



österreichisches
patentamt

(10) **AT 413 252 B 2005-12-15**

(12)

Patentschrift

- (21) Anmeldenummer: A 1650/97 (51) Int. Cl.⁷: **H04B 7/26**
(22) Anmeldetag: 1997-09-29 **H04L 7/04**
(42) Beginn der Patentdauer: 2005-05-15
(45) Ausgabetag: 2005-12-15

(56) Entgegenhaltungen:
EP 540946A2 EP 048865A1
MOLISCH A.F. ET AL. ERROR FLOOR
OF UNEQUALIZED WIRELESS
PERSONAL COMMUNICATIONS
SYSTEMS WITH MSK MODULATION
AND TRAINING-SEQUENCE-BASED
ADAPTIVE SAMPLING.
IEEE TRANSACTIONS OF
COMMUNICATIONS. MAI 1997, VOL. 45,
NO. 5, SEITEN 554 BIS 562,
ISSN 0090-6778

(73) Patentinhaber:
MOLISCH ANDREAS F. DR.
02474 ARLINGTON (US).

(54) **VERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DES OPTIMALEN ABTASTZEITPUNKTES VON
DIGITALEN SIGNALFOLGEN MITTELS TRAININGSFOLGEN**

(57) Verfahren zur Bestimmung des optimalen Abtastzeitpunktes in zeitdispersiven Umgebungen für TDMA-Systemen mit Synchronisationsfolge, wobei Bestimmung des optimaler Abtastzeitpunkt (Bitsynchronisation) und Paketsynchronisation gemeinsam durchgeführt werden. Die Synchronisation erfolgt durch Minimierung oder Maximierung von Metriken, die aus den Empfangswerten der (überabgetasteten) Trainingsfolge gebildet werden. Drei Metriken werden angegeben: eine "optimale" Metrik, die den Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit minimiert, eine "komplexe-Produkt-Metrik", die einfacher zu implementieren ist, sowie eine "Phasendifferenz-Metrik", die nur die Phasen der Abtastwerte für die Bestimmung der Metrik benötigt.

AT 413 252 B 2005-12-15

DVR 0078018

Die Erfindung befaßt sich mit der Frage der Bestimmung des optimalen Abtastzeitpunktes in einem TDMA-System mit Synchronisationsfolge am Beginn eines Zeitschlitzes. Im besondern befaßt sich die Erfindung mit Empfängern für Mobilfunksysteme, die nicht einen Entzener zur Bekämpfung der Intersymbolinterferenz vorschreiben. Das in Europa genormte DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) System ist ein solches, aber auch das in Japan verbreitete PHS (Personal Handyphone System) und das in den USA entwickelte PWT (Personal Wireless Telephone). Das Verfahren ist anwendbar auf Differenzdetektoren, die die gesendeten Signalfolgen aus den Phasenunterschieden des Empfangssignals zu zwei aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkten bestimmen. Eine Überabtastung des empfangenen Signals mit einem Überabtastfaktor N_{samp} ist vorgesehen. Jeder Zeitschlitz innerhalb eines Rahmens in - einem DECT-Systems beginnt mit 16 Bits abwechselnd 0 und 1 (Präambel) und weiteren 16 Bits als einem Paketsynchronisationswort. Obwohl nicht ausdrücklich als solche vorgesehen bzw. als solche in der Norm (European Telecommunications Standards Institute, "Radio Equipment and Systems Digital European Cordless Telecommunications Common Interface". DECT- Specification, Part 1 to 3, Ver 02.01 (1991).) bezeichnet, wollen wir sie im folgenden als Trainingsfolge für die verschiedenen Arten der Synchronisation ansehen. Die Aufteilung der Trainingsfolge legt eine getrennte Festlegung von optimalem Abtastzeitpunkt einerseits (Auswahl zwischen N_{samp} möglichen Werten innerhalb einer Bitlänge), und Paketsynchronisation andererseits, nahe. Diese Trennung ist keineswegs optimal, besonders wenn der Kanal zeitdispersiv ist. Überraschenderweise sind aber alle bekannten Realisierungen von DECT-Differentialdetektoren mit dieser getrennten Synchronisation ausgestattet, die zu unnötig hohen Bitfehlerquoten in zeitdispersiven Kanälen führt.

