

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
18. Juli 2002 (18.07.2002)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 02/056497 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation⁷: H04B 7/00 FÜR RUNDFUNKSCHUTZRECHTE GMBH
SCHUTZRECHTSVERWERTUNG & CO. KG
[DE/DE]; Bahnstrasse 62, 40210 Düsseldorf (DE).
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP02/00391
- (22) Internationales Anmeldedatum: 16. Januar 2002 (16.01.2002) (72) Erfinder; und
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): ZSCHUNKE, Willmut
[DE/DE]; Langgesser Weg 29, 64285 Darmstadt (DE).
- (25) Einreichungssprache: Deutsch (74) Anwalt: EICHSTÄDT, Alfred; Kuhbergstrasse 23,
96317 Kronach (DE).
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität: 101 01 911.4 16. Januar 2001 (16.01.2001) DE (81) Bestimmungsstaaten (national): CN, JP, KR, US.
- (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): INTERESSENGEMEINSCHAFT (84) Bestimmungsstaaten (regional): europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

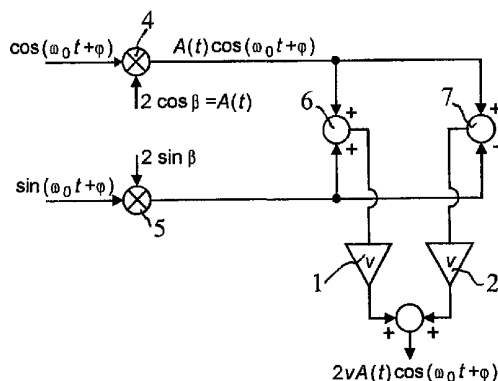
(54) Title: SIGNAL PROCESSING OF AN AMPLITUDE-MODULATED AND/OR PHASE-MODULATED HIGH-FREQUENCY SIGNAL

(54) Bezeichnung: SIGNALVERARBEITUNG EINES AMPLITUDEN- UND/ODER PHASENMODULIERTEN HOCHFREQUENZSIGNALS

$$\cos(\omega_0 t + \varphi + \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos \beta - \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin \beta$$

$$\cos(\omega_0 t + \varphi - \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos \beta + \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin \beta$$

$$\cos(\omega_0 t + \varphi + \beta) + \cos(\omega_0 t + \varphi - \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) 2 \cos \beta = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$



(57) Abstract: The invention relates to a method for signal processing an amplitude-modulated and/or phase-modulated high-frequency signal (RF signal), according to which the RF signal is divided into two signals (FM1 and FM2) by a relative phase shift by an angle of +β and -β, and the signals are amplified before they are added to form a transmit signal. The invention also relates to a circuit arrangement, in which the purely phase-modulated RF signal is multiplied in a first branch with cos β and in a second branch with sin β, and both signals (FM1, FM2) are obtained by respectively adding and subtracting the multiplied signals.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



WO 02/056497 A2

**Erklärungen gemäß Regel 4.17:**

- hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, ein Patent zu beantragen und zu erhalten (Regel 4.17 Ziffer ii) für die folgenden Bestimmungsstaaten CN, JP, KR, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR)
- hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, die Priorität einer früheren Anmeldung zu beanspruchen (Regel 4.17 Ziffer iii) für alle Bestimmungsstaaten

Veröffentlicht:

- ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung gibt ein Verfahren zur Signalverarbeitung eines amplituden- und/oder phasenmodulierten Hochfrequenzsignals (RF-Signal), bei dem das RF-Signal in zwei Signale (FM1 und FM2) durch relative Phasenverschiebung um einen Winkel $+\beta$ und $-\beta$ zerlegt wird und die Signale verstärkt werden, bevor sie zu einem Sendesignal addiert werden, und eine Schaltungsanordnung an, bei der das rein phasenmodulierte RF-Signal in einem ersten Zweig mit $\cos \beta$ und in einem zweiten Zweig mit $\sin \beta$ multipliziert wird und die beiden Signale (FM1, FM2) durch jeweilige Summen- und Differenzbildung der multiplizierten Signale gewonnen werden.

5

**Signalverarbeitung eines amplituden- und/oder
phasenmodulierten Hochfrequenzsignals**

10

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Signalverarbeitung eines amplituden- und/oder phasenmodulierten Hochfrequenzsignals (RF-Signal) sowie eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens.

Es ist bekannt, dass Signale mit einer konstanten Hüllkurve sehr leistungseffizient in nichtlinearen Endstufen verstärkt werden können, was z.B. beim GSM-Verfahren ausgenutzt wird. Der Verstärker kann dabei im sog. C-Betrieb betrieben werden, d.h. ohne Ruhestrom. Dadurch werden dann nur die positiven oder negativen Signalanteile zur Aussteuerung der Endstufe verwendet. Im Gegensatz dazu wird bei dem sog. A-Betrieb ein Arbeitspunkt im linearen Bereich der Verstärkerkennlinie gewählt, so dass positive und negative Signalanteile gleichermaßen verstärkt werden, wozu allerdings ein leistungsverbrauchender Arbeitspunkt gewählt werden muss. In Mobilfunkgeräten, GSM-Geräten, UMTS-Geräten und anderen ist ein leistungssparender Endstufenbetrieb Voraussetzung für die Nutzungsdauer eines Gerätes mit einer Ladung einer Batterie bzw. eines Akkumulators. Aber nicht nur für Mobilgeräte sind leistungseffiziente Endstufen von Vorteil, sondern auch bei Rundfunksendern, die die Programmsignale mit hoher Leistung abstrahlen.

