basis eines Cordic-Prozessors, wie oben anhand der [Fig. 5](#) beschrieben, ist im Allgemeinen Hardware- und Kosten-effizienter.

[0057] Eingeklammerte Bezugszeichen sollen nicht als den betreffenden Anspruch begrenzend betrachtet werden.

Patentansprüche

1. Empfänger, der die nachfolgenden Elemente umfasst:
 - einen Tuner (TUN) zum Umwandeln eines Empfangssignals (Srf) in ein ZF-Signal (Sif);
 - eine Filteranordnung (FIL);
 - einen einstellbaren Frequenzwandler (AFRC) zum Umwandeln des ZF-Signals (Sif) in ein Eingangssignal (Sin) für die genannte Filteranordnung (FIL),**dadurch gekennzeichnet**, dass die Filteranordnung (FIL) imstande ist, mehrere Frequenzgänge (Hfil1, Hfil2) zu schaffen, die mit verschiedenen Übertragungsstandards assoziiert sind.
2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die von der Filteranordnung (FIL) geschaffenen Frequenzgänge (Hfil1, Hfil2) Durchlassbänder (PB1, PB2) haben, die Null-Frequenz (0) enthalten.
3. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der einstellbare Frequenzwandler (AFRC) einen vektoriellen Mischer (VMX) zur effektiven Multiplikation des ZF-Signals (Sif) mit einem vektoriellen Signal mit einer einzigen Mischfrequenz aufweist, wobei das Ergebnis dieser Multiplikation das Eingangssignal (Sin) für die Filteranordnung (FIL) bildet.
4. Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Empfänger eine Abtastschaltung (S&H) aufweist zum Zuführen des Eingangssignals (Sin) zu dem vektoriellen Mischer (VMX) in einer zeitdiskreten Form.
5. Empfänger nach Anspruch 1, wobei die Filteranordnung (FIL) und der einstellbare Frequenzwandler (AFRC) in einer integrierten Empfängerschaltung (IRC) integriert sind.

