



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Patentschrift  
10 DE 42 19 417 C 2

51 Int. Cl. 6:  
H 04 L 27/00

- 21 Aktenzeichen: P 42 19 417.2-31
- 22 Anmeldetag: 13. 6. 92
- 43 Offenlegungstag: 16. 12. 93
- 45 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 21. 3. 96

DE 42 19 417 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:

Meyer-Bäse, Uwe, Dipl.-Ing., 64347 Griesheim, DE;  
Hilberg, Wolfgang, Prof. Dr.-Ing., 64401  
Groß-Biebräu, DE

72 Erfinder:

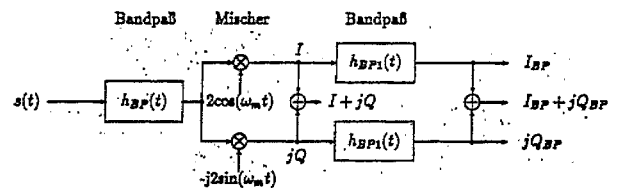
gleich Patentinhaber

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 37 33 967 C2  
HERRMANN, Otto: Transversalfilter zur Hilbert-  
Transformation. In: Archiv der Elektrischen  
Übertragung (A.E.Ü.), 1969, H. 12, S. 581;  
VOLDER, Jack E.: The Cordic Trigonometric  
Computing Technique. In: IRE Transactions on  
Electronic Computers, 1959, Sept., S.330-334;

54 Schmalbandempfänger für Datensignale

57 Empfänger für den Empfang von schmalbandigen Signalen spezieller Langwellensender für die Datenübertragung (z. B. DCF77, DCF37, DCF54, usw.), der eine Antenne, Verstärker, Filter, Abtaster und digitale Schaltungen zur Signalauswertung enthält, und bei dem zwei Signalpfade mit den Signalkomponenten I und Q vorhanden sind, dadurch gekennzeichnet, daß die I-Signalkomponente mit einer festen Frequenz ( $1/T_s$ ) abgetastet wird (Fig. 8), daß die Q-Signalkomponente in der Umgebung der Abtastzeitpunkte der I-Signalkomponente in solchen Zeitabständen abgetastet wird, die Vielfachen der Viertelperiodendauer der Trägerfrequenz entspricht, daß die Abtastwerte der Q-Signalkomponente mit unterschiedlichen Faktoren gewichtet werden (zur näherungsweise Realisierung einer Hilbert-Transformation durch den sog. Hilbert-Abtaster), so daß ohne Zuhilfenahme zusätzlicher Filter (im Gegensatz zu den Quadraturempfängern) die einfache Summe der I- und Q-Signalkomponenten das benötigte analytische Signal ergibt.



DE 42 19 417 C 2

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren für den Empfang von schmalbandigen Signalen nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Das vorgestellte Verfahren soll zur Demodulation von amplituden-, phasen- oder frequenzmodulierten Signalen oder einer Kombination der drei Modulationsarten gleich gut geeignet sein.

Es ist bekannt, daß zum störsicheren Empfang von Langwellen-Signalen besonders gut inkohärente Empfänger und insbesondere Quadraturempfänger geeignet sind (deutsche Patentschrift Nr. P 37 33 967). Als klassischer Empfänger ist hier der Quadraturüberlagerungsempfänger zu nennen (Lüke, Signalübertragung, Springer-Lehrbuch 1990, 4. Auflage, Seiten 110—113) (H.W. Schüssler, Netzwerke, Signale und Systeme, Springer-Lehrbuch 1984, 2. Auflage, Seiten 431—446). Im Anschluß an Antenne, Verstärkung und Filterung wird das Eingangssignal einer Sinus- und einer Cosinus-Mischstufe zugeführt. Es entstehen Inphase (I) und Quadraturphase (Q). Im sogenannten Zwischenfrequenzbereich erfolgt dann eine Filterung. Die zwei Signaläste werden zu einem komplexen analytischen Signal zusammengefaßt. Dieses analytische Signal besitzt nur für positive Frequenzen Spektralanteile, so daß es bei einer Unterabtastung zu keinem Aliasing durch negative Frequenzanteile kommen kann.

In der deutschen Patentschrift Nr. P 37 33 967 ist eine digitale Variante vorgeschlagen worden, bei der die Erzeugung der I- und Q-Phase durch eine um T/4 zur Abtastfrequenz verschobene Abtastung vorgenommen wird. Hier entsteht ebenso nach Zwischenfrequenzbereichsfilterung ein analytisches Zeitsignal.

Eine Demodulation von amplitudenmodulierten Signalen kann hierbei durch Quadratur und Wurzelbildung erreicht werden, während zur Demodulation von phasenmodulierten Signalen eine Arcustangens-Berechnung nötig ist. Für die Frequenzdemodulation muß nach einer Phasendemodulation noch die zeitliche Ableitung gebildet werden. (Lüke, Signalübertragung, Springer-Lehrbuch 1990, 4. Auflage, Seiten 232—237) (J. Wietzke, Darmstädter Promotionsschrift 1988, Kriterien zur einheitlichen Beurteilung der prinzipiellen Leistungsfähigkeit verschiedener Zeitzeichenempfänger unter Einbeziehung neuer digitaler Varianten, Seite 10).

Weiterhin ist bekannt, daß die Hilbert-Transformation ein spezielles Filter darstellt, das mittels einer speziellen Frequenzcharakteristik aus der Inphasekomponente die Quadraturkomponente erzeugt (H.W. Schüssler, Netzwerke, Signale und Systeme, Springer-Lehrbuch 1984, 2. Auflage, Seiten 475—481) (Kammeyer/Kroschel, Digitale Signalverarbeitung, Teubner Studienbücher 1989, Seiten 119—122). Im Digitalbereich kann hier das zugehörige Filter z. B. nach dem Verfahren der "Impulsinvarianten Transformation" oder dem "Verfahren der kleinsten Quadrate" entworfen werden.

Schließlich ist das CORDIC-Verfahren als eine iterative Prozedur bekannt (Zeitschrift "IRE Transactions on Electronic Computers", Sept. 1959, J.E. Volder, The CORDIC Trigonometric Computing Technique), die zur Berechnung verschiedener trigonometrischer Funktionen geeignet ist. Im speziellen kann bei Initialisierung mit X-Register = x, Y-Register = y, Phasenregister = 0 im "Rotationsmodus" eine Berechnung von Radius  $R = (x^2 + y^2)^{0.5}$  und Phase  $\Theta = \arctan(y/x)$  erfolgen.

Diese bekannten Verfahren haben jedoch Nachteile. Bei der Quadraturüberlagerung und Quadraturabtastung ist in jedem Fall im Zwischenfrequenzbereich eine Filterung durchzuführen, was einen zusätzlichen Aufwand darstellt. Die Zwischenfrequenz wird hierbei meist fest gewählt. Dies führt, da sowohl Inphase als auch Quadraturphase ohne Aliasing entstehen müssen, zu erheblichen Einschränkungen in der Wahl der Abtastrate der (Abtast)-Mischer.

Die Abtastung oberhalb der Nyquistrate in Verbindung mit der Hilbert-Transformation als Digitalfilter ist bei der heutigen Leistungsfähigkeit der Prozessoren nur bei tiefen Frequenzen möglich. Hierbei wird auf die für Bandpaßsignale eingeschränkten Anforderungen an die Hilbert-Transformation keine Rücksicht genommen.

Bei der Demodulation mit Hilfe der Inphase- und Quadraturkomponente ist für die Phasenmodulation (Arcustangens) eine direkte algebraische Berechnung über Reihenentwicklung sehr aufwendig.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Erzeugung von Inphase- und Quadraturkomponente für Bandpaßsignale in einem Universalempfänger, d. h. einem Empfänger, der für alle Modulationsarten eingerichtet ist, zu ermöglichen.

Diese Aufgabe wird bei einem gattungsgemäßen Verfahren durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

In weiterer Ausgestaltung der Erfindung, insbesondere zur Realisierung eines universellen Demodulators, kommt der CORDIC-Prozessor zum Einsatz, der eine Phasen- und Amplitudendemodulation durchführt. Wurde eine Unterabtastung durch den Hilbert-Abtaster vorgenommen, so braucht der rotierende Trägerfrequenzzeiger nicht berücksichtigt zu werden. Für frequenzmodulierte Signale ist eine mathematische Differenzierung über mehrere benachbarte Werte des Phasendemodulators durchzuführen. Eine Realisierung des CORDIC-Prozessors mit geringem Aufwand stellt die Zustandsmaschine dar, während für maximale Verarbeitungsgeschwindigkeit eine vollständige Pipeline-Struktur zu bevorzugen ist.