Die zukünftig vermehrte Nutzung des mobilen Funknetzes durch das UMTS-System (Universal Mobile Telecommunica-

tions Systems) sowie der für das UMTS definierten Frequenzbänder wird künftig Bandbreite immer kostbarer erscheinen lassen, so dass von Modulationsverfahren mit konstanter Hüllkurve abgegangen werden wird. Um die entsprechenden amplituden- und phasenmodulierten Signale effizient verstärken zu können, kämen lineare Verstärker in Frage, die aber nicht leistungseffizient sind.

Eine Übersicht über gängige Verstärkungstechniken für Handtelefone oder mobile lineare Rundfunkleistungsverstärker sind in der Firmenbroschüre der Fa. Wireless Systems International Ltd. in Bristol, UK, mit dem Titel „Amplifier and Transmitter Linearisation Techniques Explained“ von Peter B. Kennington beschrieben. Unter anderem ist im Abschnitt 5 auch eine leistungseffiziente Verstärkung angesprochen, die für Mobilfunkgeräte der nächsten Generation untersucht werden sollte. Der dabei zur Anwendung kommende hocheffiziente RF-Signal-Verstärker wirkt wie ein linearer Verstärker, ist aber aus leistungseffizienten nichtlinearen Verstärkern, z.B. der Klasse D, E oder F, zusammengesetzt. Die bekannte Verstärkertechnologie ist dann einsetzbar, wenn die Hüllkurve den Wert 0 nicht erreicht. Wenn die Hüllkurve hingegen zu Null wird, kann der vorgeschlagene Verstärker nicht mehr arbeiten.

Aus der gleichen Schrift ist aus dem Abschnitt 6 (Seite 13 beginnend) eine Technik bekannt, bei der das zu verstärkende Basisband Ton- oder Datensignale zunächst mittels eines digitalen Signalprozessors in zweiphasenmodulierte FM-Schwingungen aufteilt. Diese FM-Signale werden sodann mittels nichtlinearer Leistungsverstärker verstärkt und mittels Addierers zu einem linearen Ausgangssignal zusammengeführt. Die Verstärker können dabei als hocheffiziente Schaltverstärker zum Einsatz kommen. Der Ausgang des Addierers gibt das verstärkte Signal über eine Antennenanpassschaltung an die Antenne ab, um es ab-

strahlen zu können. Die Schaltung des Addierers ist nicht leistungseffizient.

Eine Technik zur Realisierung einer linearen Bandpassverstärkung mit nichtlinearen Komponenten (LINC) ist in der IEEE Transactions on Communications, December 1974, Seiten 1942 - 1948, von D.C. Cox beschrieben. Dem RF-Signal werden dabei mittels eines Komponentenseparators das Hüllkurvensignal $A(t)$ und das phasenmodulierte Signal $\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ entnommen, was durch eine Begrenzung und Synchronodemodulation des RF-Signals erfolgt. Ein ähnliches Verfahren ist auch in IEEE Transactions on Circuits and Systems-1: Fundamental and Applications, vol. 42, no. 6, 1995, Seiten 321 - 333, von Kam-yuen Chan und Andrew Bateman angegeben. Diese bekannten Verfahren versagen, wenn die Amplitude $A(t)$ zu Null wird. Weiterhin wirft die exakte Realisierung der beiden Verstärkerzweige Probleme auf. Diese sind auch bei den hocheffizienten RF-Verstärkern gegeben, die in der IEEE 1998, Seiten 137 - 140, beschrieben sind.

Aus der US-5,901,346 ist ein Verfahren zur Signalverarbeitung eines modulierten Hochfrequenzsignals bekannt, bei dem das Hochfrequenzsignal in zwei FM-Signale zerlegt, verstärkt und wieder addiert werden. Die phasenmodulierten Hochfrequenzsignale mit konstanter Hüllkurve werden mit Signalen 0° und 90° multipliziert. Die beiden FM-Signale werden durch jeweilige Summenbildung gewonnen. Durch die Verwendung nichtlinearer Verstärker können mit der aus der bekannten Schaltung amplituden- und phasenmodulierten Signale effizient verstärkt werden.

Aus der DE 197 30 086 A1 ist eine Sendeeinrichtung für Hochfrequenzsignale bekannt, die nach dem LINC-Prinzip aufgebaut sind und zwei parallele Signalzweige mit jeweils einem Verstärker und einem Phasenmodulator aufweist. Das Eingangssignal wird auf die beiden Signalzweige mittels einer Weiche aufgeteilt. Diese Ausgangs-

signale beider Signalzweige werden mittels eines Kombina-
tors zu einem Summensignal zusammen geführt. Um Phasen-
fehler in den beiden Signalzweigen auszuregeln ist die
Weiche so ausgelegt, dass sie mit einer vorgebbaren Takt-
5 frequenz die Zuteilung der Eingangssignal-Anteile auf die
beiden Signalzweige zyklisch vertauscht. Die durch die
zyklische Vertauschung der Eingangssignal-Anteile hervor-
gerufene Amplitudenmodulation des Summensignals wird de-
tektiert und in Abhängigkeit davon in die Phase in min-
10 destens einem der Signalzweige so verändert, dass die
Amplitudenmodulation minimal wird.

Ausgehend vom Stand der Technik liegt der Erfindung die
Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Schaltung an-
15 zugeben, die die angesprochenen Probleme nicht aufweist
und besonders leistungseffizient ist und es erlaubt, modu-
lierte Signale zu verstärken, sogar für den Fall, dass
ihre Hüllkurve gegen oder durch Null läuft.