Es folgen 16 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

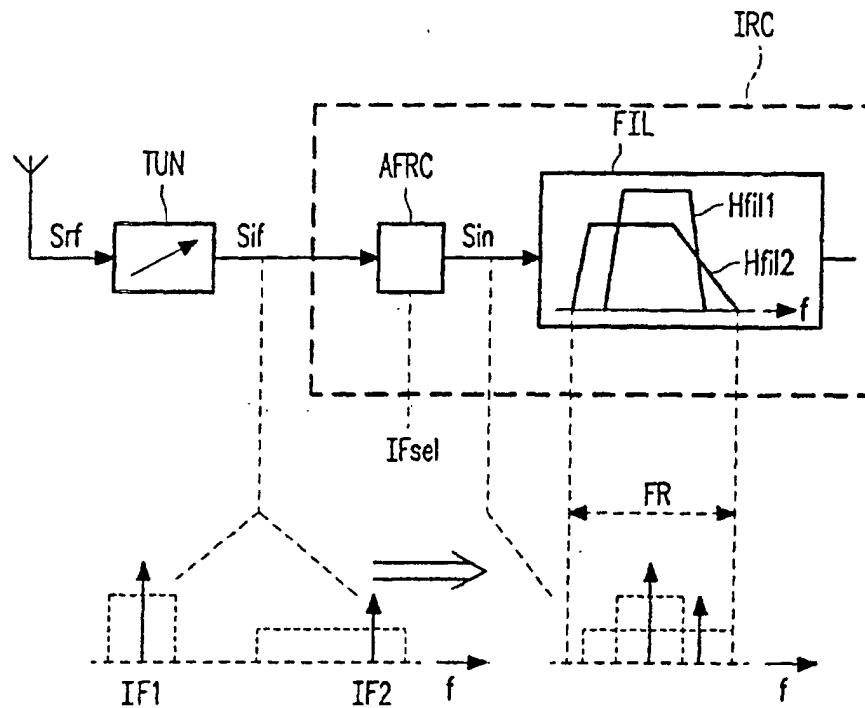


FIG. 1

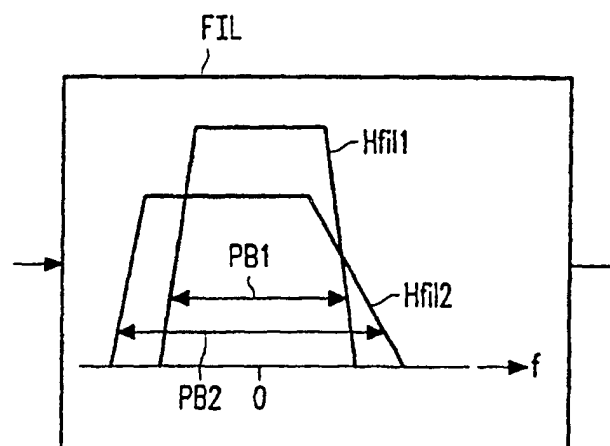


FIG. 2

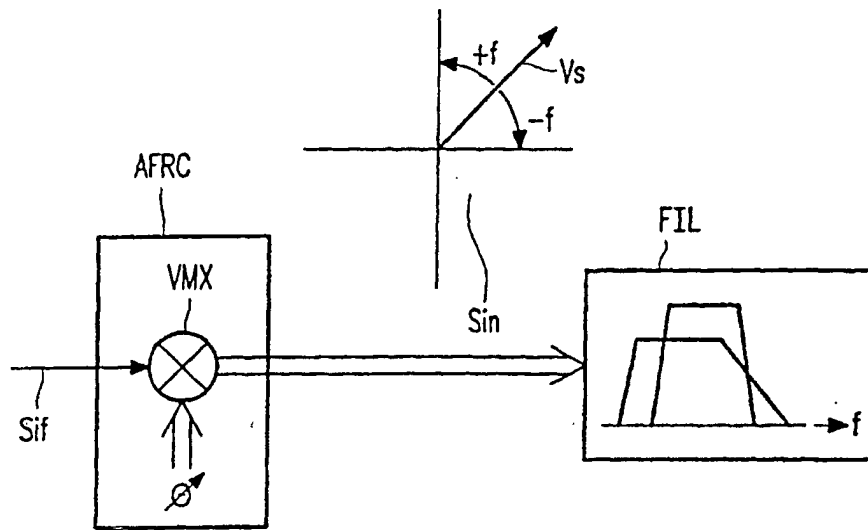


FIG. 3

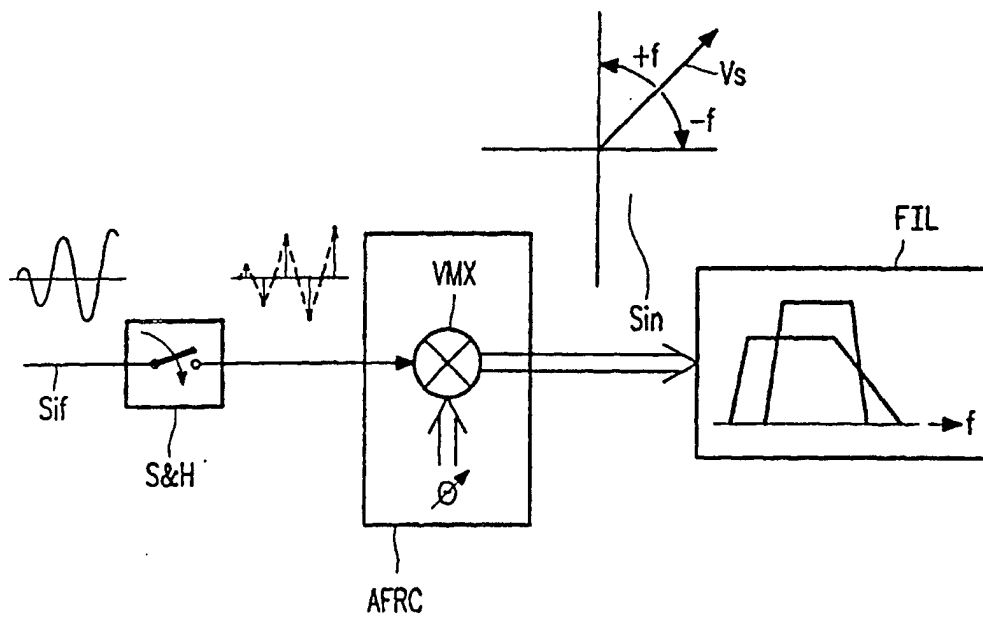


FIG. 4

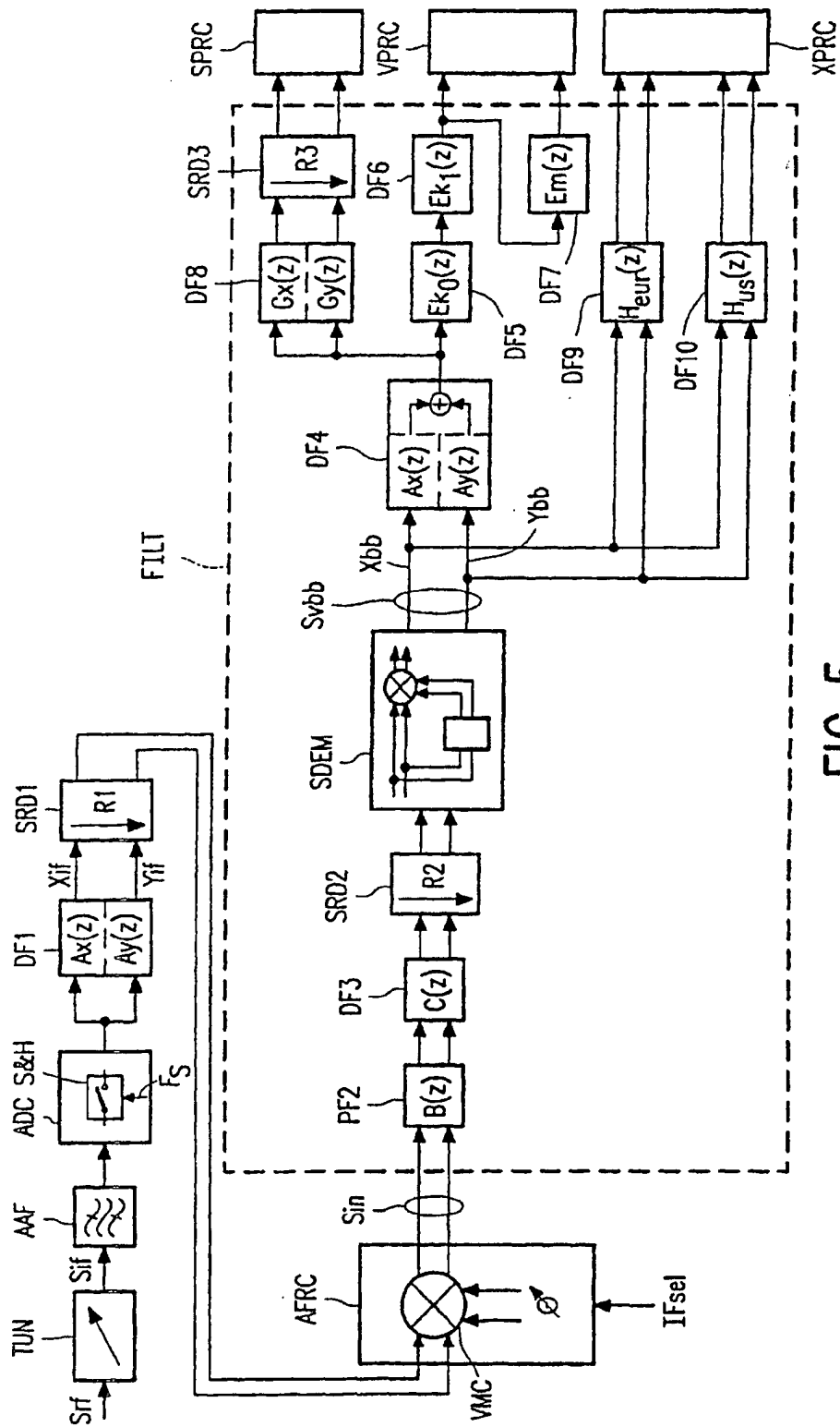


FIG. 5

A(z)

i=	VAL (DEC)		VAL (CSD)	
	Ax(z)	Ay(z)	Ax(z)	Ay(z)
0	-0.04296875	-0.0234375	0.000T0101	0.0000T01
