



Republik
Österreich
Patentamt

(11) Nummer: AT 396 724 B

PATENTSCHRIFT

(12)

(21) Anmeldenummer: 3237/85

(22) Anmeldetag: 8.11.1985

(42) Beginn der Patentdauer: 15. 5.1991

(45) Ausgabetag: 25.11.1993

(51) Int.Cl.⁵ : H03D 9/00
H02J 13/00

(30) Priorität:

22.11.1984 CH 5570/84 zuerkannt.

(56) Entgegenhaltungen:

EP-A-0105087 CH-PS 559983 AT-PS 326212 DE-PS2338620
DE-OS2708074 CH-PS 647624 (1985 01 31)

(73) Patentinhaber:

ZELLWEGER USTER AG
CH-8610 USTER (CH).

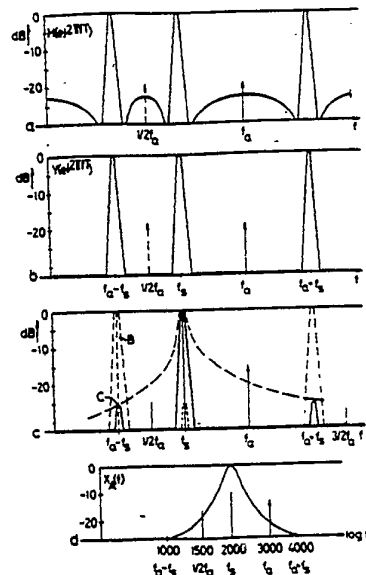
(72) Erfinder:

MÜLLER BEAT
ZÖLLIKON DORF (CH).

(54) VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUM DEMODULIEREN VON HOCHFREQUENT MODULIERTEN SIGNALEN MITTELS DIGITALER FILTER UND DIGITALER DEMODULATOREN, SOWIE ANWENDUNG DES VERFAHRENS IN EINEM FERNSTEUEREMPFÄNGER

(57) Das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal wird zuerst mit einem Bandpassfilter bandbegrenzt und anschliessend mit einer Abtastfrequenz (f_a) abgetastet, die unterhalb der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt. Die Abtastfrequenz (f_a) ist nicht kleiner als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz des bandbegrenzten Nutzsignalspektrums und das Nutzsignalspektrum liegt innerhalb eines Periodenabschnittes ($1/2 f_a$).

Durch diese Unterabtastung ergibt sich eine Abtastfrequenz (f_a) von etwa 3000 Hz, die die Verwendung eines 8-Bit Microcomputers als digitales Filter in einem Rundsteuerempfänger ermöglicht.



AT 396 724 B

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, bei welchem das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal zuerst bandbegrenzt und anschließend mit einer bestimmten Abtastfrequenz abgetastet und weiterverarbeitet wird.

Digitale Filter und Demodulatoren werden heute verbreitet eingesetzt und dienen unter anderem dazu, modulierte zeitdiskrete digitale Signale mittels Rechnern, z. B. Microcomputern oder Signalprozessoren zu filtern und zu demodulieren. Die zugrundeliegende Technik ist unter der Bezeichnung "Digitale Signalverarbeitung" bzw. "Digital Signal Processing" bekannt, siehe beispielsweise das Buch "Theory and Application of Digital Signal Processing" von L. R. Rabiner und B. Gold, Verlag Prentice Hall, New Jersey, 1972.

In der Theorie der digitalen Signalverarbeitung gilt bezüglich der Abtast- oder Taktfrequenz eine fundamentale Vorschrift, das sogenannte Abtasttheorem. Dieses besagt, daß die minimale Abtastfrequenz, mit welcher ein kontinuierliches Signal noch abgetastet werden darf, mindestens doppelt so hoch sein muß, wie die höchste Frequenz, welche im Spektrum des Signals noch merklich vorkommt.

Im Buch "Halbleiter-Schaltungstechnik" von U. Tietze und Ch. Schenk, Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1980, wird gezeigt, daß ein zeitdiskretes Signal (z. B. ein mit der Periode $T_a = \frac{1}{f_a}$ abgetastetes Signal) ein in f_a periodisches Spektrum besitzt und daß wegen dieser Periodizität das kontinuierliche Spektrum

$X_A(\Omega)$ auf $[\Omega] \leq \frac{1}{2} f_a$ begrenzt werden muß. Wenn man diese Vorschrift mißachtet, dann tritt ein sogenannter "Aliasing"-Effekt auf, der sich so auswirkt, daß diejenigen Anteile des kontinuierlichen Spektrums, welche höher als $\frac{1}{2} f_a$ liegen, nach dem Abtasten in tiefere Frequenzbereiche rutschen und sich dort störend auswirken.

Die Höhe der Abtastfrequenz bestimmt zusammen mit der Länge des Verarbeitungsprogramms die Mindestrechengeschwindigkeit des Rechners, der zwischen zwei Abtastungen das gesamte Signalverarbeitungsprogramm durcharbeiten können muß. Da die Rechengeschwindigkeit von Microcomputern und Signalprozessoren limitiert ist, wird dadurch sehr oft die Anwendung der digitalen Signalverarbeitung eingeschränkt.

Durch die Erfindung soll nun ein Verfahren angegeben werden, welches die Anwendungsmöglichkeiten der Signalverarbeitung wesentlich vermehrt, indem es die Verwendung von Microcomputern mit einer bisher ungenügenden Rechengeschwindigkeit für die digitale Signalverarbeitung ermöglicht.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß man das modulierte Basisbandsignal mit dem kontinuierlichen Nutz- und Störsignalspektrum mit einem analogen Bandpaßfilter bandbegrenzt, woraus ein Nutzsignalspektrum mit einer unteren und einer oberen Stopbandfrequenz resultiert, daß man eine Abtastfrequenz f_a wählt, die nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz, wobei das Nutzsignalspektrum zumindest bis auf spektrale Anteile von Störsignalen innerhalb eines Periodenabschnittes liegt, und daß man das mit der Abtastfrequenz abgetastete Signal mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz in einer an sich bekannten digitalen Filterschaltung digital filtert und auf an sich bekannte digitale Weise demoduliert.