20 Gelöst wird die Aufgabe durch das im Anspruch 1 angege-
bene Verfahren sowie durch Realisierung einer Schaltung
gemäß Anspruch 16 zur Durchführung des Verfahrens.

Grundsätzlich wird beim erfindungsgemäßen Verfahren eben-
25 falls das RF-Signal in zwei FM-Signale aufgespaltet, und
zwar, wie dies aus der zuletzt genannten Schrift bekannt
ist, durch Phasenverschiebung gegenüber dem RF-Signal um
einen Winkel $+\beta$ und $-\beta$, wobei die Projektion des FM-Sig-
nals auf das ursprüngliche RF-Signal in der Summe das RF-
30 Signal ergibt. Diese Signale werden direkt verstärkt und
dann einem Addierer zugeführt. Neuartig ist ihre Erzeu-
gung. Wie später noch anhand der Figuren erläutert wird,
wird zur Bildung der beiden FM-Signale im Prinzip das
phasenmodulierte RF-Signal, das auf eine konstante Hüll-
35 kurve $A(t)$ gehalten wird, mit $\cos\beta$ und $\sin\beta$ multipliziert
und die so gewonnenen orthogonalen Komponenten je einem
Addierer und einem Subtrahierer zugeführt, von dessen
Ausgängen die beiden FM-Signale (FM1 und FM2) abgreifbar

sind. Diese Multiplikationen werden jedoch, wie noch gezeigt wird, auf der niederfrequenten Seite durchgeführt. Durch dieses Verfahren ist bei der digitalen Signalaufbereitung der Vorteil gegeben, dass die Signalverarbeitung im niederfrequenten Basisbandbereich erfolgt und damit voll digital und driftfrei realisiert werden kann. Es ist dadurch eine wesentlich höhere Stabilität gegeben. Durch die besondere Frequenzbeziehung zwischen der Abtastfrequenz und der Trägerfrequenz ist eine einfache Multiplikation realisierbar.

Vorteilhafte Verfahrensschritte, die ergänzend berücksichtigt werden können, sind in den Unteransprüchen 2 bis 15 und vorteilhafte Ausgestaltungen der Schaltung in den Unteransprüchen 17 bis 22 angegeben. Das Verfahren ist auch für eine Signalverarbeitung für reine Amplitudenmodulation (Rundfunk) verwendbar. Für diesen Fall ist eines der beiden Eingangssignale (x_1 oder x_2) Null.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in der Zeichnung dargestellten Figuren ergänzend erläutert.

In Figur 1 ist ein Zeigerdiagramm dargestellt, das veranschaulicht, wie sich prinzipiell ein beliebiges amplituden- und phasenmoduliertes RF-Signal in zwei FM-Signale zerlegen lässt. Wie zu erkennen ist, müssen dazu die beiden FM-Signale gegenüber dem ursprünglichen Signal um einen Winkel $+\beta$ und $-\beta$ in der Phase verschoben werden. Ihre Projektion auf das ursprüngliche Signal ergibt in der Summe das Signal $A(t)$. Die tatsächliche Winkellage gegenüber der Abszisse ist durch die nicht dargestellten Winkel φ_1 und φ_2 bestimmt, die sich aus dem Winkel $\varphi + \beta$ und $\varphi - \beta$ ergeben, wie aus der Formel ersichtlich ist, die neben der Figur 1 angegeben ist.

In Figur 2 ist eine Schaltungsanordnung dargestellt, aus der ersichtlich ist, dass die beiden bereits aufgespaltenen Signale FM1 und FM2, die in exponentieller Darstel-

lung als $e^{j\varphi_1(t)}$ - und $e^{j\varphi_2(t)}$ -Eingangsgrößen angegeben sind, an zwei nichtlinearen Verstärkern 1 und 2 anliegen, deren Ausgänge mit den Eingängen eines Addierers 3 verbünden sind, an dessen Ausgang das zusammengeführte verstärkte
5 Signal, das aus den beiden Komponenten zusammengesetzt ist, abgreifbar ist. Auch dieses Signal ist in exponentieller Darstellung angegeben ($v \cdot A(t)e^{j\varphi(t)}$).

Aus dem Schaltbild in Figur 3 ist ersichtlich, wie aus
10 zwei orthogonalen phasenmodulierten Signalen konstanter Hüllkurve durch Multiplikation mit $\cos\beta$ und $\sin\beta$ durch Summen- und Differenzbildung die beiden FM-Signale gewonnen werden. Die orthogonalen Signale $\cos(\omega_0 t + \varphi)$ und $\sin(\omega_0 t + \varphi)$ liegen an den Eingängen von zwei Multiplika-
15 tionsschaltungen 4 und 5 an. In der Multiplikationsschaltung 4 werden die Signale mit $2\cos\beta = A(t)$ amplitudenmoduliert. Das Ausgangssignal ist am Ausgang der Multiplikationsschaltung 4 bezeichnet. In der Multiplikationsschaltung 5 wird das Eingangssignal mit $2\sin\beta$ multipliziert.
20 Beide Ausgänge der Multiplikationsschaltungen 4 und 5 sind mit je einem parallel geschalteten Addierer 6 und Subtrahierer 7 verbunden. Von dem einen Ausgang des Addierers 6 wird das FM1-Signal abgegriffen, das nichtlinear durch den nachgeschalteten Verstärker 1 verstärkt
25 wird. Die Verstärkerschaltung 1 entspricht der in Figur 2 dargestellten. Vom Subtrahierer 7 wird das Signal FM2 abgegriffen, das nach der Verstärkung durch den nichtlinearen Verstärker 2 am zweiten Eingang des Addierers 3 anliegt. Am Ausgang dieses Addierers 3 ist das Signal
30 $2vA(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ abgreifbar. Aus einer abgeleiteten Beziehung ist ersichtlich, dass die Multiplikation mit $\cos\beta$ entfallen kann, wenn das RF-Signal $\cos(\omega_0 t + \varphi)$ direkt verwendet wird. Die Ableitbeziehungen sind in Figur 3 formelmäßig für die FM1-, FM2- und das Ausgangssignal ange-
35 geben.