1	0.00000000	0.0000000	0.00000000	0.0000000
2	-0.18750000	0.2265625	0.0T010000	0.0100T01
3	0.50000000	0.0000000	0.10000000	0.0000000
4	-0.18750000	-0.2265625	0.0T010000	0.0T0010T
5	0.00000000	0.0000000	0.00000000	0.0000000
6	-0.04296875	0.0234375	0.000T0101	0.000010T

FIG. 6a

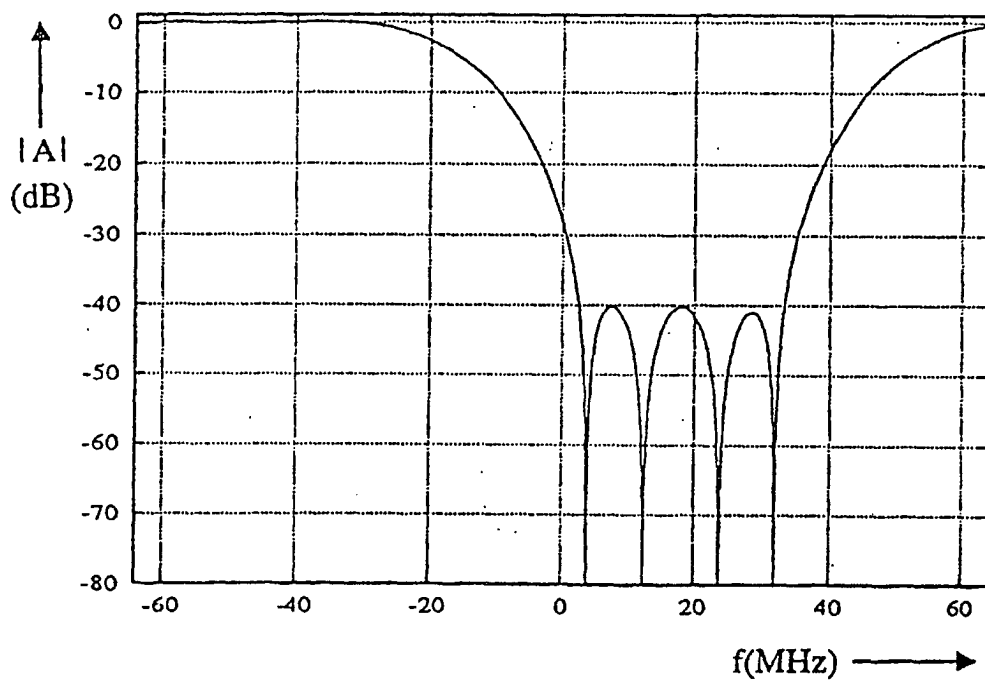


FIG. 6b

$B(z)$	$i=$	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0, 4	0.0625	0.0001
	1, 3	0.2500	0.0100
	2	0.3750	0.10T0