Zur Frequenzdemodulation kann unmittelbar die I- und Q-Phase benutzt werden. Hier ist die normierte Produktregel entsprechend

$$(I \, dQ/dt - Q \, dI/dt)/(I^2 + Q^2)$$

zu berechnen.

Tastet der Hilbert-Abtaster im Abstand T/4 der Signalfrequenz ab, so werden die weiteren durchzuführenden Operationen, um die I- und Q-Phase zu erzeugen, minimal.

Innerhalb dieser Impulsgruppen kann durch eine Gewichtung der Abtastwerte für spezielle Verhältnisse von Bandbreite zu Mittenfrequenz durch den Hilbert-Abtaster eine gute Näherung an den Hilbert-Transformator

erreicht werden.

Die mit der Erfindung erzielten Vorteile bestehen insbesondere darin, daß der Aufwand für die Hilbert-Transformation durch den Hilbert-Abtaster besonders gering wird. Die wichtigsten drei Vorteile sind:

- a) Es ist im Gegensatz zu den Quadraturempfängern keine weitere Zwischenfrequenzfilterung nötig. 5
- b) Bereits bei wenigen gewichteten Abtastwerten, siehe Tabelle 1–3, erreicht man sehr gute Resultate. So wird durch den symmetrischen Hilbert-Abtaster erster Ordnung bereits ein Fehler kleiner  $5 \cdot 10^{-5}$  erreicht, was dem Fehler bei einer 14-Bit-Quantisierung entspricht. Bei den Quadraturempfängern ist bei gleichem Verhältnis von Bandbreite zu Mittenfrequenz der Fehler um den Faktor 1000 größer.
- c) Durch die CORDIC-Demodulation wird vor allem bei Phasendemodulation ein erheblicher Aufwandsvorteil gegenüber der direkten algebraischen Berechnung erreicht. 10

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in Zeichnungen dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben.

Fig. 1 zeigt die klassische Realisierung der I/Q-Erzeugung durch Mischen mit den Signalen der Form  $\cos(2\pi f_m t)$  und  $-j\sin(2\pi f_m t)$ . Bei dieser Realisierung muß im ZF-Bereich  $f_z = f_0 - f_m$  eine Bandpaß-Filterung durchgeführt werden. Das ist in Fig. 2 im Spektralbereich veranschaulicht. Fig. 2(a) zeigt das Bandpaßsignal am Eingang des Empfängers. Nach der Multiplikation mit dem  $\cos$ -Signal (Spektrum:  $S_{2\cos}(f)$ ) bzw. dem  $\sin$ -Signal (Spektrum:  $S_{-j2\sin}(f)$ ) entstehen im Frequenzbereich durch Faltung die Inphasekomponente  $I(f)$  und die Quadraturkomponente  $jQ(f)$ , siehe Fig. 2(d) und (e). Diese zwei Signale werden zu einem komplexen Signal  $I + jQ$  zusammengefaßt, siehe Fig. 2(f). Abschließend muß noch die erwähnte Bandpaßfilterung ausgeführt werden. Es resultiert das Spektrum aus Fig. 2(g). Zu beachten ist, daß dieses Spektrum keine Anteile bei negativen Frequenzen besitzt. Dieses Signal wird als analytisch bezeichnet (H.W. Schüssler, Netzwerke, Signale und Systeme, Springer-Lehrbuch 1984, Seite 477; Lüke, Signalübertragung, Springer-Lehrbuch 1990, Seite 107). Die Eigenschaft ist für alle inkohärenten Empfänger mit I- und Q-Phase typisch und wird deshalb hier besonders hervorgehoben. 25

Sucht man auf direktem Weg ein Filter, welches aus einem reellen Signal ein analytisches Signal bildet, so bietet sich hierfür der Hilbert-Transformator an, siehe Fig. 3 und Fig. 4. Die Addition des mit  $jH(f)$  multiplizierten Eingangssignals  $S(f)$  und des Eingangssignals selbst führt zu dem gesuchten analytischen Signal.

Die zugehörige Impulsantwort und Übertragungsfunktion des Hilbert-Transformators ergeben sich durch einfache Berechnung mit Hilfe der Definition der Fourier-Transformation zu  $h(t) = 1/(\pi t)$  (H. Marko, Methoden der Systemtheorie, 2. Auflage, Springer Verlag, Seite 125). 30

Eine Realisierung des Hilbert-Transformators ist nur näherungsweise möglich, da das Spektrum Sprungstellen aufweist.

Für ein schmalbandiges Bandpaß-Signal ergeben sich sehr viel geringere Anforderungen an den Hilbert-Transformator als bei einem breitbandigen Signal. Hier muß lediglich sichergestellt werden, daß im Bereich  $\Delta f$  um  $f_0$  die Hilbert-Transformationsbedingung gültig ist, siehe Fig. 5. 35

Im folgenden werden Hilbert-Abtastempfänger verschiedener Näherung und Komplexität vorgestellt, deren Ordnung  $i$  sich aus der Anzahl der verwendeten Abtastwerte im Q-Zweig ergibt:

Ordnung  $i = > 2^i$ -Abtastwerte. 40

Die Forderung aus Fig. 5 wird schon recht gut durch eine analoge Laufzeitleitung mit der Laufzeit  $T_L = 1/(4f_0)$  angenähert. Dies läßt sich auch aus der zweiten Bezeichnung "90°-Phasenschieber" für einen Hilbert-Transformator ableiten. 45

Der Realteil bei diesem System wird bei  $f = + / - f_0$  identisch Null und der Imaginärteil ergibt sich bei  $f = + / - f_0$  zu

$$\text{Im}\{H_{BP}(+/- f_0)\} = -/+ j. \quad 50$$

Dieser Ansatz läßt sich leicht in den Digitalbereich transformieren, siehe Fig. 6(b).

Der Verzögerung im Q-Zweig des analogen Hilbert-Transformators entspricht bei der Abtastung im Digitalbereich eine um  $T_L$  voreilende Abtastung.

Da hier jeweils nur ein Abtastwert zur Realisierung des Hilbert-Transformators benutzt wird, soll dieses System mit "Hilbert-Abtaster nullter Ordnung" bezeichnet werden. Da Hilbert-Abtaster nullter Ordnung und Quadraturabtastempfänger nach der deutschen Patentschrift Nr. P 37 33 967 sehr ähnlich erscheinen, seien in Fig. 7 diese beiden Abtastprinzipien zur Verdeutlichung einander gegenübergestellt. Der Parameter  $M$  beschreibt hierbei den Faktor der Unterabtastung gegenüber einer Abtastung mit Nyquistrate d. h. Abtastrate mit dem Doppelten des höchsten Signalfrequenzanteils.  $M = 1$  beschreibt somit eine Abtastung mit Nyquistrate.  $M = 2$  beschreibt eine Unterabtastung um den Faktor 2 usw. Bei der Hilbert-Abtastung nullter Ordnung wird eine um  $90^\circ$  zur Signalperiode ( $T_L = 1/(4f_0)$ ) verschobene Abtastung vorgenommen, während bei der Quadraturabtastung eine zur Abtastperiode um  $90^\circ$  verschobene Abtastung vorgenommen wird ( $T_L = 1/(4f_A)$ ). 55

Der Hilbert-Abtaster nullter Ordnung liefert für sehr schmalbandige Signale recht gute Ergebnisse, die durch Hinzunehmen weiterer Abtastwerte (und eventuelle Gewichtung) noch verbessert werden können. Prinzipiell sind zwei verschiedene Strategien denkbar: 60

- a) Nimmt man noch Terme mit größerer Laufzeit, die günstigerweise ungerade Vielfache der Verzögerung  $T_L$  sind, hinzu, siehe Fig. 8(a), so wird eine Art Fourier-Reihenentwicklung der Hilbert-Spektralfunktion in

dem betrachteten Bandpaß-Bereich durchgeführt. Diese Näherung soll als unsymmetrisch bezeichnet werden. Betrachtet man die I-Abtastung als Nullpunkt der Impulsgruppe, so liegt eine rein akusale Impulsgruppe vor.

b) Man benutzt die Tatsache, daß eine ungerade reelle Zeitfunktion ein rein imaginäres ungerades Spektrum besitzt. Da der Realteil gleich Null ist, wird auch der entsprechende Fehler identisch Null. Die durch Fig. 8(b) realisierte Abtastfolge soll als symmetrisch (sie ist genau genommen schief-symmetrisch) bezeichnet werden, da jede Impulsgruppe auch symmetrisch ist.