Die Realisierung der beiden zueinander orthogonalen phasen- aber auch amplitudenmodulierten Signale erfolgt gemäß den Figuren 4 und 5.

5 Figur 4 zeigt eine Anordnung zur Realisierung amplituden- und phasenmodulierter Signale durch eine Quadraturmodulation. Die Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$ sind beim Mobilfunkverfahren üblicherweise in Speichern (ROM) als Abtastwerte abgelegt. Die Modulation mit dem Sinus und dem Cosinus in
10 den Multiplizierern 4 und 5 wird sinnvoller Weise so durchgeführt, dass die Trägerfrequenz ein Viertel der Abtastfrequenz beträgt. Dadurch ergeben sich nur Multiplikationen mit +1 und -1 und 0. Das bedeutet, dass Multiplikation und Addition sehr einfach werden. Es werden die
15 Signale x_1 und x_2 abwechselnd durchgeschaltet, wobei sich bei jedem zweiten Wert das Vorzeichen ändert. Die beiden Ausgangssignale der Multiplizierer 4 und 5 werden im Addierer 8 zum Ausgangssignal $A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ zusammengeführt.

20 Figur 5 zeigt, wie sich durch eine etwas andere Beschaltung ein zum Ausgangssignal aus Figur 4 orthogonales Signal mit der gleichen Phasenmodulation realisieren lässt. Die Schaltung entspricht im wesentlichen der in Figur 4.
25 Allerdings ist die Amplitude hierin ebenfalls $A(t)$.

Um ein Signal konstanter Amplitude 1 zu erhalten, müsste man durch $A(t)$ dividieren, was aber zu Problemen führt, wenn dies an der Stelle der Multiplikation mit $\sin \beta$
30 durchgeführt wird, wenn die Amplitude $A(t)$ gegen Null geht. Die Multiplikation mit $\sin \beta$ und Division durch $A(t)$ wird deshalb an den Signaleingängen bei den Signalen x_1 und x_2 durchgeführt. Dies ist auch deshalb sinnvoll, weil man sich an dieser Stelle im niederfrequenten Bereich be-
35 findet.

Die Anordnung gemäß dieser Idee ist in Figur 6 im unteren Zweig der Schaltung gezeigt. Nähern sich x_1 und x_2 dem

Wert Null ($A(t)$ geht gegen Null), so ergeben sich Ausdrücke der Form $0/0$, wie nachfolgende mathematische Abhandlung belegt.

$$5 \quad x_1; x_2 \rightarrow 0$$

$$\lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_1(t)}{A(t)} \quad \text{und} \quad \lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_2(t)}{A(t)}$$

10 Dies kann auf einfache Weise durch Anwendung der Taylor-Reihenexpansion in der Zeit t von $x_1(t)$ und $x_2(t)$ erreicht werden. Beachtend, dass

$$\lim_{A(t) \rightarrow 0} \frac{dA(t)}{dt} < 0$$

15 wird, wenn die Amplitude verringert wird, ist aus obigen Ausdrücken ableitbar:

$$\lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} = \frac{\dot{x}_1}{-\sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{x}_2^2}}$$

$$20 \quad \lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} = \frac{\dot{x}_2}{-\sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{x}_2^2}}$$

wobei $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$ ist.

25 Wenn x_1 und x_2 Abtastwerte während eines Zeitintervalls T sind und 0 bei der Probe n ($x_{1,n} = x_{2,n} = 0$) sind, lassen sich folgende Ableitungen aufstellen:

$$\dot{x}_{1,n} = \frac{x_{1,n} - x_{1,n-1}}{T} = \frac{-x_{1,n-1}}{T}$$

und

$$30 \quad \dot{x}_{2,n} = \frac{x_{2,n} - x_{2,n-1}}{T} = \frac{-x_{2,n-1}}{T}$$

Die Größe des Grenzwertes ist mithin

$$\lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} = \frac{x_{1,n-1}}{\sqrt{x_{1,n-1}^2 + x_{2,n-1}^2}}$$

und

$$\lim_{x_1, x_2 \rightarrow 0} \frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} = \frac{x_{2,n-1}}{\sqrt{x_{1,n-1}^2 + x_{2,n-1}^2}}$$

5

Dies sind die Werte der letzten Proben im Fall $x_1 = x_2 = 0$.
Im Falle, dass das Hüllkurvensignal $A(t)$ gegen Null geht,
können dieselben Grenzbetrachtungen angestellt werden.