Die Erfindung geht von der neuen Erkenntnis aus, daß die erwähnte Begrenzung des kontinuierlichen Spektrums $X_A(\Omega)$ nicht nur im Frequenzbereich f_a eingeführt werden kann, sondern auch in jedem Frequenzab-

schnitt von $[m - \frac{1}{2} f_a] < [\Omega_A] < [(m + 1) - \frac{1}{2} f_a]$ mit $m = 1, 2, 3, \dots$, wobei alle derart begrenzten Spektren nach der Abtastung zu einem eindeutigen periodischen Spektrum führen. Dabei wird der sonst so störende "Aliasing"-Effekt nutzbar, indem die Spektren $X_A(\Omega)$ um $\pm m \cdot f_a$ periodisch wiederholt werden. Ein in einem oberen Frequenzbereich gemäß der obigen Ungleichung liegendes Spektrum wird also durch die "Unterabtastung mit f_a unverändert in den Bereich $[f] \leq \frac{1}{2} f_a$ hinuntergemischt.

Das erfindungsgemäße Verfahren ermöglicht es also unter bestimmten Voraussetzungen und bei Ergreifen der angegebenen Maßnahmen, hochfrequent modulierte Signale mit niedrigeren Abtastfrequenzen abzutasten, zu filtern und zu demodulieren als dies bisher aufgrund des Abtasttheorems zulässig war.

Eine bevorzugte Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens ist dadurch gekennzeichnet, daß man beim Auftreten von spektralen Anteilen von Störsignalen außerhalb des genannten Periodenabschnittes das an sich bekannte digitale Filter für die digitale Filterung des abgetasteten Signals in an sich bekannter Weise so

auslegt, daß die genannten Anteile in dessen Sperrbereich zu liegen kommen, und daß man durch das Digitalfilter nicht unterdrückte spektrale Anteile von Störsignalen durch das analoge Bandpaßfilter dämpft.

Dadurch ist gewährleistet, daß außerhalb des genannten Periodenabschnitts liegende spektrale Anteile von Störsignalen mit Sicherheit unterdrückt werden, und zwar entweder durch das digitale Filter oder durch das analoge Bandpaßfilter.

Die Erfindung betrifft weiters eine Vorrichtung zur Durchführung des genannten Verfahrens, mit einem Filter zur Bandbegrenzung des modulierten Signals und mit Mitteln zur Abtastung des bandgefilterten Nutzsinalns.

Die erfindungsgemäße Vorrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß das Filter durch ein an sich bekanntes analoges Bandpaßfilter zweiter Ordnung gebildet ist, daß die Abtastfrequenz so gewählt ist, daß einerseits diese nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz des durch das Bandpaßfilter begrenzten Nutzsinalns und andererseits das Nutzsinalnspektrum innerhalb einer Periode der Frequenzachse zu liegen kommt, und daß ein an sich bekanntes digitales Filter zur Filterung des abgetasteten Nutzsinalns vorgesehen ist, welches beim ganzen und halben Wert der Abtastfrequenz eine starke, dem Störsinalnspektrum angepaßte Dämpfung aufweist und mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz betrieben wird.

Die Erfindung betrifft außerdem eine Anwendung des genannten Verfahrens in einem Fernsteuerempfänger, insbesondere in einem Rundsteuerempfänger, mit einem als Microcomputer ausgebildeten Digitalfilter zur Ausfilterung amplitudengetasteter Einton-Steuersignale aus dem Niederspannungsnetz.

Die erfindungsgemäße Anwendung des Verfahrens ist dadurch gekennzeichnet, daß man als Digitalfilter einen 8-Bit Microcomputer verwendet und diesen mit einer Taktfrequenz tastet, welche unterhalb der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt.

Rundsteuerempfänger benötigen schmalbandige Filter hoher Güte, um aus dem Niederspannungsnetz amplitudengetastete Steuersignale auszufiltern. Bisher hat man dafür beispielsweise ein zweistufiges Digitalfilter vierter Ordnung verwendet (CH-PS 559 983), das die gestellte Aufgabe zwar lösen kann, jedoch gegenüber einem Microprozessor, beispielsweise einem 8-Bit Microcomputer, wesentlich teurer ist. Ein 8-Bit Microcomputer benötigt jedoch für die erforderlichen Rechenoperationen (ca. 9 Multiplikationen mit Filterkonstanten, 8 Additionen mit Overflowüberwachungen und 8 Registermanipulationen) eine Rechenzeit von ca. 300 µs und könnte daher höchstens mit einer Taktfrequenz von 3300 Hz getaktet werden. Da jedoch Steuerfrequenzen bis zu 2000 Hz vorkommen und demnach nach dem Abtasttheorem eine Abtastfrequenz von mindestens 4000 Hz vorgeschrieben ist, ergaben sich bisher Probleme mit der Rechengeschwindigkeit und 8-Bit Microcomputer konnten nicht als Digitalfilter für Rundsteuerempfänger verwendet werden.

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren ist diese Aufgabe jetzt erstmals lösbar, indem dieses im gegenständlichen Fall geringere Abtastfrequenzen zuläßt, womit dem Microcomputer ausreichend Rechenzeit zur Verfügung steht.

Eine bevorzugte Ausführung der erfindungsgemäßen Anwendung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastfrequenz f_a für die Abtastung des empfangenen Signals mit der Steuerfrequenz f_s und damit auch die

Taktfrequenz so gewählt wird, daß sie innerhalb einer Bandbreite von $\pm 20-30\%$ die Bedingung $f_a = \frac{3}{2} f_s$ erfüllt.

Dies hat den Vorteil, daß dann die beiden kritischen, vom analogen Vorfilter zu dämpfenden "Durchlaßbereiche" des Filtersystems, nämlich $f_a - f_s$ und $f_a + f_s$ gegenüber f_s im Verhältnis 1:2 bzw. 2:1 stehen. Da die Verhältnisse 1:2 und 2:1 auf der logarithmischen Frequenzskala zu äquidistanten Frequenzabständen führen, ist damit gewährleistet, daß das analoge Bandpaßfilter zweiter Ordnung die beiden störenden Durchlaßbereiche gleichermaßen dämpft.

Nachstehend wird die Erfindung anhand eines Ausführungsbeispiels und der Zeichnungen näher erläutert; es zeigen: Fig. 1, 2 Diagramme zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens, Fig. 3 ein Blockschaltbild eines selektiven Empfangsteils eines Rundsteuerempfängers; und Fig. 4, 5 Diagramme zur Funktionserläuterung.