Als Verfahren zur Optimierung der Koeffizienten wurde ein modifiziertes Gradientenabstiegsverfahren benutzt, wie es z. B. in (Engeln-Müllges/Reuter, Numerische Mathematik für Ingenieure, BI Wissenschaftsverlag, 5. Auflage, Seite 170) beschrieben ist.

Nun seien noch die Ergebnisse der Optimierung kurz erläutert. Die Optimierung wurde für drei Signale vorgenommen, wobei das Fehlermaß folgendermaßen gewählt wurde:

Minimum des maximalen Fehlers:  $|H_{BP,n}(f) - 1| + |f - f_0 - \Delta f/2| < f < f_0 + \Delta f/2$ .

Die Tabellen 1 bis 3 zeigen die Ergebnisse der Optimierung. Die verwendeten Signale waren:

- a) DCF77-Signal mit  $f_0 = 77.5$  kHz und  $\Delta f = 20$  Hz
- b) DCF77-Signal mit  $f_0 = 77.5$  kHz und  $\Delta f = 1$  kHz
- c) FAX-ZF-Signal mit  $f_0 = 455$  kHz und  $\Delta f = 6$  kHz

Es zeigt sich im oberen Teil von Tabelle 2, daß bereits der symmetrische Hilbert-Abtaster erster Ordnung (d. h. ein I-Abtastwert mit Gewicht 1 und zwei Q-Abtastwerte mit einem Gewicht von  $\pm 0.5$ ), bei allen Beispielsignalen für eine 14-Bit-Quantisierung vollkommen ausreichend ist. Dem entspricht ein maximaler Fehler von  $2^{-14} = 6.1 \cdot 10^{-5} = 6.1 \cdot 10^{-3}\%$ .

Während in den Tabellen 1 und 2 die Ergebnisse einer rechnergenauen Optimierung dargestellt sind, zeigt die Tabelle 3 das Resultat einer Vereinfachung für eine technisch günstige Realisierung. So kann ein Koeffizient 0.5 im binären Zahlensystem durch eine einfache Verschiebeoperation realisiert werden. Ein Koeffizient 1.5 benötigt lediglich eine Verschiebeoperation und eine Addition. Die Tabelle 3 enthält auch die maximale Bandbreite  $\Delta f$  in Hz für DCF77 Signale und das Verhältnis  $\Delta f/f_0$  für beliebige Bandpaßsignale für verschiedene Anforderungen an die Auflösung in Bit. Ist eine  $n$  Bit Auflösung gefordert, so ergibt sich eine zu tolerierende Abweichung vom idealen Hilbert-Transformator von  $E = 2^{-n} = 10^{-n \cdot 6/20}$ .

Wie im letzten Abschnitt gezeigt, läßt sich ein Hilbert-Abtastempfänger für Bandpaß-Signale mit relativ geringem Fehler und wenig Aufwand realisieren. Setzen wir nun den Hilbert-Abtaster wie in Fig. 9 ein, so ergibt sich ein komplexes analytisches Signal. Dieses Signal kann nun reduziert werden, ohne daß eine "Integer-Band"-Verletzung auftreten kann, da ja ein analytisches Signal vorliegt, siehe Fig. 10. Da die Hilbert-Transformation mit einem reinen Abtastempfänger (mit gewichteten Koeffizienten) durchgeführt wird, kann die Abtaststratenreduktion  $M_1$  unmittelbar mit in die Abtastung hineingenommen werden. Im einzelnen zeigt Fig. 10(a) das (bandpaßgefilterte) Signal am Eingang des Empfängers. In Fig. 10(b) ist die Summe aus Hilbert-Transformierten und dem Eingangssignal selbst dargestellt, wie sie aufgrund der speziellen Lage der Abtastzeitpunkte des Hilbert-Abtasters entsteht. Da es durch A/D-Wandlung und Abtaststratenreduktion um  $M_1$  durch die Unterabtastung zu einer periodischen Fortsetzung des analytischen Spektrums aus Fig. 10(b) kommt, ist im Spektralbereich eine Faltung mit  $D_1(f)$  auszuführen, was Fig. 10(d) zeigt. Das nun vorliegende digitale Signal (Zeitfunktion:  $s_d[n] + js_dQ[n] = s_d[n]$ ; Spektrum:  $S_d(e^{j\omega})$ ) kann nun in einer zweiten Dezimationsstufe um  $M_2$  weiter reduziert werden, bis die Wiederholerspektren aneinandergrenzen, siehe Fig. 10(e). Insgesamt wurde somit eine Reduktion um  $M = M_1 M_2$  vorgenommen. Am Ausgang des Empfängers entsteht somit das digital dezimierte Signal  $s_{dd}[n]$  mit zugehörigem Spektrum  $S_{dd}(e^{j\omega})$ .

Abschließend seien zwei konkrete Ausprägungen eines Hilbert-Abtastempfängers erster Ordnung angegeben:

Fig. 11 zeigt den Hilbert-Abtaster erster Ordnung mit mehreren Abtastern und einem A/D-Wandler im Multiplexbetrieb. Das am Empfängereingang anliegende Signal wird durch einen Vorkreis gefiltert und verstärkt. Es schließen sich ein I-Abtaster und zwei Abtaster für den Q-Zweig an. Die Abtastproben werden im Abstand  $T/4$  der Trägerfrequenz dem Eingangssignal entnommen und in den Kondensatoren gespeichert. Anschließend wird über eine analoge Auswahlschaltung (Multiplexer) je ein Spannungswert dem A/D-Wandler zugeführt. Die vorliegenden digitalen Signale werden digital gewichtet und dann dem CORDIC-Prozessor zugeführt, der unmittelbar eine AM- und PM-Demodulation durchführt.

Fig. 12 zeigt den Hilbert-Abtaster erster Ordnung mit mehreren A/D-Wandlern. Das am Empfängereingang anliegende Signal wird durch einen Vorkreis gefiltert und in den einzelnen Zweigen getrennt verstärkt. Die Verstärkung kann hierbei bereits die Koeffizientengewichtung enthalten. Es schließen sich ein I-A/D-Wandler und zwei A/D-Wandler für den Q-Zweig an. Die Abtastproben der Wandler werden im Abstand  $T/4$  der Trägerfrequenz dem Eingangssignal entnommen. Die vorliegenden digitalen Signale werden dann von einem CORDIC-Prozessor eingelesen, der unmittelbar eine AM- und PM-Demodulation durchführt.

Die Vorteile des Hilbert-Abtastempfängers lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- Durch die Erzeugung einer I- und Q-Phase erhält man ein komplexes analytisches Signal.
- Abtastempfänger sind geeigneter als der (analoge) Quadraturüberlagerungsempfänger zur Erzeugung der I- und Q-Phase, da die Multiplikation durch einfache Abtastung ersetzt wird.
- "Integer-Band"-Abtastung und Quadraturabtastung erfordern eine sorgfältige Wahl der Parameter  $M$ ,  $k$  und

$f_A$  bei Unterabtastung, damit es zu keiner "Integer-Band"-Verletzung kommt.

Der Hilbert-Transformator läßt sich sehr gut durch einen Hilbert-Abtaster annähern.

Der Hilbert-Abtastempfänger eignet sich besser als die Quadraturabtastung bei Unterabtastung, da keine weitere Filterung zur Erzeugung von I- und Q-Phase nötig sind und es außerdem bei der Hilbert-Abtastung zu keiner "Integer-Band"-Verletzung kommen kann.

Von besonderem Interesse für den Einsatz des CORDIC-Algorithmus als Demodulator ist die Binärzahlen-Darstellung, die das direkte Ergebnis der A/D-Wandlung ist. Weiterhin wird von der Möglichkeit, das CORDIC-Prinzip zur Transformation von rechtwinkligen in polare Koordinaten (X,Y nach R,  $\Theta$ ) einzusetzen, Gebrauch gemacht, da dies unmittelbar eine AM- bzw. PM-Demodulation darstellt. Eine klassische Berechnung der polaren Koordinaten mit  $R = (X^2 + Y^2)^{0.5}$  und  $\Theta = \arctan(Y/X)$  bedarf einer umfangreichen Berechnung und wird durch den CORDIC-Algorithmus wesentlich vereinfacht.

Der CORDIC-Algorithmus ist eine iterative Prozedur, bei der ein Zeiger in der X,Y-Ebene in jedem Schritt um einen bestimmten Winkel  $+/- \alpha_i$  rotiert wird. Hierbei unterscheidet man die Vektorisierung (X,Y nach R, $\Theta$ ), die der Demodulation entspricht und die Rotation (R, $\Theta$  nach X,Y), die einer Modulation entspricht.