- 10 Bei einem Grenzübergang müssen folglich $x_1(t)$ und $x_2(t)$
durch Differenzwerte ersetzt werden:

$$x_1 \rightarrow \frac{-\dot{x}_1}{\sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{x}_2^2}} \quad \text{und} \quad x_2 \rightarrow \frac{-\dot{x}_2}{\sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{x}_2^2}} \quad \text{für} \quad x_1, x_2 \rightarrow 0$$

15 $\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} \quad \dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt}$

Diese Ableitungen kann man aus den abgespeicherten Ab-
tastwerten der Signale x durch Differenzbildung benach-
barter x -Werte gewinnen. Wenn also die x -Werte unter eine
20 nicht mehr verarbeitbare Schwelle fallen, wird man statt
ihrer die Differenzwerte einsetzen. Die Berechnung der
modifizierten Eingangssignale kann entweder in einem DSP
erfolgen oder man kann für die vorkommenden x -Werte die
umgerechneten Signale in einer Tabelle ablegen (Table-
25 Look-Up). Die Beziehung $2\cos\beta$ und $2\sin\beta$ ist in den For-
meln angegeben, ebenso die modifizierten Eingangssignale
des zweiten Zweigs. Die Ausgangssignale des oberen und
des unteren Zweigs werden dem Addierer 6 und dem Subtra-
hierer 7 zugeführt, die die FM1- und FM2-Signale entspre-
30 chend Figuren 2 und 3 bilden. Deren Verarbeitung erfolgt
wie angegeben.

Als Verstärker für die FM-Signale wird nach Figur 7 eine Gegentaktendstufe im C-Betrieb vorgeschlagen, die aus den Transistoren 9 und 10 und dem Übertrager 11 besteht. Die Eingangssignale solcher Gegentaktendstufen sind üblicherweise gleiche, aber im Vorzeichen verschiedene Signale. Dies wird üblicherweise durch einen Differentialübertrager oder komplementäre Transistoren erreicht. Hier sind die Eingangssignale die beiden FM-Signale (FM1 und FM2), die im C-Betrieb verstärkt werden und deren Differenz als Ausgangssignal erscheint.

In der Figur 7 ist eine Anordnung mit einem Differentialübertrager 11 gezeigt. Selbstverständlich kann auch eine Anordnung mit komplementären Transistoren verwendet werden. Die Gegentaktendstufe kann auch im reinen Schaltbetrieb arbeiten. Da nun die Differenz, statt wie in Figur 6 die Summe, gebildet wird, müssen die Eingänge des oben rechts gezeichneten Subtrahierers 7 vertauscht werden. Die verstärkten Signale weisen außer der Grundschwingung auch noch Harmonische auf. Diese sollten durch ein Filter 12 unterdrückt werden. Die Grundfrequenz liegt beispielsweise im Bereich von 900 MHz und damit die erste Harmonische bei 1800 MHz. Dies bedeutet, dass die Filterung mit sehr einfachen Mitteln durchgeführt werden kann. So können ein Schwingkreis, vorhandene parasitäre Kapazitäten oder zusätzliche Kapazitäten, unter Umständen auch ein Antennenanpassnetzwerk, verwendet werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Signalverarbeitung eines amplituden-
5 und/oder phasenmodulierten Hochfrequenzsignals (RF-Sig-
nal), bei dem das RF-Signal in zwei Signale (FM1 und FM2)
durch relative Phasenverschiebung um einen Winkel $+\beta$ und
 $-\beta$ zerlegt wird und die Signale verstärkt werden, bevor
sie zu einem Sendesignal addiert werden, dadurch ge-
10 kennzeichnet, dass das phasenmodulierte RF-Signal
mit konstanter Hüllkurve in einem ersten Zweig mit $\cos\beta$
und in einem zweiten Zweig mit $\sin\beta$ multipliziert wird
und die beiden Signale (FM1, FM2) durch jeweilige Summen-
und Differenzbildung der multiplizierten Signale gewonnen
15 werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekenn-
zeichnet, dass die Multiplikation mit $\cos\beta$ im ersten
Zweig entfällt und das RF-Signal direkt angelegt wird.
20
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch ge-
kennzeichnet, dass das RF-Signal ein orthogonales
phasenmoduliertes Signal mit konstanter oder sich ändern-
der Hüllkurve ist.
25
4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch ge-
kennzeichnet, dass das RF-Signal aus zwei amplitu-
den- und phasenmodulierten Eingangssignalen ($x_1(t)$,
 $x_2(t)$) durch Quadraturmodulation gewonnen wird, wobei die
30 Einzelsignale nach der Modulation mit einem Sinus und ei-
nem Cosinus addiert werden.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, da-
durch gekennzeichnet, dass das RF-Signal aus
35 zwei orthogonalen phasenmodulierten Eingangssignalen
($x_1(t)$, $x_2(t)$) gebildet wird, die nach der Modulation mit
einem Sinus oder Cosinus voneinander subtrahiert werden.

6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangssignale ($x_1(t)$ und $x_2(t)$) Abtastwerte sind.
- 5 7. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass bei Anwendung des Verfahrens für ein rein amplitudenmoduliertes Signal eines der beiden Eingangssignale Null ist.
- 10 8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulation trägerfrequent erfolgt und dass die Trägerfrequenz ein Viertel der Abtastfrequenz beträgt.
- 15 9. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 6 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass das phasenmodulierte orthogonale Signal, das mit dem $\sin\beta$ und/oder das mit dem $\cos\beta$ multipliziert wird, durch das mittels Betragsdetektion aus den beiden Eingangssignalen (x_1 , x_2)
20 ermittelte Hüllkurvensignal ($A(t)$) dividiert wird.
10. Verfahren nach Anspruch 6 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass bei Annäherung der Abtastwerte der Eingangssignale (x_1 und x_2) gegen oder durch Null
25 oder wenn das Hüllkurvensignal ($A(t)$) gegen oder durch Null geht, die Empfangssignale (x_1 , x_2) durch mittels Differenzbildung benachbarter Abtastwerte modifizierte Eingangssignale ersetzt werden.
- 30 11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Berechnung der Abtastwerte der modifizierten Eingangssignale in einem digitalen Signalprozessor erfolgt.
- 35 12. Verfahren nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtastwerte der Eingangssignale und die zugehörigen modifizierten Eingangssignale in einer Tabelle abgelegt sind und die modifizierten Ein-

gangsabtastwerte bei Unterschreiten einer bestimmten vorgegebenen Schwelle des Amplitudenwertes als Ersatzwert aus der Tabelle ausgelesen werden.