FIG. 7a

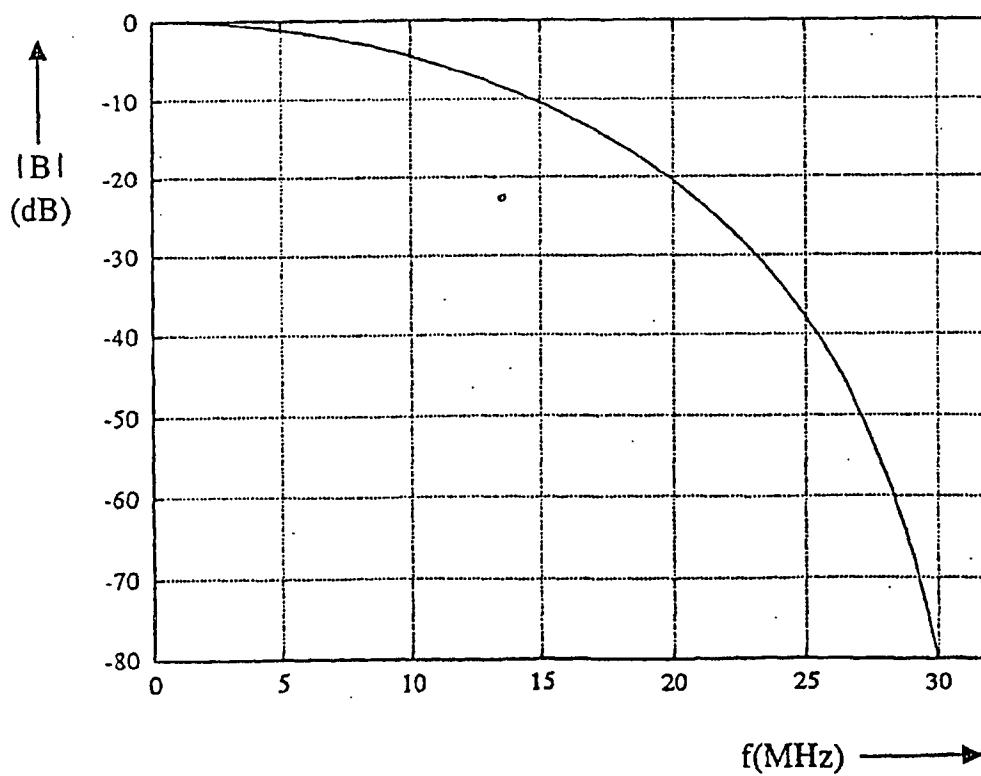


FIG. 7b

C(z)	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0 , 10	0.031250	0.000010
	1 , 9	0.000000	0.000000
	2 , 8	-0.093750	0.00T010
	3 , 7	-0.015625	0.00000T
	4 , 6	0.312500	0.010100
	5	0.531250	0.100010

FIG. 8a

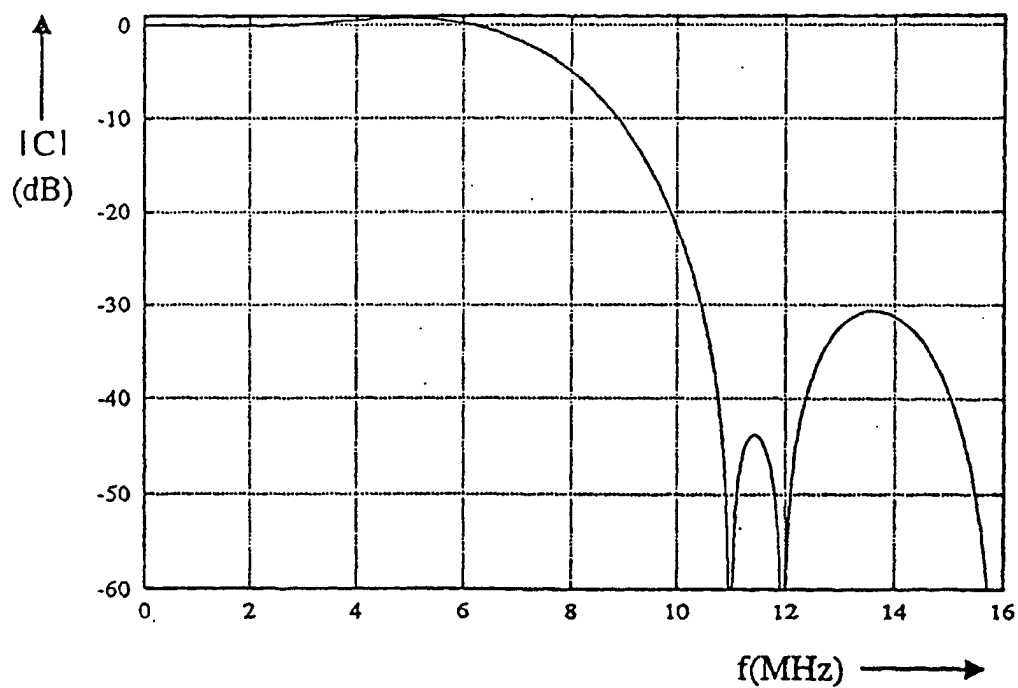


FIG. 8b

i=	VAL(DEC)		VAL(CSD)	
	Dx(z)	Dy(z)	Dx(z)	Dy(z)
0	0.0000000000	-0.0048828125	0.0000000000	0.0000000000T
2	0.0000000000	-0.00146484375	0.0000000000	0.0000000000T01
4	0.0000000000	-0.00341796875	0.0000000000	0.0000000000T001
6	0.0000000000	-0.00683593750	0.0000000000	0.0000000000T0010
8	0.0000000000	-0.01117187500	0.0000000000	0.0000000000T01000
10	0.0000000000	-0.01953125000	0.0000000000	0.0000000000T0T000
12	0.0000000000	-0.03173828125	0.0000000000	0.0000T000000T
14	0.0000000000	-0.05273437500	0.0000000000	0.000T0010100
16	0.0000000000	-0.09144531250	0.0000000000	0.00T0100T00T
18	0.0000000000	-0.31054687500	0.0000000000	0.0T0T0000100
19	0.4912109375	0.00000000000	0.100000T00T	0.000000000000
20	0.0000000000	0.31054687500	0.0000000000	0.01010000T00
22	0.0000000000	0.98144531250	0.0000000000	0.0010T001001
24	0.0000000000	0.05273437500	0.0000000000	0.000100T0T00
26	0.0000000000	0.03173828125	0.0000000000	0.00001000001
28	0.0000000000	0.01953125000	0.0000000000	0.00000101000
30	0.0000000000	0.01117187500	0.0000000000	0.0000010T000
32	0.0000000000	0.00683593750	0.0000000000	0.0000000100T0
34	0.0000000000	0.00341796875	0.0000000000	0.00000000100T
36	0.0000000000	0.00146484375	0.0000000000	0.00000000010T
38	0.0000000000	0.00048828125	0.0000000000	0.000000000001