Wir wollen uns im folgenden auf die Vektorisierung beschränken, da eine Berechnung von (R, $\Theta$ ) zu realisieren ist. Anhand des Beispiels aus Fig. 13 sei das prinzipielle Vorgehen erläutert. Ausgangspunkt ist der Vektor "1", der als X- und Y-Koordinatenwert gegeben ist. Dieser Vektor wird nun in jedem Iterationsschritt um einen Winkel  $+/- \alpha_i$  so gedreht, daß er letztlich auf der X-Achse zu liegen kommt. Der akkumulierte Winkel

$$D = \sum_{i=1}^{i=n} \alpha_i$$

stellt die gesuchte Phase dar, während der Wert von  $X_n$  dem gesuchten Radius entspricht. Es läßt sich zeigen (Zeitschrift "IRE Transactions on Electronic Computers" Sept. 1959, J.E.Volder, The CORDIC Trigonometric Computing Technique), daß die Vektordrehung auf einfache arithmetische Schiebe- und Addieroperationen zurückgeführt werden kann:

$$\begin{aligned} X_{i+1} &= X_i - Y_i / 2^{(i-2)} \\ Y_{i+1} &= Y_i + X_i / 2^{(i-2)} \end{aligned}$$

Man erkennt, daß die Berechnungen von  $X_{i+1}$  und  $Y_{i+1}$  schaltungstechnisch sehr einfach (Verschiebe-Operation und Addition) durchzuführen sind.

Der CORDIC-Algorithmus läßt sich sowohl in einer Zustandsmaschine als auch in einer vollständigen Pipeline-Struktur realisieren.

Beide Architekturen lassen sich vorteilhaft mit einem programmierbaren Gate-Array realisieren. In Fig. 14 wird eine Zustandsmaschine mit Register-Rechenwerk vorgestellt, die dann bevorzugt wird, wenn möglichst wenig Platz in dem PGA-Baustein verbraucht werden soll.

Kommt es auf maximale Verarbeitungsgeschwindigkeit an, so wird jede Berechnungsstufe des Algorithmus in Hardware realisiert, was auf eine vollständige Pipeline-Struktur führt. Bei der vollständigen Pipeline-Struktur ist es möglich, daß das Phasenregister entsprechend so initialisiert wird, daß der rotierende Trägerfrequenzzeiger durch Berücksichtigung mit umgekehrten Vorzeichen in der weiteren Berechnung nicht berücksichtigt werden muß. Wird z. B. eine Nyquistabtastung vorgenommen so ist das Phasenregister abwechselnd mit  $0^\circ$  und  $180^\circ$  zu initialisieren. Eine solche vollständige Pipeline-Struktur, wie sie erfolgreich in einem programmierbaren Gate-Array implementiert wurde, ist in Fig. 15 dargestellt.

Bild- und Tabellenunterschriften

Fig. 1: Analoge Realisierung zur Erzeugung der I- und Q-Phase (Quadraturüberlagerungsempfänger)

Fig. 2: Spektrale Darstellung der analogen I/Q-Erzeugung

Fig. 3: Der Hilbert-Transformator

Fig. 4: Bildung eines analytischen Signals mit Hilfe eines Hilbert-Transformators

Fig. 5: Anforderungen an den Hilbert-Transformator bei Bandpaß-Signalen

Fig. 6: Analoger Hilbert-Transformator mit Laufzeitleitung und Hilbert-Abtaster nullter Ordnung

Fig. 7: Vergleich der Abtastfolgen von Hilbert-Abtaster nullter Ordnung und Quadraturabtastung bei Unterabtastung

Fig. 8: Abtastsequenz des Hilbert-Abtasters für den (a) unsymmetrischen und (b) symmetrischen Abtaster

Fig. 9: Hilbert-Abtastempfänger mit Unterabtastung

Fig. 10: Spektrale Darstellung zum Hilbert-Abtastempfänger mit Unterabtastung um den Faktor  $M_1 = 2$

Fig. 11: Hilbert-Abtastempfänger erster Ordnung mit A/D-Wandler im Multiplexbetrieb

Fig. 12: Hilbert-Abtastempfänger erster Ordnung mit 3 A/D-Wandlern und Koeffizientengewichtung durch Verstärkereinstellung

Fig. 13: Transformation von rechtwinkligen nach polaren Koordinaten mit Hilfe des CORDIC-Algorithmus

Fig. 14: CORDIC-Prozessor realisiert als Zustandsmaschine

Fig. 15: CORDIC-Prozessor als vollständige Pipeline-Struktur

Tabelle 1: Koeffizienten des unsymmetrischen Hilbert-Abtastempfängers Tabelle 2: Koeffizienten des symmetrischen Hilbert-Abtastempfängers Tabelle 3: Koeffizienten einer technisch günstigen Realisierung des Hilbert-

Tabelle 1

5

	Signal (a)	Signal(b)	Signal(c)
$i = 0$	$Q_{-1} = 1.0$	$Q_{-1} = 1.0$	$Q_{-1} = 1.0$
Max. Fehler in % :	$2.027 \cdot 10^{-2}$	0.1097	0.8976
$i = 1$	$Q_{-1} = 1.5029$	$Q_{-1} = 1.5023$	$Q_{-1} = 1.5023$
	$Q_{-3} = 0.5029$	$Q_{-3} = 0.5024$	$Q_{-3} = 0.5024$
Max. Fehler in % :	$1.2 \cdot 10^{-4}$	$8.49 \cdot 10^{-3}$	$8.83 \cdot 10^{-3}$
$i = 2$	$Q_{-1} = 1.500097$	$Q_{-1} = 1.500046$	$Q_{-1} = 1.500048$
	$Q_{-3} = 0.500099$	$Q_{-3} = 0.500015$	$Q_{-3} = 0.500016$
	$Q_{-5} = 0.0000002$	$Q_{-5} = -0.000108$	$Q_{-5} = -0.00011$
	$Q_{-7} = 0.0000096$	$Q_{-7} = -0.000076$	$Q_{-7} = -0.00008$
Max. Fehler in % :	$3.08 \cdot 10^{-6}$	$7.71 \cdot 10^{-3}$	$8.06 \cdot 10^{-3}$

25

Tabelle 2

30

	Signal (a)	Signal(b)	Signal(c)
$i = 1$	$Q_{-1} = 0.50000$	$Q_{-1} = 0.50001$	$Q_{-1} = 0.50001$
	$Q_{+1} = -0.50000$	$Q_{+1} = -0.50001$	$Q_{+1} = -0.50001$
Max. Fehler in % :	$1.03 \cdot 10^{-6}$	$2.57 \cdot 10^{-3}$	$2.68 \cdot 10^{-3}$
$i = 2$	$Q_{-1} = 0.56500$	$Q_{-1} = 0.56500$	$Q_{-1} = 0.56500$
	$Q_{+1} = -0.56500$	$Q_{+1} = -0.56500$	$Q_{+1} = -0.56500$
	$Q_{-3} = 0.06500$	$Q_{-3} = 0.06500$	$Q_{-3} = -0.06500$
	$Q_{+3} = -0.06500$	$Q_{+3} = -0.06500$	$Q_{+3} = -0.06500$
Max. Fehler in % :	$4.11 \cdot 10^{-8}$	$1.02 \cdot 10^{-4}$	$1.07 \cdot 10^{-4}$

50

55

60

65

Tabelle 3

Koeffizienten	Max. Fehler %	Auflösung/Bit	$\Delta f$ -DCF77	$\Delta f/f_0$	
$Q_{-1} = 1.0$	$3.98 \cdot 10^{-3}$	8	392.8	0.005069	5
$Q_{-1} = 1.0$	$2.51 \cdot 10^{-4}$	12	24.8	0.000320	
$Q_{-1} = 1.0$	$1.58 \cdot 10^{-5}$	16	1.56	0.000020	10
$Q_{-1} = 1.5; Q_{-3} = 0.5$	$3.98 \cdot 10^{-3}$	8	2542.4	0.032805	
$Q_{-1} = 1.5; Q_{-3} = 0.5$	$2.51 \cdot 10^{-4}$	12	638.5	0.008238	
$Q_{-1} = 1.5; Q_{-3} = 0.5$	$1.58 \cdot 10^{-5}$	16	160.4	0.002069	15
$Q_1 = -0.5; Q_{-1} = 0.5$	$3.98 \cdot 10^{-3}$	8	4403.9	0.056825	
$Q_1 = -0.5; Q_{-1} = 0.5$	$2.51 \cdot 10^{-4}$	12	1105.9	0.014269	
$Q_1 = -0.5; Q_{-1} = 0.5$	$1.58 \cdot 10^{-5}$	16	277.8	0.003584	20