5 13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Signale nach gesonderter Verstärkung zu einem gemeinsamen Signal addiert und voneinander subtrahiert werden.

10 14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die harmonischen Oberwellen der Grundschwingungen des verstärkten Signals durch Filterung unterdrückt werden.

15 15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das modulierte RF-Signal gepuffert wird.

16. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine Signalaufspaltschaltung, die die RF-Signale in zwei Signale (FM1 und FM2) aufspaltet, und durch zwei nachgeschaltete, nichtlineare Verstärker (1, 2), deren Ausgänge mit Eingängen eines Addierers (3) oder Subtrahierers (11) verbunden sind, an dessen Ausgang das gewünschte Signal abgreifbar ist, wobei in der Signal-Aufspaltschaltung im ersten Zweig ein Multiplizierer (4) enthalten ist, der das RF-Signal mit $\cos\beta$ multipliziert, und im zweiten Zweig ein Multiplizierer (5) vorhanden ist, der das RF-Signal mit $\sin\beta$ multipliziert, und dass mit den Ausgängen der Multiplizierer (4, 5) jeweils die Eingänge eines Addierers (6) und eines dazu parallel angeordneten Subtrahierers (7) verbunden sind, deren Ausgänge mit den nichtlinearen Verstärkern (1, 2) verbunden sind.

35

17. Schaltungsanordnung nach Anspruch 16 in Verbindung mit einem Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das RF-Eingangssignal aus zwei

Eingangssignalen ($x_1(t)$ und $x_2(t)$) gebildet ist, dass im ersten Zweig des ersten Eingangssignals ($x_1(t)$) ein Multiplizierer vorgesehen ist, an dessen einem Eingang das erste Eingangssignal ($x_1(t)$) anliegt und an dessen zweitem Eingang ein $\sin\omega_0 t$ -Signal als Multiplikant anliegt, und dass das Ausgangssignal an einem Eingang eines Addierers (8) anliegt und dass das zweite Eingangssignal ($x_2(t)$) im zweiten Zweig an einem Eingang eines Multiplizierers (4) anliegt, an dessen zweitem Eingang als Multiplikant ein $\cos\omega_0 t$ -Signal anliegt, und dass der Ausgang des Multiplizierers (4) mit dem zweiten Eingang des Addierers verbunden ist und dass am Ausgang das FM-Signal ($A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$) abgreifbar ist, das am Eingang des nachgeschalteten Addierers (6) bzw. Subtrahierers (7) jeweils anliegt.

18. Schaltungsanordnung nach Anspruch 16 in Verbindung mit der Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass an zwei Eingängen einer weiteren Schaltungsanordnung zwei Eingangssignale anliegen, die im wesentlichen durch Division der Eingangssignale ($x_2(t)$ und $x_1(t)$) durch den Betragswert ($A(t)$) gebildet werden, dass in dem einen Zweig ein Multiplizierer (5) vorgesehen ist, in welchem das aus dem Eingangssignal ($x_2(t)$) abgeleitete Divisionssignal mit dem Multiplikant $\sin\omega_0 t$ multipliziert wird und dessen Ausgang mit dem Eingang (+) eines Subtrahierers (8) verbunden ist, und dass im zweiten Zweig ein Multiplizierer (4) vorgesehen ist, der das zweite aus dem Eingangssignal ($x_1(t)$) abgeleitete Divisionssignal mit dem Multiplikanten $\cos\omega_0 t$ multipliziert und dessen Ausgang mit dem zweiten Eingang (-) des Subtrahierers (8) verbunden ist, und dass am Ausgang des Subtrahierers das RF-Signal ($A(t)\sin(\omega_0 t + \varphi(t))$) abgreifbar ist.

35

19. Schaltungsanordnung nach Anspruch 17 und 18, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Schaltungen über Addierer (6) und Subtrahierer (7) miteinander

gekoppelt sind, von deren Ausgängen die Signale (FM1 und FM2) abgreifbar sind.

20. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 16 bis
5 19, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärker
(1, 2) für die Signale (FM1 und FM2) Gegentaktendstufen
(9, 10, 11) sind, die im C-Betrieb arbeiten, dass die
Eingangs-FM-Signale zwei gleiche, aber im Vorzeichen ver-
10 schiedene Signale sind und dass am Ausgang des Verstär-
kers ein Ausgangsdifferenzsignal abgreifbar ist, das an
dem jeweiligen Eingang des Addierers oder Subtrahierers
anliegt.

21. Schaltungsanordnung nach Anspruch 20, dadurch
15 gekennzeichnet, dass die Gegentaktendstufe (9, 10,
11) einen Ausgangsübertrager (11) aufweist, der mit einem
Filter gekoppelt ist, der die Harmonischen der Grund-
schwingung der verstärkten Signale unterdrückt.

22. Schaltungsanordnung nach Anspruch 20, dadurch
20 gekennzeichnet, dass die Gegentaktendstufe (9, 10,
11) im reinen Schaltbetrieb arbeitet.