Die Fig. 1 und 2 zeigen Diagramme zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens in allgemeiner Art. Fig. 1 zeigt in Zeile (a) ein mit f_m modulierte Basisbandsignal mit einem gegebenen Nutz- und Störsinalnspektrum $X_A(\Omega)$. Das Nutzsinalnspektrum ist mit N und das Störsinalnspektrum ist mit S bezeichnet. Das Signal von Zeile (a) wird zuerst gemäß Zeile (b) mit einem analogen Bandpaß $H_A(\Omega)$ bandbegrenzt, woraus gemäß Zeile (c) das Nutzsinalnspektrum $X_A'(\Omega)$ mit den Stopbandgrenzfrequenzen Ω_{\min} und Ω_{\max} resultiert.

Für die Abtastung des Nutzsinalnspektrums $X_A'(\Omega)$ wird nun eine Abtastfrequenz ω_a gewählt, welche folgenden beiden Bedingungen genügen muß:

1. $\omega_a \geq 2(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})$ 1
2. Das Nutzspektrum muß vollständig innerhalb eines Periodenabschnittes $m \frac{\pi}{\omega_a}$ ($m = 1, 2, 3, \dots$) 2

5 liegen. Außerhalb dieses Periodenabschnittes dürfen höchstens noch spektrale Anteile von Störsignalen vorkommen. Dies ist aber nur dann zulässig, wenn gewährleistet ist, daß diese Anteile in den Sperrbereich von nachfolgenden Digitalfiltern zu liegen kommen.

Man sieht aus Zeile (c), daß die Abtastfrequenz ω_a auch unterhalb der vorkommenden Signalfrequenzen 1 3
 10 liegen darf. Zwischen den Zeilen (c) und (d) sind drei der genannten Periodenabschnitte $\frac{\pi}{\omega_a}$, $\frac{\pi}{\omega_a}$ und $\frac{\pi}{\omega_a}$ 2 2
 eingezeichnet und die Bereiche dazwischen sind mit "Periode 1", "Periode 2" und "Periode 3" bezeichnet.

Bei Erfüllung dieser beiden Bedingungen für die Abtastfrequenz ω_a ergibt sich das in Zeile (d) dargestellte periodische Spektrum $X(e^{j\omega T})$ des mit ω_a abgetasteten Signals. Es ist aus Zeile (d) ersichtlich, daß in jeder Pe-
 15 riode $\frac{\pi}{T}$ die vollständige Information enthalten ist. Mit ω_s ist die Steuerfrequenz des Nutz- und Störsignal-
 T spektrums bezeichnet.

Das mit ω_a abgetastete Signal kann nun nach bekannten Prinzipien der digitalen Signalverarbeitung weiterverarbeitet werden. Insbesondere kann es digital gefiltert - mit der Taktfrequenz ω_a - und auf digitale
 20 Weise demoduliert werden. Zeile (e) zeigt den Frequenzgang eines digitalen Filters $H(e^{j\omega T})$ zur Trägerfrequenzunterdrückung.

In Fig. 2 ist zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens eine Darstellung gewählt wie in Kapitel 2.12 "Relation Between Continuous and Discrete Systems" des Buches "Theory and Application of Digital
 25 Signal Processing" von L. R. Rabiner und B. Gold, Verlag Prentice Hall, New Jersey. Dem Verfahren liegt die Erkenntnis zugrunde, daß die in diesem Kapitel beschriebene Begrenzung des kontinuierlichen Spektrums

$X_A(\Omega)$ nicht nur im Frequenzbereich $[\Omega] \leq \frac{\pi}{T}$ bzw. $[\Omega] \leq \frac{1}{2} \omega_a$ 1 2
 30 eingeführt werden kann, sondern auch in

jedem Frequenzabschnitt von $[m \frac{1}{2} \omega_a < [\Omega_a] < [(m+1) \frac{1}{2} \omega_a]$ mit $m = 1, 2, 3, \dots$ Wie in Zeile (a) und (b)
 von Fig. 2 für $m = 2$ dargestellt ist, führen alle derart begrenzten Spektren nach der Abtastung zu einem
 eindeutigen periodischen Spektrum.

Außerdem wurde erkannt, daß in dieser Form der sonst so störende "Aliasing"-Effekt nutzbar wird, indem
 gemäß Formel (2.65) des genannten Kapitels die Spektren $X_A(\Omega)$ um $\pm m \frac{\pi}{F}$ bzw. $\pm m \omega_a$ periodisch
 40 wiederholt werden, wobei m eine natürliche Zahl ist. Dies bedeutet, daß ein in einem oberen Frequenzbereich

$[m \frac{1}{2} \omega_a < [\Omega_a] < [(m+1) \frac{1}{2} \omega_a]$ liegendes Spektrum durch die "Unterabtastung" mit ω_a unverändert in den
 Bereich $[\omega] \leq \frac{1}{2} \omega_a$ 1 2
 hinuntergemischt wird.

In den Zeilen (c) und (d) von Fig. 2 sind die Verhältnisse für $m = 1$ dargestellt. Wie ein Vergleich der Zeilen
 (a) und (b) für $m = 2$ einerseits und der Zeilen (c) und (d) für $m = 1$ andererseits zeigt, ist die Tatsache zu
 45 beachten, daß, je nachdem ob m gerade oder ungerade ist, im Bereich $\omega < \frac{1}{2} \omega_a$ das positive oder das negative

analoge Frequenzspektrum erscheint.

Für die Signalweiterverarbeitung muß selbstverständlich das Abtasttheorem beachtet werden. Diese Forderung ist aber automatisch erfüllt, wenn die weitere Signalverarbeitung im Takt ω_a erfolgt. Für den Fall,
 50 daß das negative Spektrum weiterverarbeitet wird, ist zu berücksichtigen, daß die Frequenzen an $\frac{1}{2} \omega_a$ gespie-

55

gelt sind. Dies gibt bei AM-Systemen und FM-Systemen für digitale Datenübertragung (z. B. FSK-Systemen) im allgemeinen keine Probleme. Bei Audio-Anwendungen darf das Spektrum natürlich nicht seitenverkehrt hinuntergemischt werden, sofern hier überhaupt Frequenzverschiebungen zulässig sind.