## Patentansprüche

1. Empfänger für den Empfang von schmalbandigen Signalen spezieller Langwellensender für die Datenübertragung (z. B. DCF77, DCF37, DCFS4, usw.), der eine Antenne, Verstärker, Filter, Abtaster und digitale Schaltungen zur Signalauswertung enthält, und bei dem zwei Signalpfade mit den Signalkomponenten I und Q vorhanden sind, dadurch gekennzeichnet, daß die I-Signalkomponente mit einer festen Frequenz ( $1/T_a$ ) abgetastet wird (Fig. 8), daß die Q-Signalkomponente in der Umgebung der Abtastzeitpunkte der I-Signalkomponente in solchen Zeitabständen abgetastet wird, die Vielfachen der Viertelperiodendauer der Trägerfrequenz entspricht, daß die Abtastwerte der Q-Signalkomponente mit unterschiedlichen Faktoren gewichtet werden (zur näherungsweise Realisierung einer Hilbert-Transformation durch den sog. Hilbert-Abtaster), so daß ohne Zuhilfenahme zusätzlicher Filter (im Gegensatz zu den Quadratureempfängern) die einfache Summe der I- und Q-Signalkomponenten das benötigte analytische Signal ergibt. 25
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine nichtäquidistante Abtastung (Fig. 8) durchgeführt und unter Benutzung vorzugsweise optimierter Koeffizienten (Fig. 12 mit Tabelle 2) eine Abtast-Hilbert-Transformation sehr guter Näherung (Größenordnung der Fehler in Tabelle 3) bewirkt wird. 30
3. Verfahren nach Anspruch 1 und/oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die bei der Hilbert-Transformation entstehenden beiden Phasen einem CORDIC-Prozessor zugeführt werden, der eine AM- und eine PM-Modulation durchführt. 40
4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß für die Abtastung spezielle optimierte Koeffizienten nach den Tabellen 1 und 3 verwendet werden.
5. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß die (gewichteten) Abtastungen um eine Viertelperiode der Trägerfrequenz zueinander versetzt vorgenommen werden. 45
6. Anordnung nach Anspruch 1, 2, 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß der CORDIC-Prozessor in Form einer vollständigen Pipeline-Struktur oder in Form einer Zustandsmaschine realisiert ist.
7. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1, 2, 3, 4 und 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastung und Koeffizientengewichtung durch verschiedene A/D-Wandler mit zugehörigen Eingangverstärkern erfolgt. 50
8. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1, 2, 3, 4 und 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Analog/Digital-Wandlung mehrere Abtaster enthält, die von einem A/D-Wandler im MULTIPLEX gefolgt werden, wobei die Koeffizientengewichtung digital erfolgt.
9. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur FM-Modulation eine mathematische Differenzierung mehrerer benachbarter PM-Werte erfolgt (im einfachsten Fall eine Differenzbildung zweier benachbarter PM-Werte). 55
10. Anordnung nach Anspruch 1 und/oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß nach der Hilbert-Transformation die FM-Modulation durch Differentiation, Addition und Division entsprechend der normierten Produktregel erfolgt. 60
11. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1, 2, 3, 4, 7, 8 und 9, dadurch gekennzeichnet, daß eine Unterabtastung (d. h. unter Verletzung des bekannten Abtasttheorems) vorgenommen wird, bei der die jeweiligen Abtastsequenzen ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer der Trägerfrequenz auseinanderliegen (d. h. auf solche Art, daß der rotierende Trägerfrequenzzeiger bei jeder Abtastung gleich zu liegen kommt). 65
12. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1, 2, 3, 4, 7, 8 und 9, dadurch gekennzeichnet, daß eine Überabtastung vorgenommen wird, bei der das Phasenregister des CORDIC-Prozessors entsprechend der Trägerphase negativ initialisiert wird.

13. Anordnung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß zur Realisierung eines universellen Langwellendatenempfängers den Abtastern wahlweise verschiedene, auf die unterschiedlichen Sender abgestimmte Abtastfrequenzen zugeführt werden.