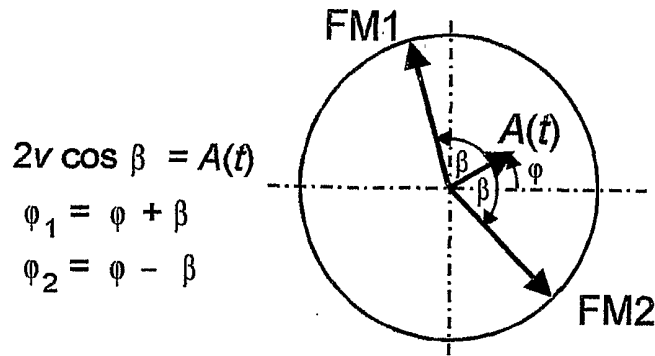


Fig. 1

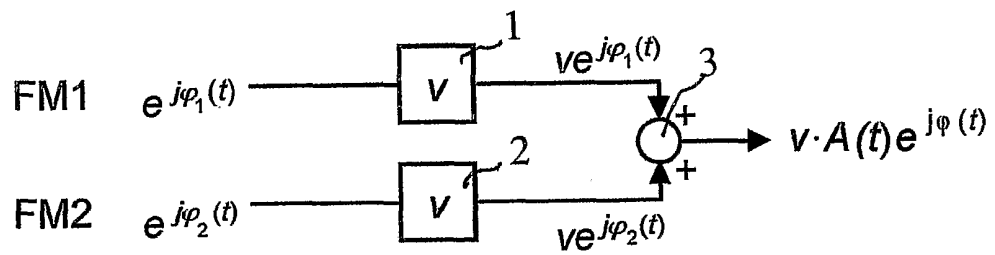


Fig. 2

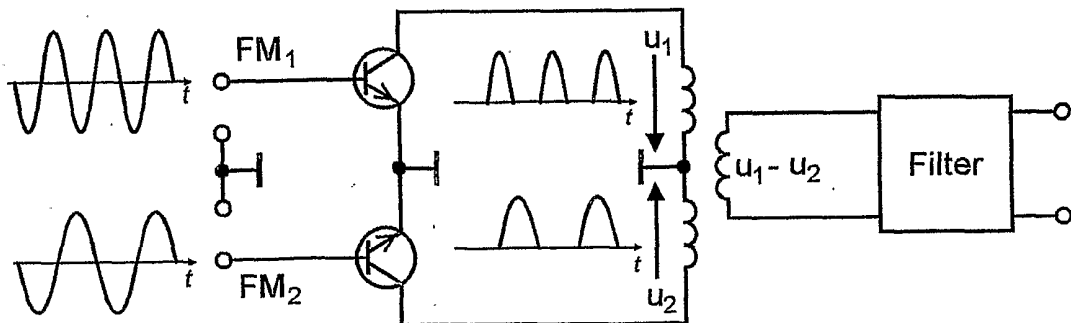


Fig. 7

$$\cos(\omega_0 t + \varphi + \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos \beta - \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin \beta$$

$$\cos(\omega_0 t + \varphi - \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos \beta + \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin \beta$$

$$\cos(\omega_0 t + \varphi + \beta) + \cos(\omega_0 t + \varphi - \beta) = \cos(\omega_0 t + \varphi) 2 \cos \beta = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