FIG. 9a

i=1,3,5 ...,37 : a(i)=0

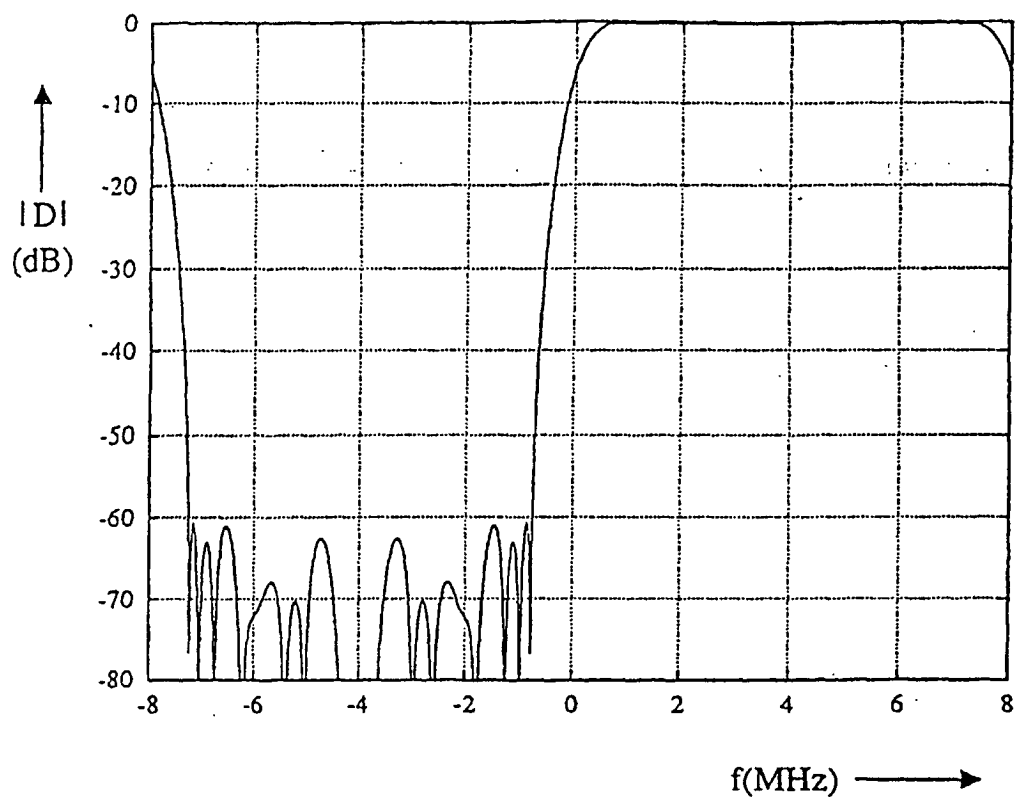
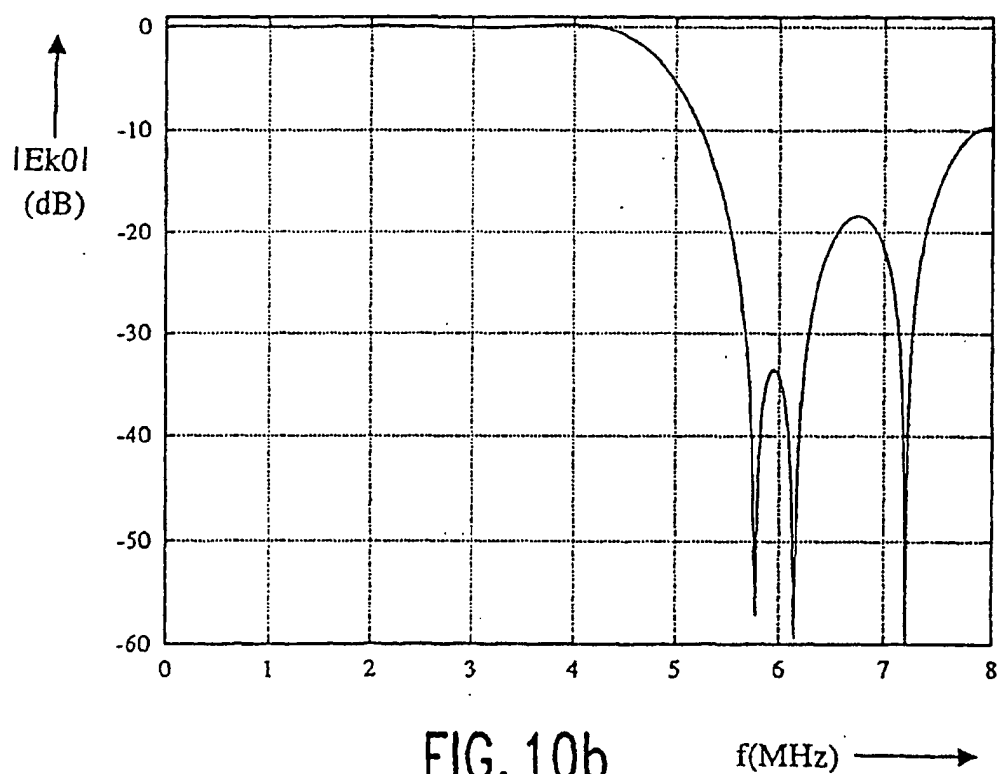