5

Hierzu 7 Seite(n) Zeichnungen

10

15

20

25

30

35

40

45

50

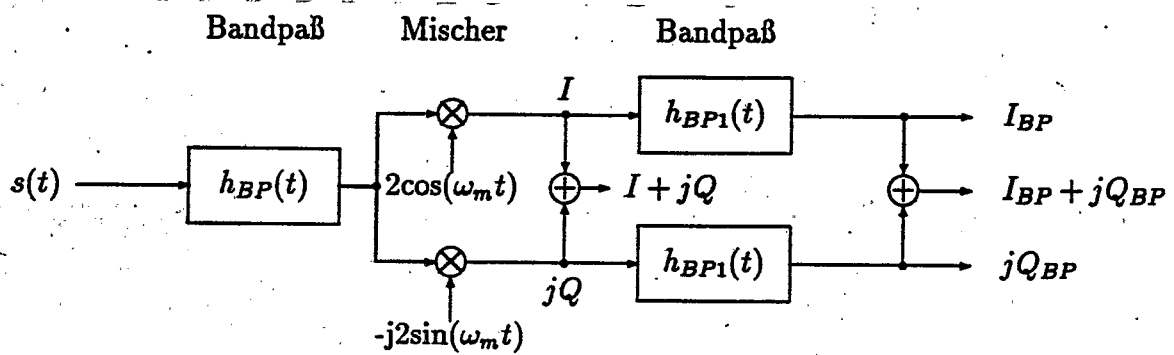
55

60

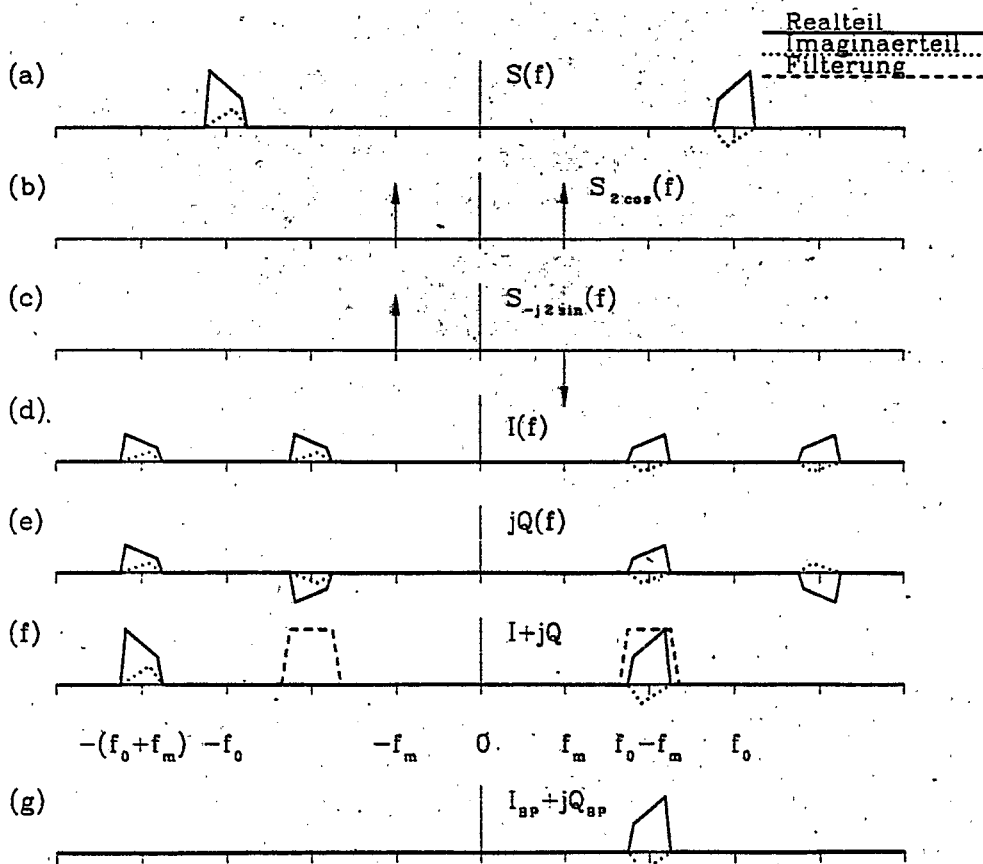
65



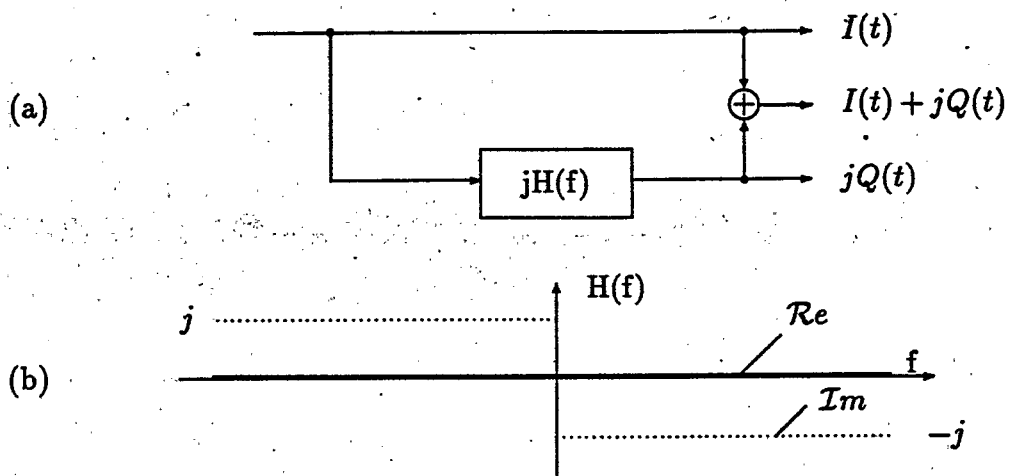
- Leerseite -



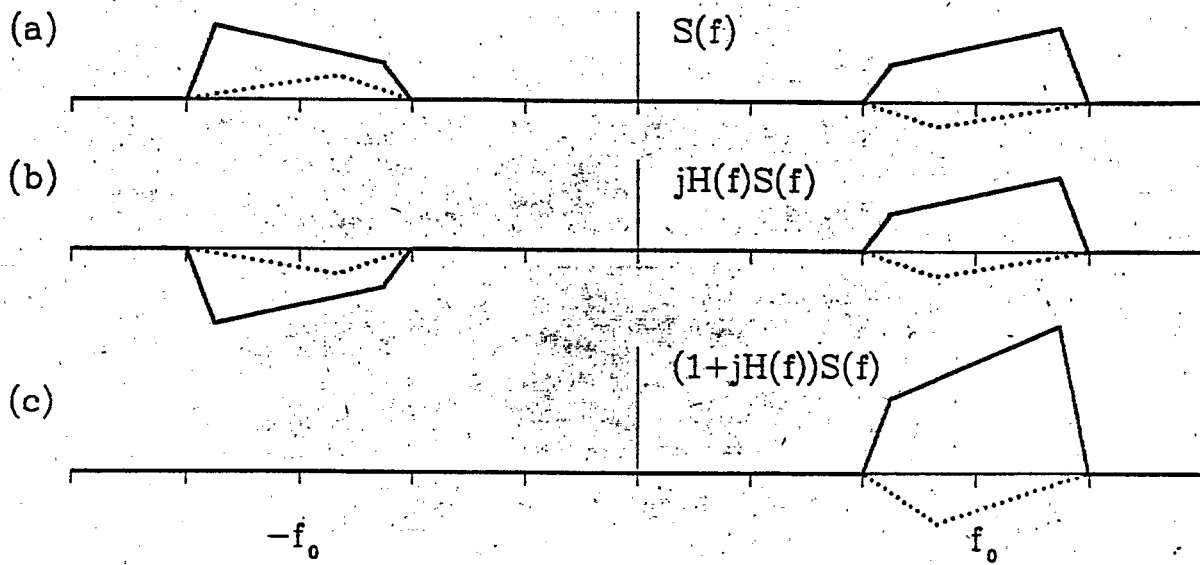
Figur 1