Das beschriebene Verfahren ist besonders gut dazu geeignet, Digitalfilter in Rundsteuerempfängern zu realisieren. Rundsteuerempfänger benötigen bekanntlich schmalbandige Filter hoher Güte, um aus dem Niederspannungsnetz amplitudengetastete Steuersignale ausfiltern zu können. In der EP-A-0 105 087 wird ein zweistufiges Digitalfilter vierter Ordnung für einen Rundsteuerempfänger, der ein 8-Bit Rechenwerk (Microcomputer) enthält, vorgestellt, das diese Aufgabe grundsätzlich lösen kann.

Wenn man jedoch auch das Digitalfilter als preisgünstigen 8-Bit Microcomputer realisieren will, dann ergeben sich Probleme mit der Rechengeschwindigkeit und mit der Taktfrequenz. Denn einerseits erfordern die nötigen Rechenoperationen (ca. 9 Multiplikationen mit Filterkonstanten + 8 Additionen mit Overflowüberwachungen + 8 Registermanipulationen) eine Rechenzeit von ca. 300 μ s, sodaß das Digitalfilter höchstens mit einer Taktfrequenz von 3300 Hz getaktet werden kann, und andererseits schreibt aber das Abtasttheorem wegen der vorkommenden Steuerfrequenzen bis zu 2000 Hz eine Abtastfrequenz von mindestens 4000 Hz vor. Dies bedeutet, daß das Digitalfilter nicht mit der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen Abtastfrequenz betrieben werden kann.

Fig. 3 zeigt das Blockschaltbild eines selektiven Empfangsteils eines Rundsteuerempfängers, mit welchem unter Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens die Aufgabe der Realisierung des erforderlichen Digitalfilters als 8-Bit Microcomputer gelöst werden kann.

Der in Fig. 3 mit dem Bezugszeichen (1) bezeichnete selektive Empfangsteil dient bekanntlich dazu, aus dem aus dem Netz angebotenen Frequenzgemisch ein Fernsteuersignal mit der Signalfrequenz f_s selektiv zu empfangen und eine den Fernsteuerbefehlen entsprechende Impulsfolge abzugeben. Aufbau und Arbeitsweise eines Rundsteuerempfängers werden als bekannt vorausgesetzt; es wird in diesem Zusammenhang auf die schon erwähnte EP-A-0 105 087 und auf die CH-PS 559 983 verwiesen.

Der Empfangsteil (1) weist eine Eingangsklemme (2) auf, die an einen Anschlußpunkt (3) einer Stromleitung (4) angeschlossen ist, welcher die Signalfrequenz f_s überlagert ist. Die an der Eingangsklemme (2) liegende Eingangsspannung wird einem Vorfilter (5) zugeführt, welchem ein Analog/Digital-Wandler (7) und ein Digitalfilter (8) nachgeschaltet sind. Nach dem Digitalfilter (8) ist ein AM-Demodulator (9) angeordnet, dessen Ausgang mit der Ausgangsklemme (10) des Empfangsteils (1) verbunden ist. Der Empfangsteil (1) enthält außerdem einen Schwingquarz aufweisenden Frequenzgenerator (6) zur Erzeugung der Taktfrequenz für die einzelnen Stufen des Empfangsteils (1). Die Taktfrequenz könnte auch mittels einer als PLL bezeichneten Regelschaltung vom Netz abgeleitet werden.

Der Empfangsteil (1) und dessen Arbeitsweise sollen nun anhand der Fig. 3 bis 5 erläutert werden, wobei die Fig. 4 und 5 die Signalverläufe in den einzelnen Stufen des Empfangsteils (1) zeigen: Fig. 4 zeigt in Zeile (a) die Begrenzung des empfangenen Signalspektrums mit dem Vorfilter (5) (Fig. 3) und in Zeile (b) das digitale Spektrum des abgetasteten Signals. Fig. 5 zeigt in Zeile (a) die Filtercharakteristik des digitalen Filters (8) (Fig. 3), in Zeile (b) das Spektrum des Ausgangssignals des digitalen Filters (8), in Zeile (c) den Amplitudengang der Filterkette Vorfilter (5) + digitales Filter (8) und in Zeile (d) die Dämpfung der störenden Durchlaßbereiche der Filterkette durch das Vorfilter (5).

Das Vorfilter (5) ist durch ein analoges Bandpaßfilter zweiter Ordnung mit der Güte $Q > 15$ gebildet. Es weist gemäß Fig. 4, Zeile (a) bei f_a und $\frac{1}{2} f_a$ eine Dämpfung von -20 dB auf und begrenzt das empfangene

Nutz- und Störsignalspektrum der Steuerfrequenz f_s . Die Taktfrequenz des Frequenzgenerators (6), die der Abtastfrequenz f_a des A/D-Wandlers (7) entspricht, wird so gewählt, daß das Nutzspektrum $X_A(jf)$ in

eine Periode $m \frac{1}{2} f_a$ der Frequenzachse zu liegen kommt. Außerhalb dieser Periode sollen Störfrequenzen

genügend stark gedämpft sein, sodaß das Digitalfilter (8) im Durchlaßbereich nicht durch originale oder hinuntergemischte Störfrequenzen gestört wird. Gemäß Fig. 4, Zeile (a), beträgt die Abtastfrequenz f_a

3000 Hz, die halbe Abtastfrequenz $\frac{1}{2} f_a$ liegt also bei 1500 Hz und das Signal liegt in der Frequenzperiode

zwischen $m \frac{1}{2} f_a$ und $(m+1) \frac{1}{2} f_a$, wobei $m = 1$ ist.

Nach der Abtastung des bandgefilterten Netzsignals ergibt sich ein digitales Spektrum $X(e^{j2\pi fT})$ gemäß Fig. 4, Zeile (b). Die strichlierte Kurve (A) zeigt dabei die Summe aller überlappenden periodischen Spektren. Da das Bandpaßfilter gemäß Zeile (a) nur eine endliche Dämpfung (-20 dB) aufweist, tritt noch etwas störendes

"Aliasing" auf.

Das Ausgangssignal des A/D-Wandlers (7) (Fig. 3) wird mit dem digitalen Filter (8), welches beispielsweise von der in der EP-A-0 105 087 beschriebenen Art sein kann und eine Filtercharakteristik gemäß Fig. 5,

5 Zeile (a), aufweist, gefiltert. Da dieses Filter bei $\frac{1}{2} f_a$ und f_a stark dämpft (-20 dB), werden die störenden

"Aliasing"-Effekte stark unterdrückt.