FIG. 9b

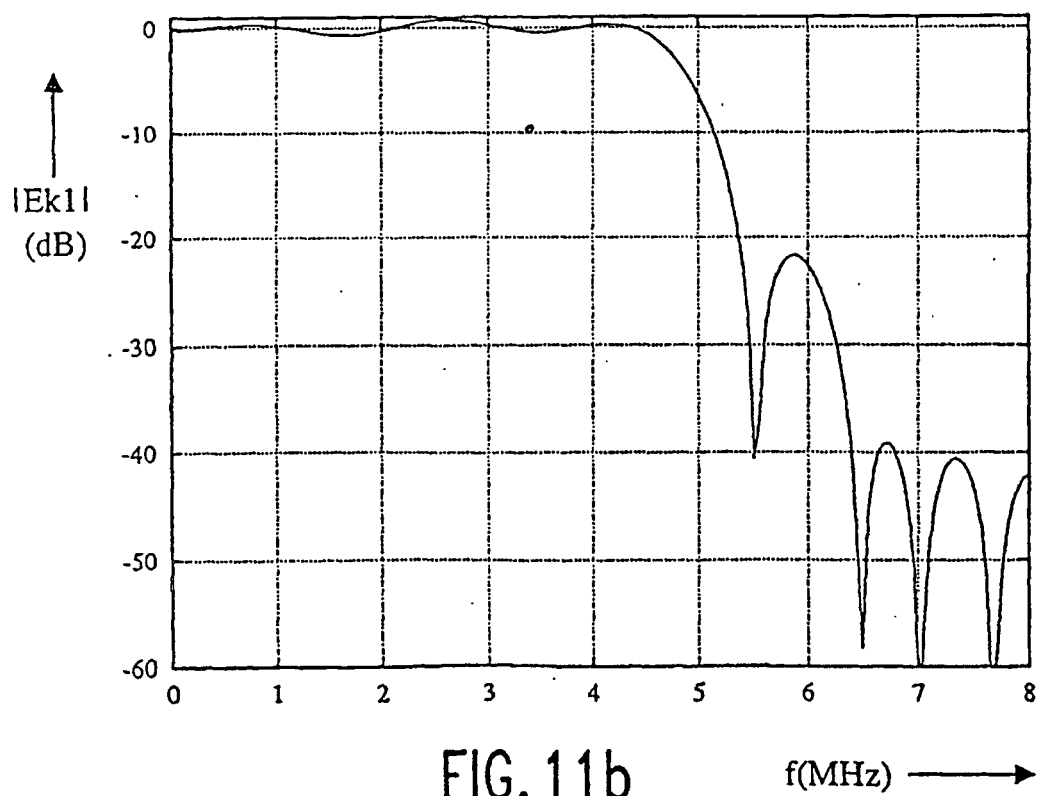
Ek0	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0 , 16	-0.0156250	0.00000T0
	1 , 15	0.0468750	0.00010T0
	2 , 14	-0.0468750	0.000T010
	3 , 13	0.0000000	0.0000000
	4 , 12	0.0468750	0.00010T0
	5 , 11	-0.0156250	0.00000T0
	6 , 10	-0.1250000	0.00T0000
	7 , 9	0.3046875	0.010100T
	8	0.6250000	0.1010000

FIG. 10a



Ek1	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0, 18	-0.0312500	0.0000T00
	1, 17	-0.0078125	0.000000T
	2, 16	0.0390625	0.0000101
	3, 15	-0.0234375	0.0000T01
	4, 14	-0.0156250	0.00000T0
	5, 13	0.0781250	0.0001010
	6, 12	-0.0468750	0.000T010
	7, 11	-0.1093750	0.00T0010
	8, 10	0.2968750	0.01010T0
	9	0.6171875	0.101000T

FIG. 11a



Em	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0, 18	0.03515625	0.00001001
	1, 17	-0.04687500	0.000T0100
	2, 16	0.00390625	0.00000001
	3, 15	0.01562500	0.00000100
	4, 14	0.02734375	0.0000100T
	5, 13	-0.00390625	0.0000000T
	6, 12	-0.09765625	0.00T0100T
	7, 11	0.00000000	0.00000000
	8, 10	0.38281250	0.10T00010
	9	0.38281250	0.10T00010