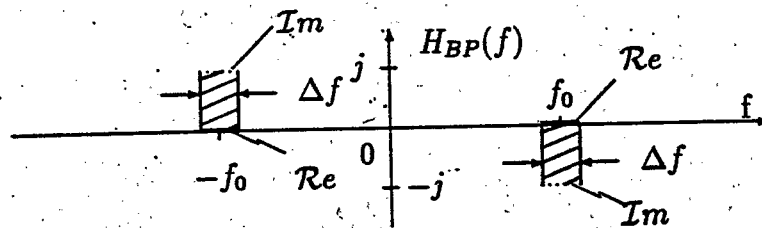
Figur 2



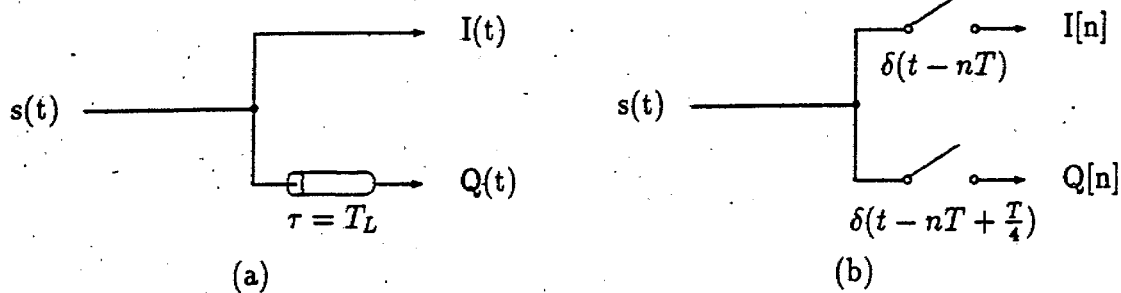
Figur 3



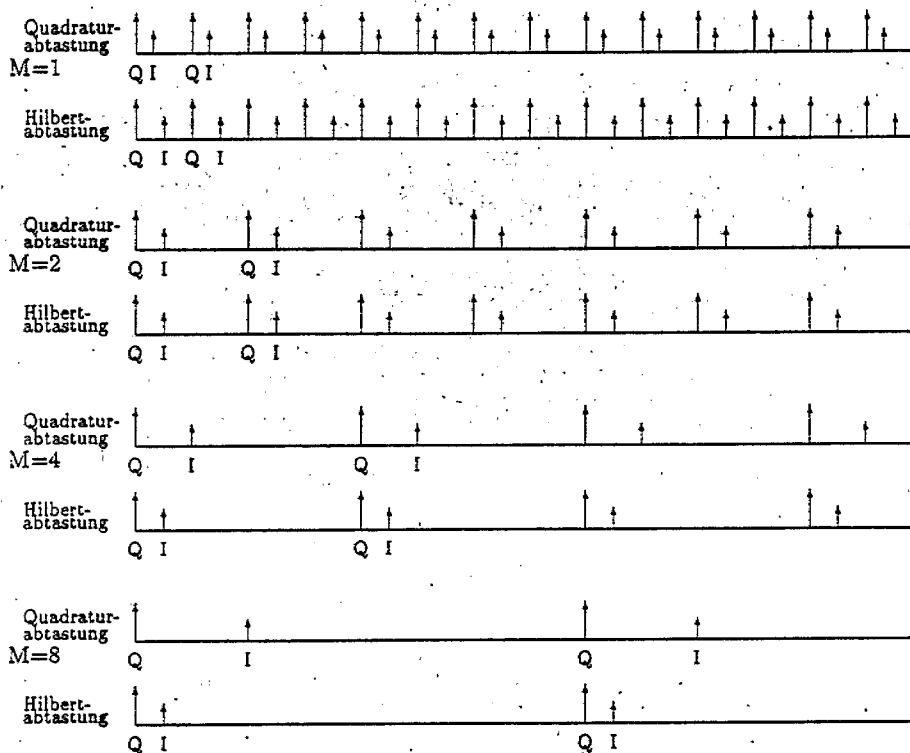
Figur 4



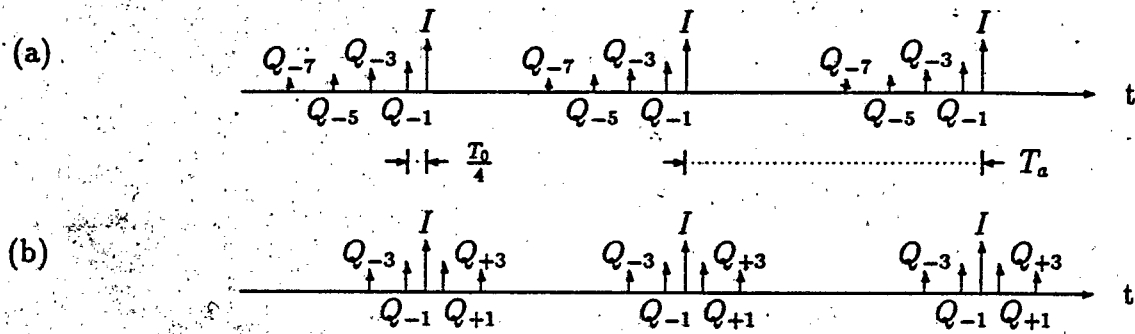
Figur 5



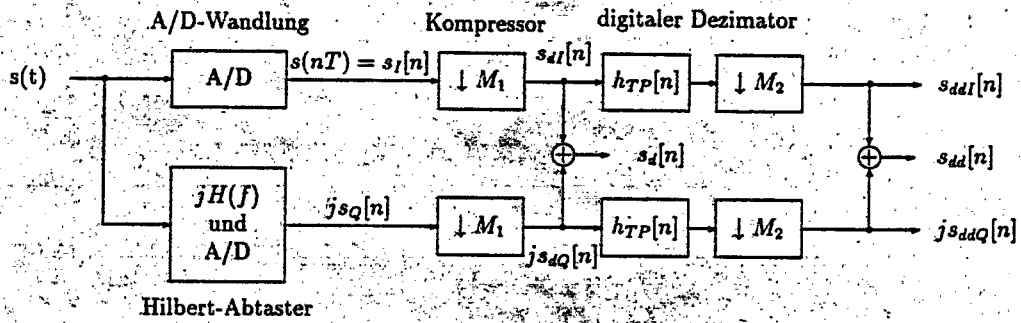
Figur 6



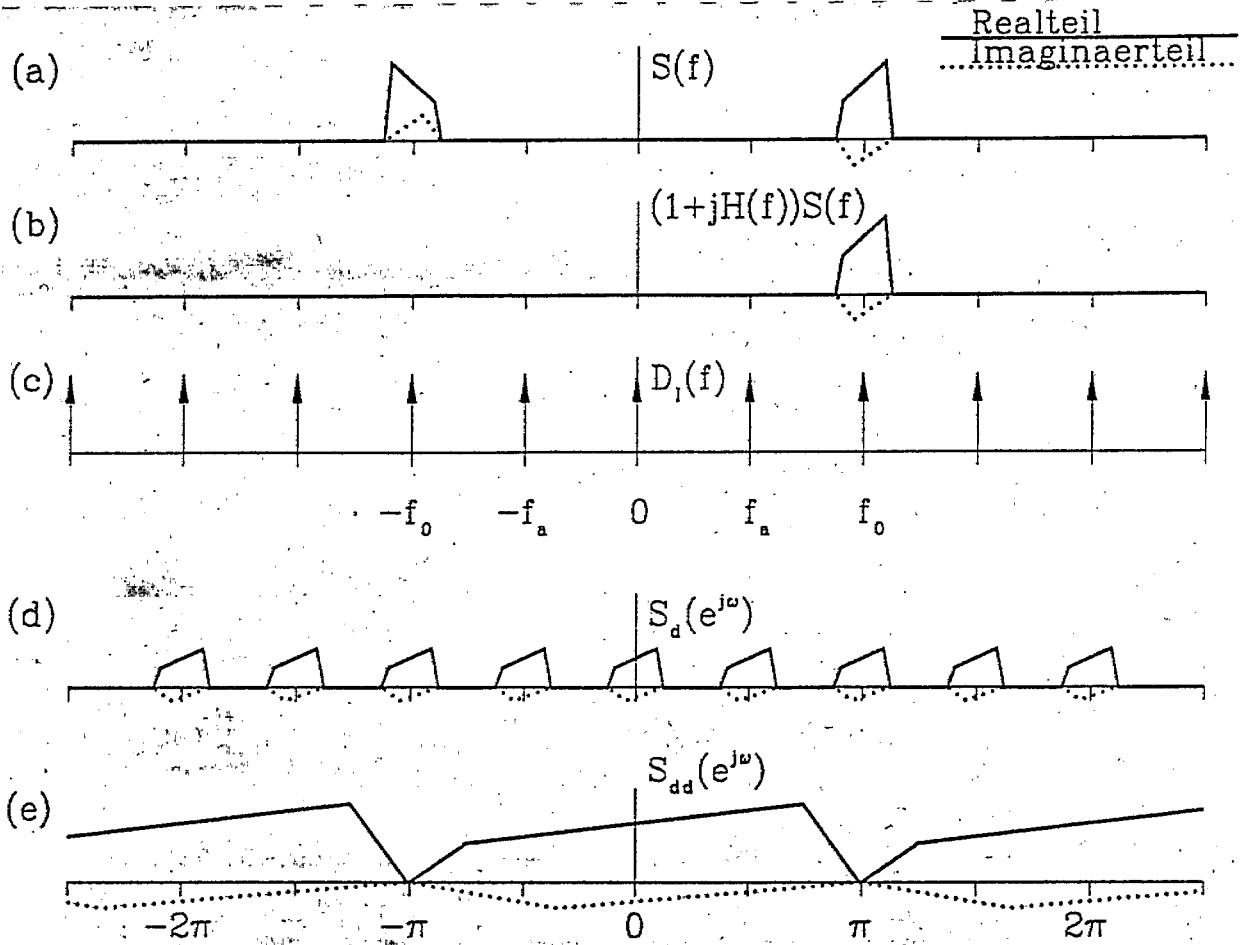
Figur 7