Zeile (b) von Fig. 5 zeigt das Spektrum des Ausgangssignals des digitalen Filters (8) (Fig. 3): $Y(e^{j2\pi fT}) = X(e^{j2\pi fT}) \cdot H(e^{j2\pi fT})$. Charakteristisch ist das Spektrum in den Bereichen $f_a - f_s$ und $f_a + f_s$, wo
10 durch die Periodizität des Signalspektrums $X(e^{j2\pi fT})$ und der Filterübertragungsfunktion $H(e^{j2\pi fT})$ neue Frequenzen entstanden sind ("Aliasing" durch Abtastung). Im Bereich $f_a - f_s$ ist das Spektrum gegenüber dem Originalspektrum an (f_a) gespiegelt. Dies hat jedoch keinen Einfluß auf die Weiterverarbeitung, da nur die Amplitude des Signals ausgewertet werden soll. Bei FSK-Systemen müßte hingegen die Spiegelung berücksichtigt werden.

15 Das Ausgangssignal des digitalen Filters (8) wird durch den AM-Demodulator (9) (Fig. 3), der vorzugsweise digital realisiert ist, amplitudenmäßig ausgewertet. Diese Auswertung kann folgendermaßen erfolgen: Das digitale Signal $Y(e^{j2\pi fT})$ wird pro Abtastung gleichgerichtet, es wird also der Absolutwert $[Y(nT)]$ von $Y(nT)$ gebildet. Dieser Absolutwert wird auf ein digitales Tiefpaßfilter gegeben, welches ebenfalls mit f_a getaktet ist und eine der Frequenz des Basisbandsignals angepaßte Grenzfrequenz besitzt,

20 welche aber selbstverständlich unterhalb von $\frac{1}{2} f_a$ liegt, wodurch sich die gewünschte Demodulation ergibt.

In Fig. 5, Zeile (c), ist die realisierte Eintonübertragungsfunktion, also der Amplitudengang der Filterkette aus analogem Bandpaß (5) und Digitalfilter (8) (Fig. 3) dargestellt. Die Übertragung ist nicht frequenztreu. 25 Denn wenn eine Steuerfrequenz f_s auf das Filter gegeben wird, dann erscheint an dessen Ausgang durch die Unterabtastung die Grundfrequenz $f_a - f_s$ (strichlierte Linie (B)). Die gleiche Frequenz $f_a - f_s$ erscheint auch bei der Einspeisung der Frequenz $f_1 = f_a - f_s$, allerdings wird diese Frequenz f_1 um 25 dB gedämpft, was durch den Punkt (C) angedeutet ist. Diese Dämpfung wird alleine durch das Vorfilter (5) (Fig. 3) erreicht. Ebenso erscheint die Frequenz $f_a - f_s$ am Ausgang des Digitalfilters (8) (Fig. 3), wenn mit irgendeiner Frequenz
30 $m(f_a \pm f_s)$, $m = 1, 2, 3, \dots$, angesteuert wird. Die Dämpfung aller dieser periodischen Frequenzen ist ebenfalls ausschließlich durch das Vorfilter (5) gegeben.

Da erfindungsgemäß die Vorschrift für die Abtastfrequenz lediglich besagt, daß das Nutzspektrum innerhalb einer Frequenzperiode von $\frac{1}{2} f_a$ liegen muß, bestehen bei der Wahl der Abtastfrequenz noch gewisse 35 Freiheiten. Außerdem wurde sichtbar, daß außerhalb der Frequenzperiode $\frac{1}{2} f_a$ liegende Störspektren nur soweit durch das Vorfilter (5) gedämpft werden müssen, als sie nicht durch das folgende Digitalfilter (8) (Fig. 3) unterdrückt werden.

40 Daraus ergibt sich die Aufgabe, die Abtastfrequenz f_a zusammen mit dem analogen Bandpaßfilter (5) und dem Digitalfilter (8) optimal auszulegen. Im vorliegenden Fall ergibt sich eine besonders zweckdienliche Lösung, wenn die Abtastfrequenz f_a folgende Bedingung erfüllt:

$$45 \quad f_a = \frac{3}{2} f_s$$

Dann ergibt sich nämlich, daß die beiden kritischen vom analogen Vorfilter zu dämpfenden "Durchlaßbereiche" des Filtersystems: $f_a - f_s$ und $f_a + f_s$ gegenüber f_s im Verhältnis 1:2 bzw. 2:1 stehen. Damit ist, wie
50 Fig. 5, Zeile (d), zeigt, gewährleistet, daß das analoge Bandpaßfilter zweiter Ordnung die beiden störenden Durchlaßbereiche gleichermaßen dämpft. Denn die Verhältnisse 1:2 und 2:1 führen auf der logarithmischen Frequenzskala zu äquidistanten Frequenzabständen.

Da bei Rundsteuerempfänger die Steuerfrequenz f_s bis zu 2000 Hz beträgt, ergibt sich eine Abtastfrequenz f_a von 3000 Hz. Diese Abtast- und Taktfrequenz ist auch für einfache 8-Bit Microcomputer noch ausreichend
55 niedrig, wogegen die nach dem Abtasttheorem geforderte Abtastfrequenz von mindestens 4000 Hz eindeutig zu hoch wäre. Es sind auch Fälle denkbar, wo das beschriebene Verfahren einen noch höheren "Unter-

abtastungsgewinn" ergibt, beispielsweise bei hochfrequent modulierten schmalen Spektren. Diese können mit einem schmalen Bandpaßfilter begrenzt und durch Unterabtastung in einen tieferen Frequenzbereich transformiert und dort feingefiltert werden.