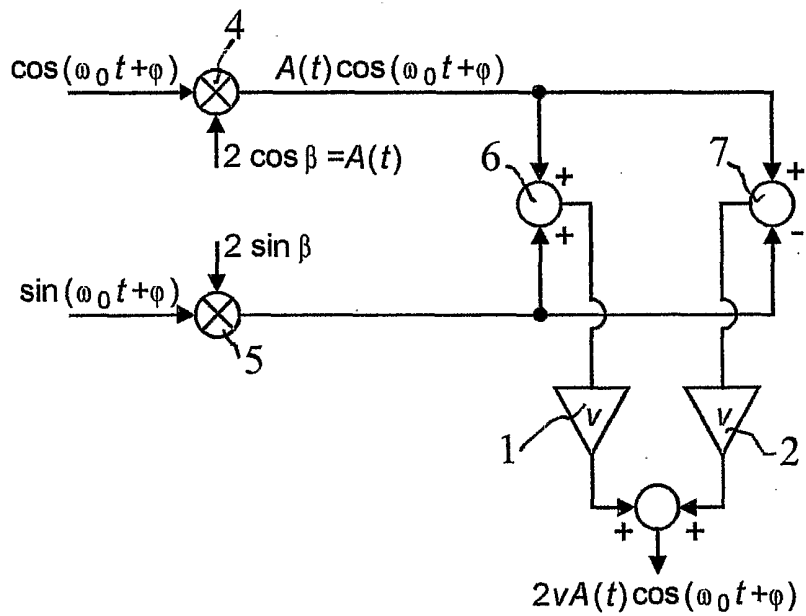


Fig. 3

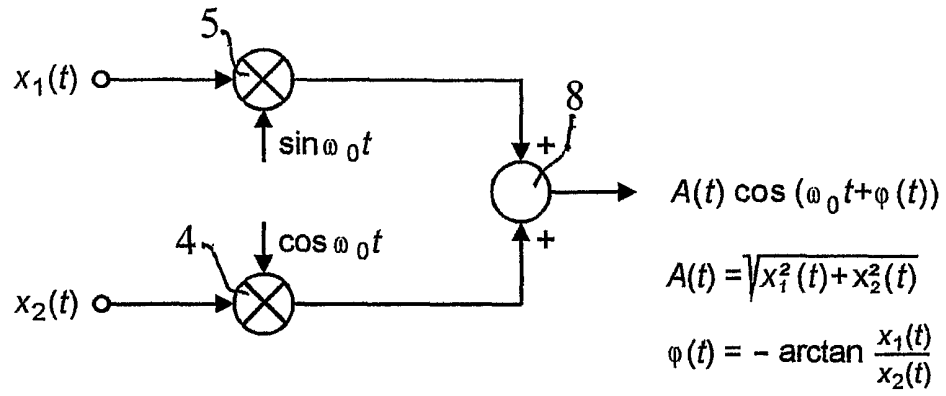


Fig. 4

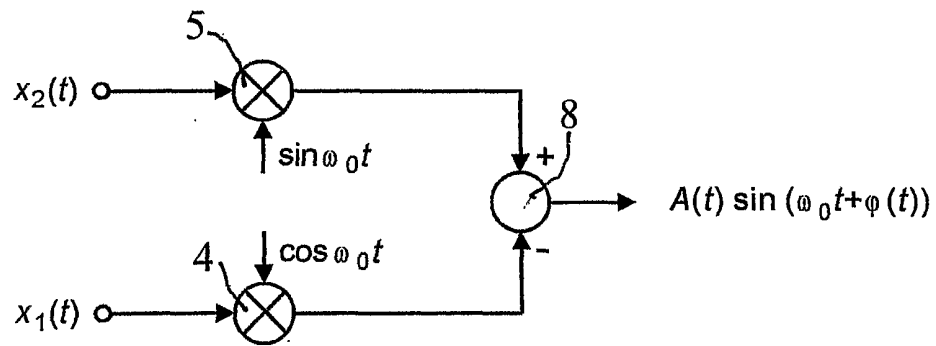


Fig. 5

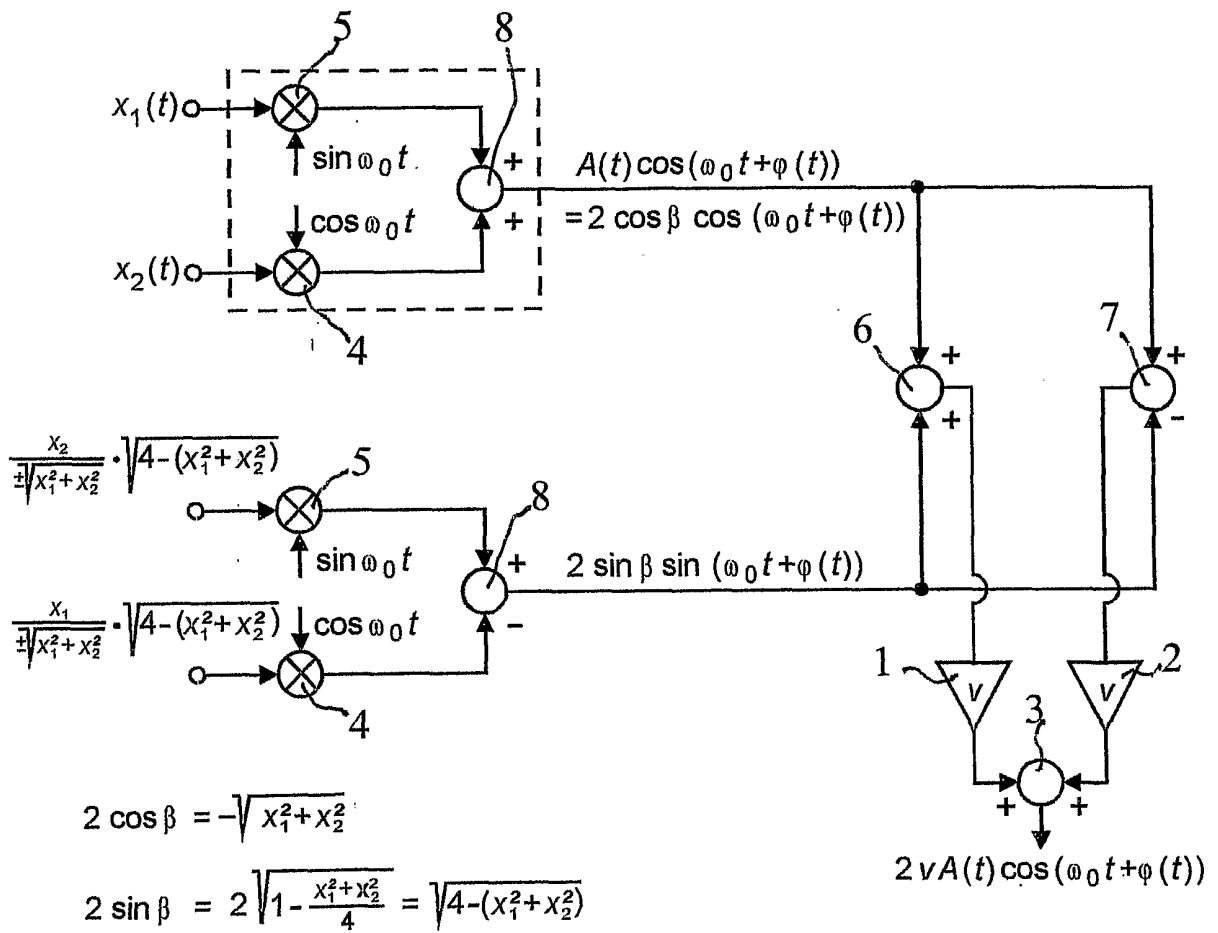


Fig. 6