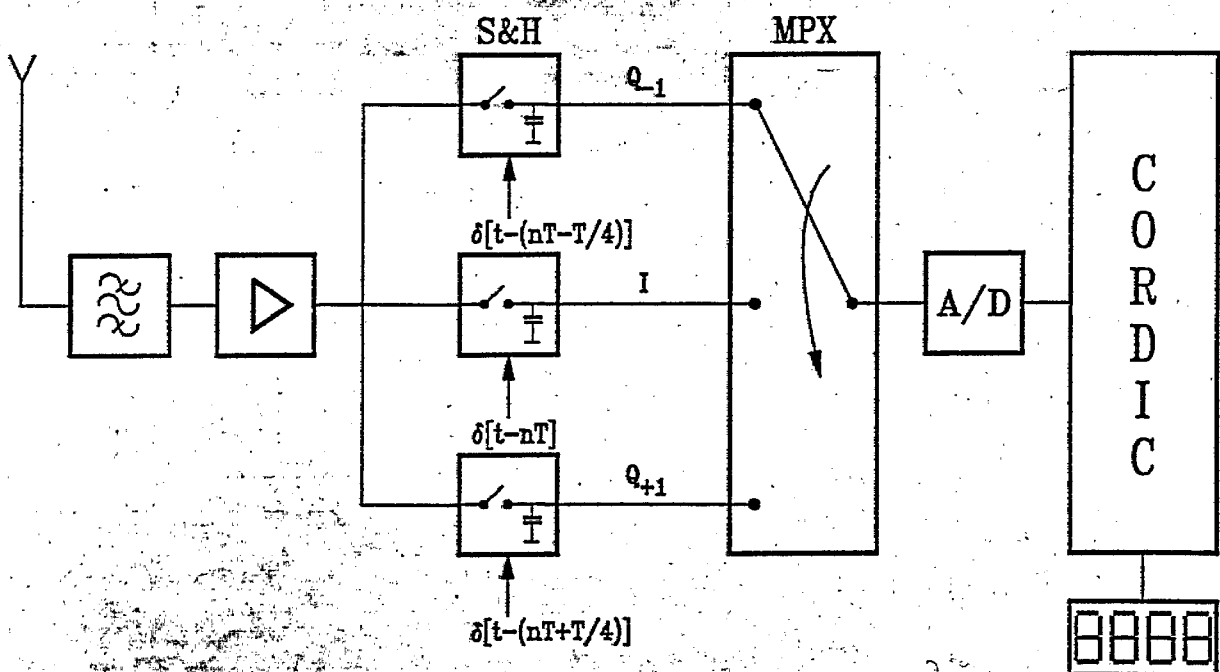
Figur 8



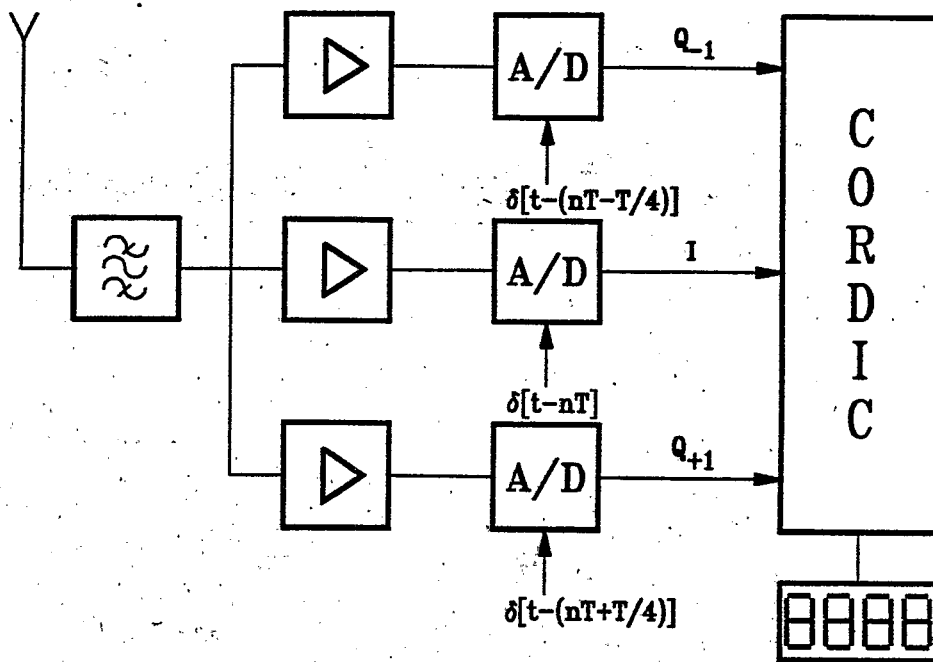
Figur 9



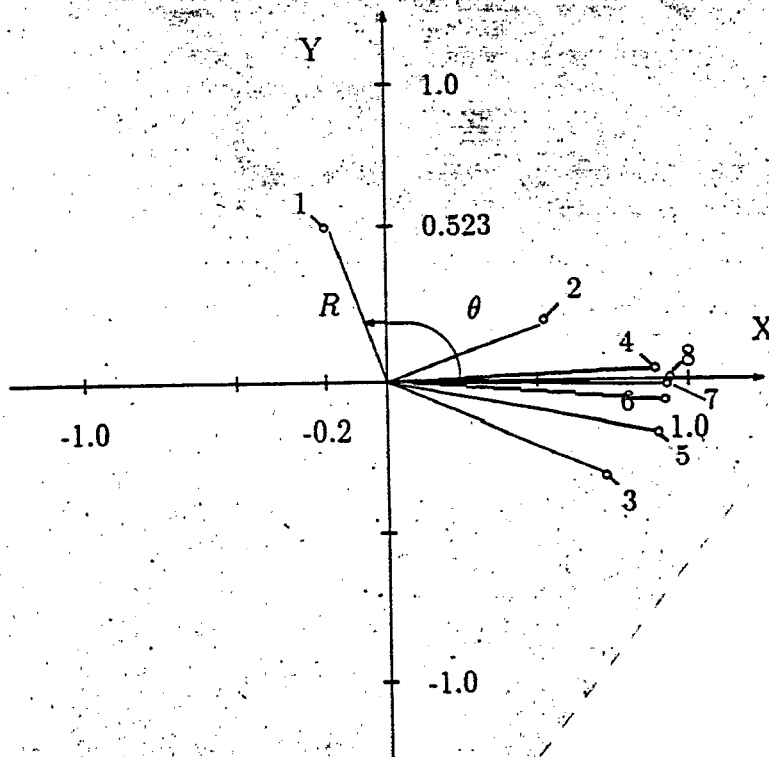
Figur 10



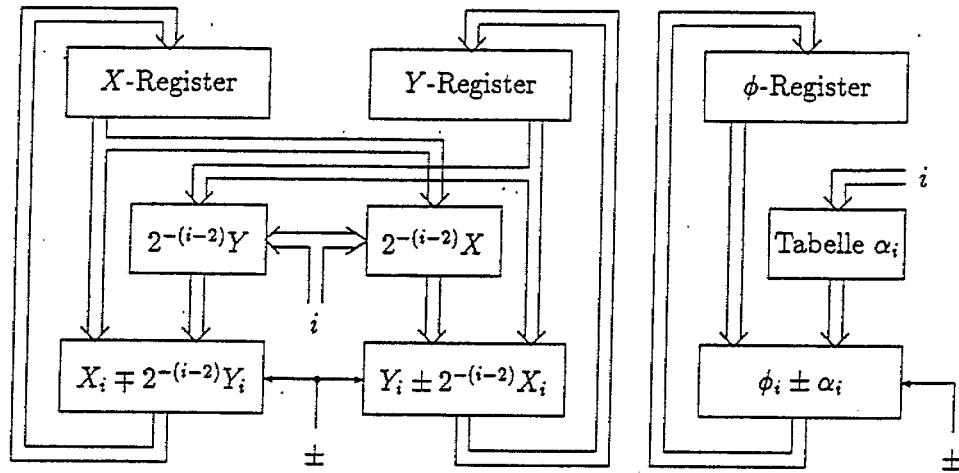
Figur 11



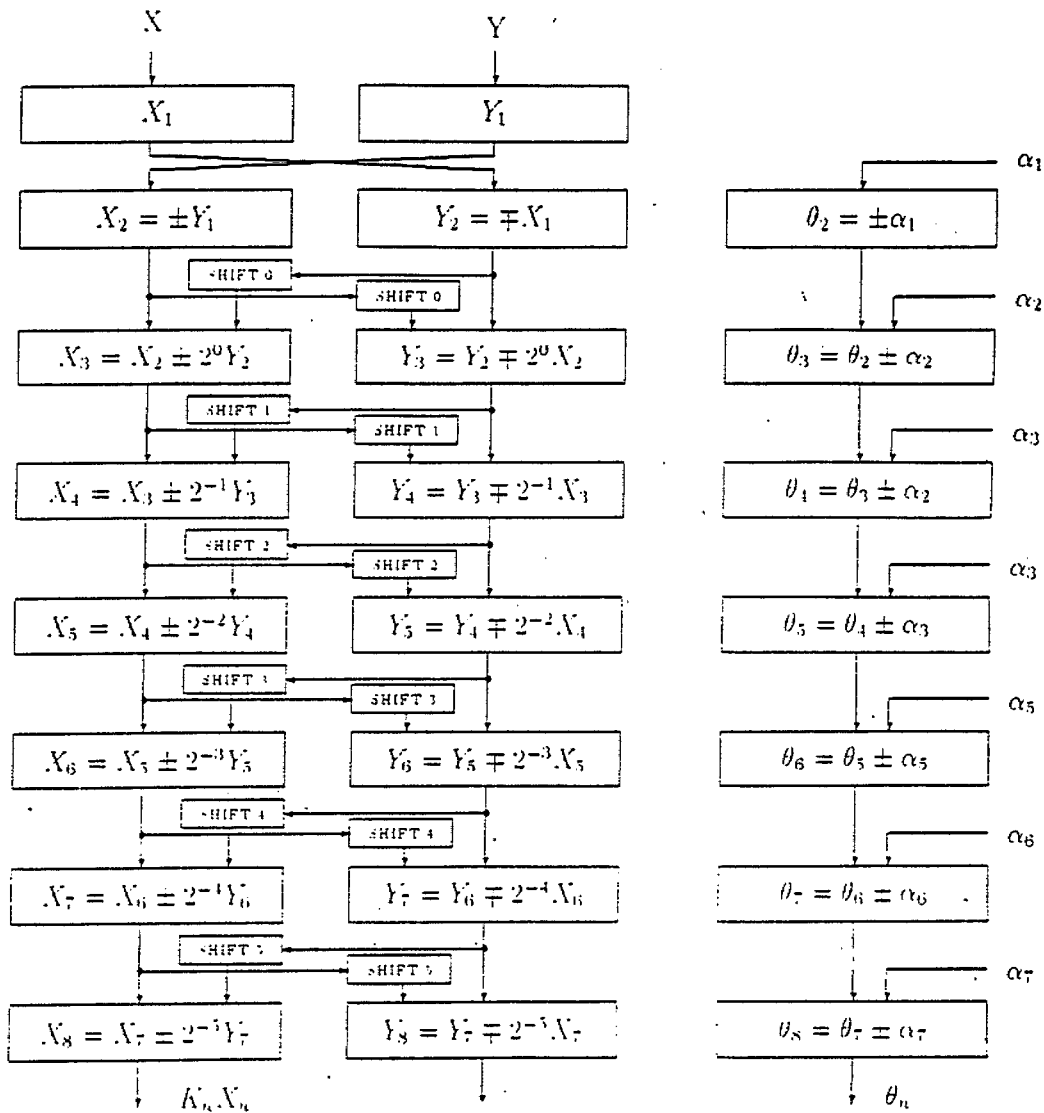
Figur 12



Figur 13



Figur 14



Figur 15