5

PATENTANSPRÜCHE

10

1. Verfahren zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, bei welchem das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal zuerst bandbegrenzt und anschließend mit einer bestimmten Abtastfrequenz abgetastet und weiterverarbeitet wird, dadurch gekennzeichnet, daß man das modulierte Basisbandsignal mit dem kontinuierlichen Nutz- und Störsignalspektrum $[X_A(\Omega)]$ mit einem analogen Bandpaßfilter (5) bandbegrenzt, woraus ein Nutzspectrum $[X_A'(\Omega)]$ mit einer unteren und oberen Stopbandfrequenz (Ω_{\min} bzw. Ω_{\max}) resultiert, daß man eine Abtastfrequenz (f_a) wählt, die nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz $[f_a \geq 2(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})]$, wobei das Nutzspectrum

zumindest bis auf spektrale Anteile von Störsignalen innerhalb eines Periodenabschnittes ($m \frac{1}{2} f_a$, $m = 1, 2, 3, \dots$) liegt, und daß man das mit der Abtastfrequenz (f_a) abgetastete Signal mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz in einer an sich bekannten digitalen Filterschaltung digital filtert und auf an sich bekannte digitale Weise demoduliert.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß man beim Auftreten von spektralen Anteilen von Störsignalen außerhalb des genannten Periodenabschnittes ($m \frac{1}{2} f_a$) das an sich bekannte digitale Filter (8) für die digitale Filterung des abgetasteten Signals in an sich bekannter Weise so auslegt, daß die genannten Anteile in dessen Sperrbereich zu liegen kommen, und daß man durch das Digitalfilter nicht unterdrückte spektrale Anteile von Störsignalen durch das analoge Bandpaßfilter (5) dämpft.

3. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 oder 2, mit einem Filter zur Bandbegrenzung des modulierten Signals und mit Mitteln zur Abtastung des bandgefilterten Nutzsignals, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter durch ein an sich bekanntes analoges Bandpaßfilter (5) zweiter Ordnung gebildet ist, daß die Abtastfrequenz (f_a) so gewählt ist, daß einerseits diese nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz des durch das Bandpaßfilter begrenzten Nutzsignals und andererseits das Nutzspectrum innerhalb einer Periode ($m \frac{1}{2} f_a$) der Frequenzachse zu liegen kommt, und daß ein an sich bekanntes digitales Filter (8) zur Filterung des abgetasteten Nutzsignals vorgesehen ist, welches beim ganzen und halben Wert der Abtastfrequenz (f_a bzw. $\frac{1}{2} f_a$) eine starke, dem Störsignalspektrum angepaßte Dämpfung aufweist und mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz betrieben wird.

4. Anwendung des Verfahrens nach Anspruch 1 oder 2 in einem Fernsteuerempfänger, insbesondere in einem Rundsteuerempfänger, mit einem als Microcomputer ausgebildeten Digitalfilter zur Ausfilterung amplitudengetasteter Einton-Stehersignale aus dem Niederspannungsnetz, dadurch gekennzeichnet, daß man als Digitalfilter (8) einen 8-Bit Microcomputer verwendet und diesen mit einer Taktfrequenz (f_a) taster, welche unterhalb der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt.

5. Anwendung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastfrequenz (f_a) für die Abtastung des empfangenen Signals mit der Steuerfrequenz f_s und damit auch die Taktfrequenz so gewählt wird, daß sie inner-

halb einer Bandbreite von 20 bis 30 % die Bedingung $f_a = \frac{3}{2} f_s$ erfüllt.