FIG. 12a

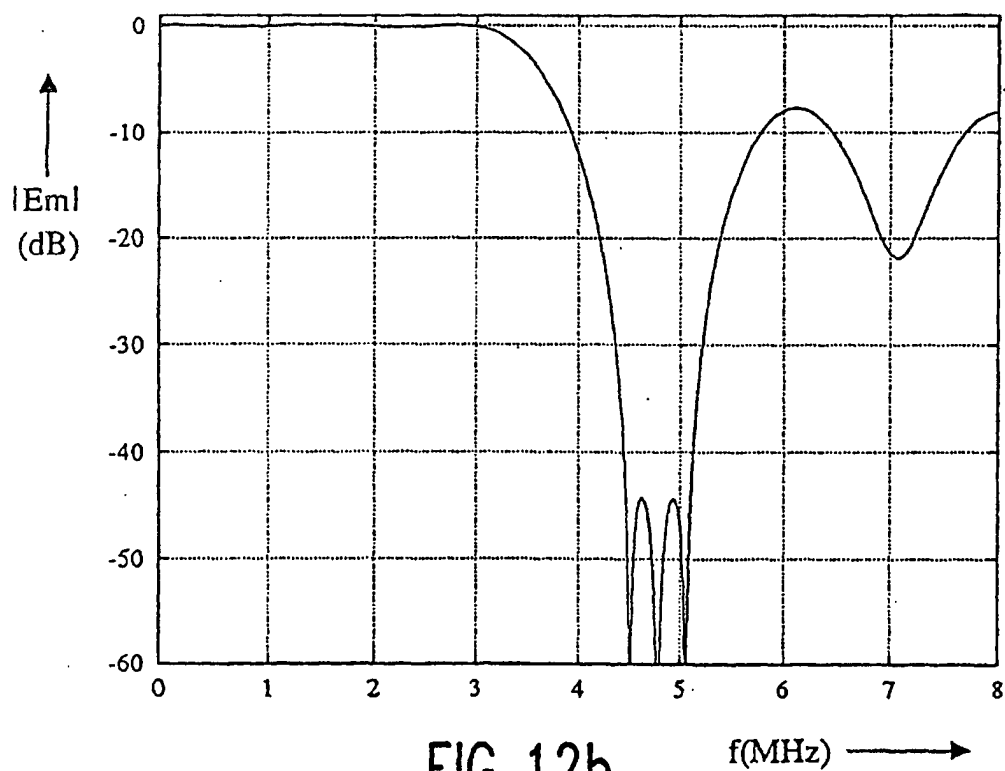


FIG. 12b

i=	VAL(DEC)		VAL(CSD)	
	Gx(z)	Gy(z)	Gx(z)	Gy(z)
0	0.000000000	0.007812500	0.000000000	0.000000100
1	0.000000000	0.000000000	0.000000000	0.000000000
2	-0.054687500	0.017578125	0.000T00100	0.000001001
3	0.000000000	0.000000000	0.000000000	0.000000000
4	-0.189453125	-0.261718750	0.0T010000T	0.0T000T010
5	0.546875000	0.000000000	0.10010T000	0.000000000
6	-0.189453125	0.261718750	0.0T010000T	0.0100010T0
7	0.000000000	0.000000000	0.000000000	0.000000000
8	-0.054687500	-0.017578125	0.000T00100	0.00000T00T
9	0.000000000	0.000000000	0.000000000	0.000000000
10	0.000000000	-0.007812500	0.000000000	0.000000T00

FIG. 13a

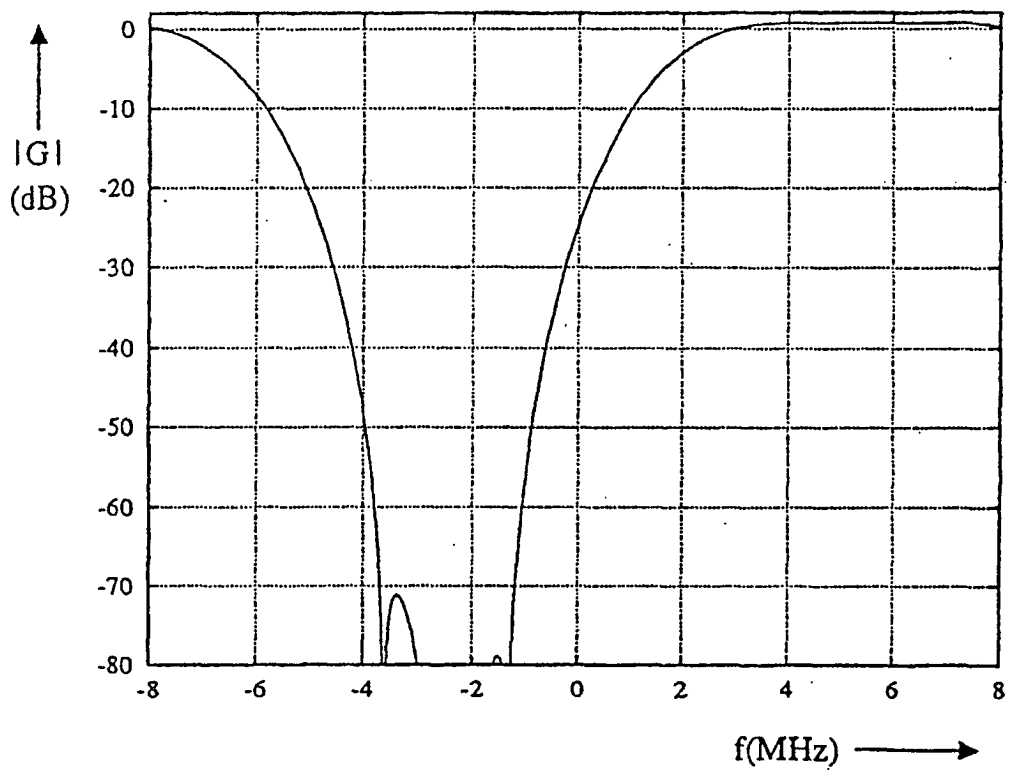


FIG. 13b

Heur(z)	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0, 18	0.0156250	0.0000010
	1, 17	0.0078125	0.0000001
	2, 16	-0.0234375	0.0000T01
	3, 15	-0.0156250	0.00000T0
	4, 14	0.0468750	0.00010T0
	5, 13	0.0234375	0.000010T
	6, 12	-0.0859375	0.00T0101
	7, 11	-0.0156250	0.00000T0
	8, 10	0.3125000	0.0101000
	9	0.5156250	0.1000010