5

10

Hiezu 4 Blatt Zeichnungen

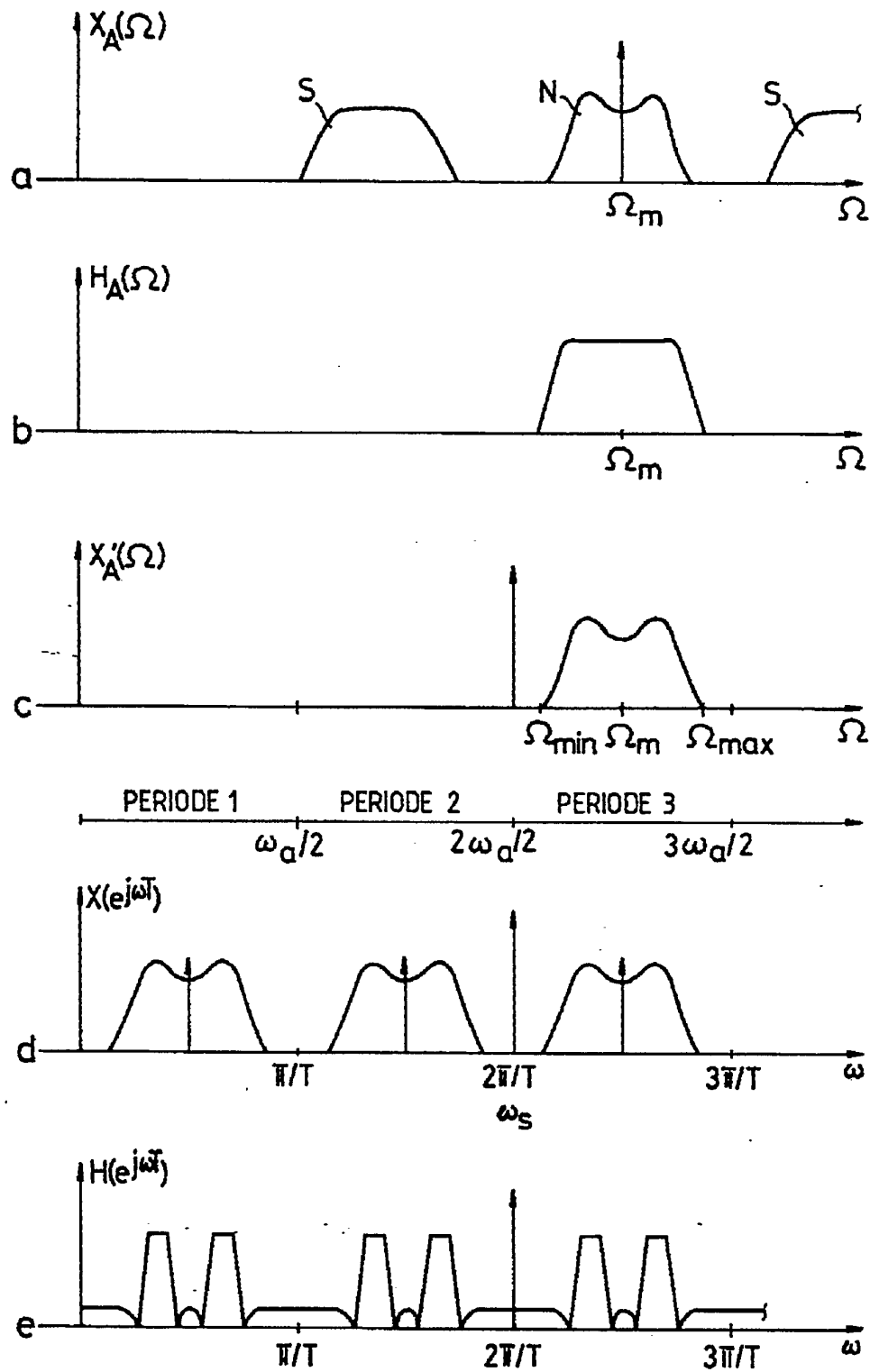


FIG.1

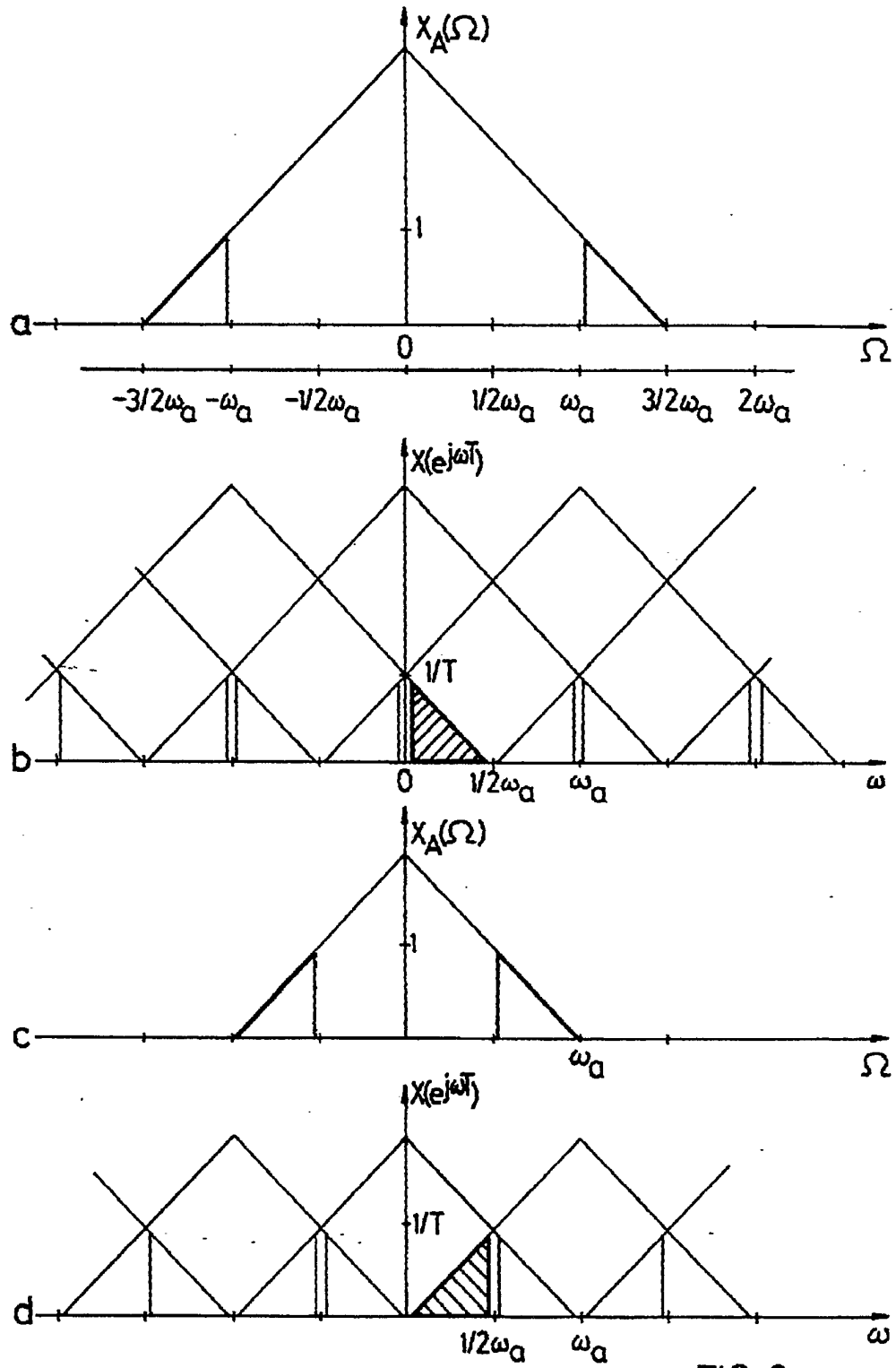
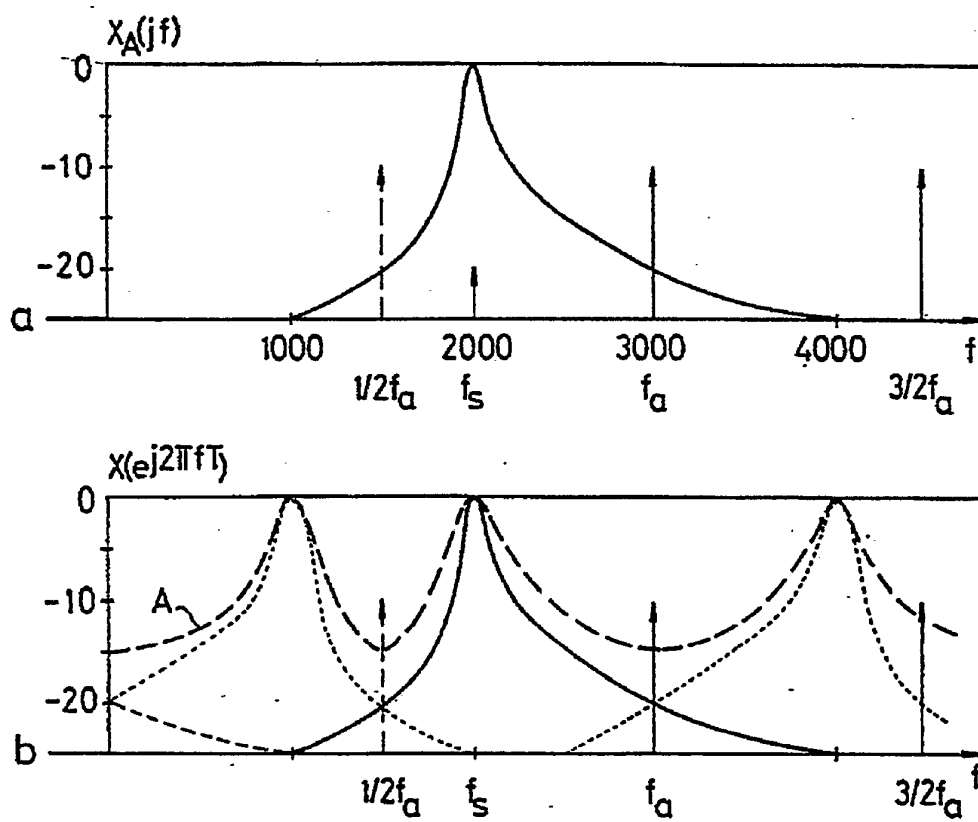
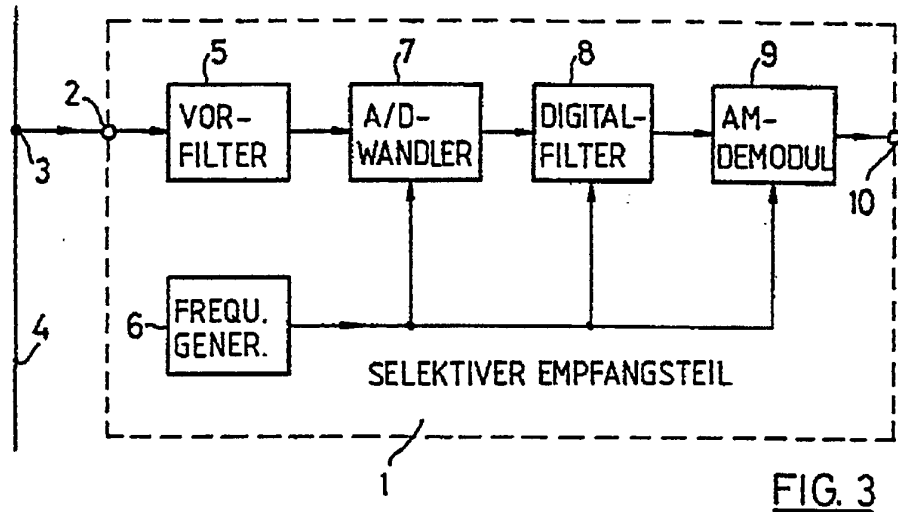