FIG. 14a

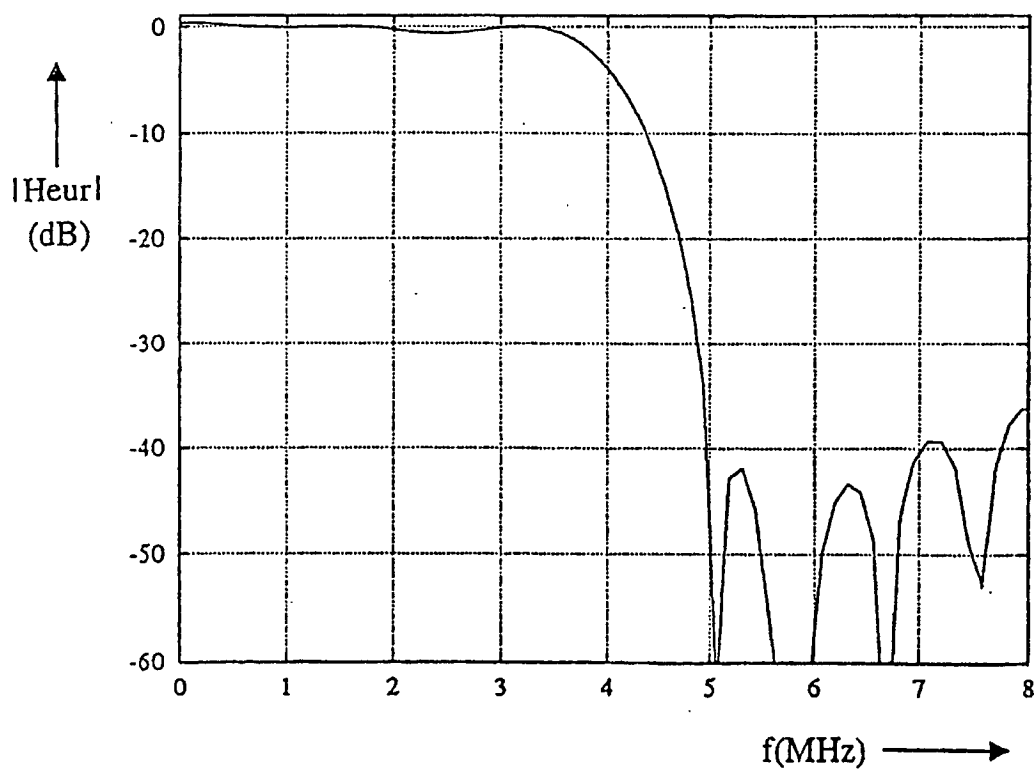


FIG. 14b

Hus(z)	i=	VAL(DEC)	VAL(CSD)
	0 , 16	-0.01171875	0.00000T01
	1 , 15	-0.00781250	0.000000T0
	2 , 14	0.02343750	0.000010T0
	3 , 13	0.03125000	0.00001000
	4 , 12	-0.03125000	0.0000T000
	5 , 11	-0.07812500	0.000T0T00
	6 , 10	0.04687500	0.00010T00
	7 , 9	0.29687500	0.01010T00
	8	0.43750000	0.100T0000

FIG. 15a

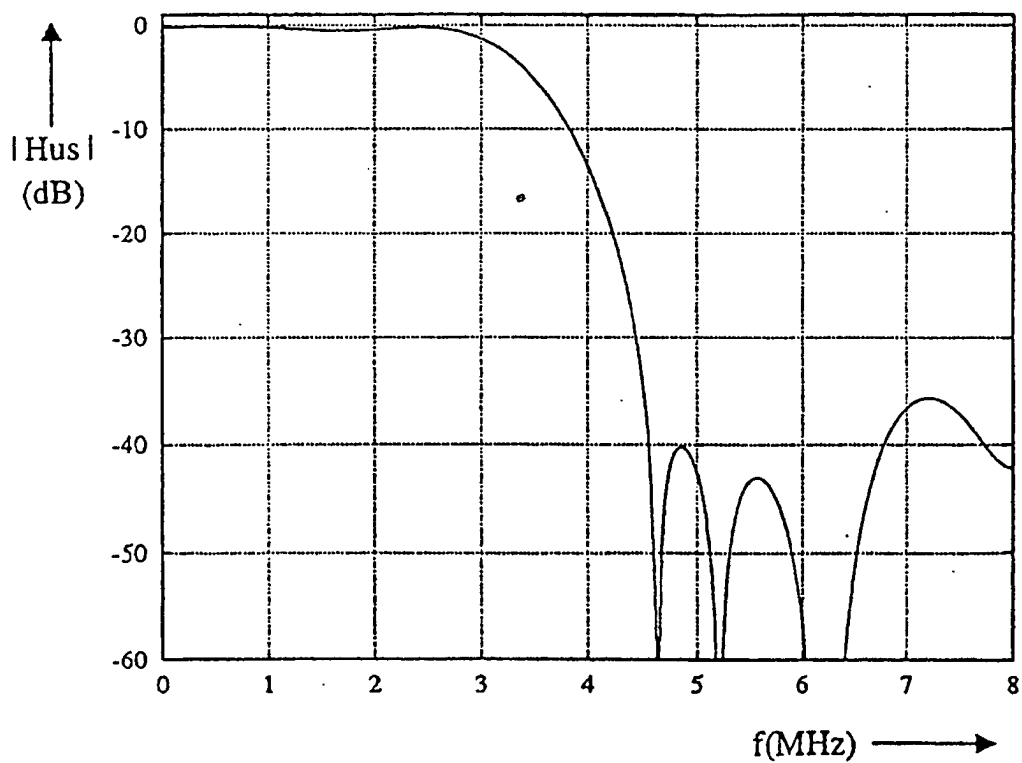


FIG. 15b