FIG. 2



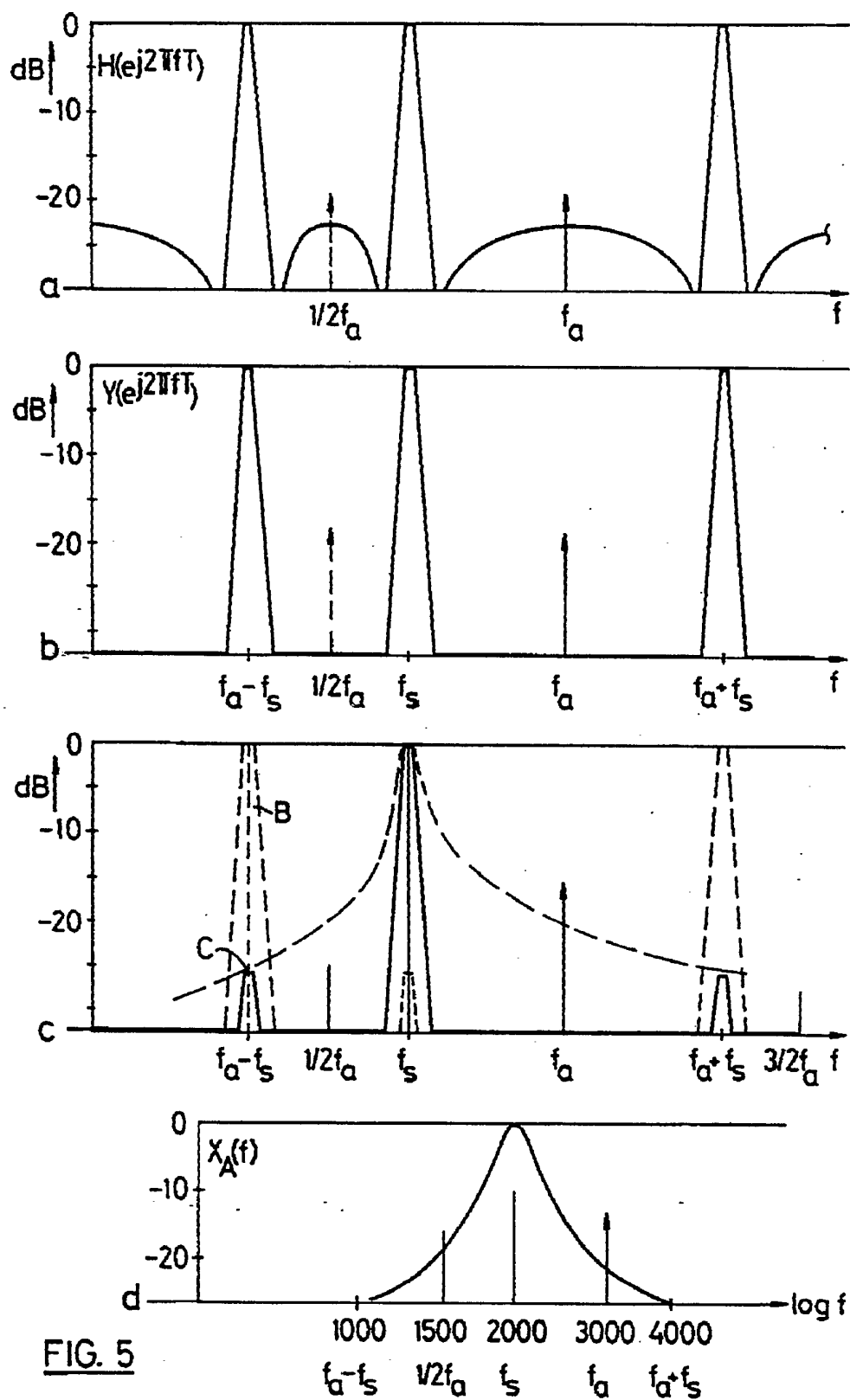


FIG. 5