Der Stand der Technik ist beispielsweise in der Druckschrift N. Benvenuto, A. Salloum, and L. Tomba, "Performance of digital DECT radio links based on semianalytical methods", IEEE J. Select. Areas Comm. 15, 667-676 (1997) beschrieben. Dort werden die drei gängigen Arten der Synchronisation angeführt. Das erste Verfahren besteht darin, die Bitfolge zu quadrieren und dann schmalbandig filtern. Die Nulldurchgänge (von positiven zu negativen Werten) des quasi-sinusförmigen Signals werden im Wesentlichen als Abtastzeitpunkte genommen. Wie in J. C. I. Chuang, "The effects of time rms delay spread on portable radio communications channels with digital modulation", IEEE J. Select. Areas Comm., vol. SAC-5, pp. 879-889, 1987, dargelegt ist, entspricht das einer Abtastung bei der mittleren Verzögerungszeit der Impulsantwort des Kanals (average mean delay). Die Methode liefert bereits bei Computersimulationen, also ohne Unzukömmlichkeiten zufolge Implementation, schlechtere Bitfehlerquoten als die anderen bekannten Verfahren. Das zweite bekannte Verfahren, dargelegt in L. B. Lopes and S. Safavi, "Relationship between performance and timing recovery mechanisms for a DECT link in dispersive channels, Electron. Lett. 29, 2173-2174 (1993), bestimmt die Nulldurchgänge der ersten 16 bits und verschiebt dann den Abtastzeitpunkt um eine halbe Bitdauer $T/2$. Diese Verschiebung berücksichtigt zwar prinzipiell die Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung auf Phasenverschiebungen durch den Kanal, korrigiert diese Phasenverschiebungen aber nur teilweise, und ist nicht für eine Minimierung der Bitfehlerquote konzipiert. Das dritte Verfahren schlägt eine Überabtastung um den Faktor N_{samp} (in der oben erwähnten Druckschrift von Benvenuto et. al. ist $N_{\text{samp}}=16$) und eine Korrelation der 32 Bits (oder einer Untermenge davon) der (bekannten) Trainingsfolge mit den verschiedenen überabgetasteten Empfangsfolgen vor. Der Abtastzeitpunkt wird aus dem Maximum der Korrelation bestimmt. Die Abtastung findet aber nur innerhalb eines Bits statt, d.h. es wird nicht berücksichtigt, daß der optimale Abtastzeitpunkt auch AUSSERHALB des betreffenden Bits liegen kann. In der Druckschrift A.F. Molisch, L.B. Lopes, M. Paier, J. Fuhl, and E. Bonek, "Error floor of unequalized wireless personal communications systems with MSK modulation and training-sequence-based adaptive sampling", IEEE Trans. Comm., 45,554-562 (1997) wurde aber nachgewiesen, daß für Kanalzustände, die zu Fehlern zufolge ISI führen, der optimale Abtastzeitpunkt tatsächlich außerhalb des betreffenden Bits liegt.

Im Patent Döringer, EP 0540946A2 wurde vorgeschlagen, zur Bestimmung des Abtastzeitpunktes einen Vergleich zwischen dem Empfangssignal *nach* dem Entscheider mit dem Empfangssignal *vor* dem Entscheider vorzunehmen. Dieses Verfahren nutzt nicht aus, dass eine bekann-

te Trainingsfolge vorhanden ist. Im Patent DasGupta, EP0048865A1 wird eine Abtastung mit unterschiedlichen Abtastraten, die *verschiedene* (ganzzahlige) Vielfache der Symbolrate sind. Die so erlangten Abtastwerte werden einer Mehrheitsentscheidung zugeführt; es wird anschließend eine "harte" Entscheidung getroffen, die als Grundlage für die Auswahl der Abtastsequenz dient. Schließlich wird für die Fehlerauswertung nur erwähnt, daß sie in "bekannter" Weise durchgeführt wird; es gibt keinen Hinweis auf die explizite Ausnutzung von Trainingsfolgen.

Die vorliegende Erfindung löst die Aufgabe der Bestimmung des Abtastzeitpunktes nun dadurch, daß eine Metrik, die aus den überabgetasteten Empfangsfolgen gebildet wird, die Paketsynchronisation gemeinsam mit dem optimalen Abtastzeitpunkt (Bitsynchronisation) bestimmt. Es soll nun im Folgenden $z_{i,n}$ den Abtastwert des komplexen Basisbandsignals zum Zeitpunkt $iT \cdot (n - N_{\text{samp}}) / N_{\text{samp}} + T_{\text{offset}}$ bezeichnen, wobei $i=1, \dots, 32$, $n=0, \dots, 3N_{\text{samp}}$, und T_{offset} eine Zeitverschiebung ist, die den Beginn der Messung charakterisiert. Für die Bestimmung der Metrik werden nun zuerst die Folgen

$$\begin{array}{cccccc}
 s_1 = & z_{1,1} & z_{2,1} & z_{3,1} & z_{4,1} & \dots \\
 s_2 = & z_{1,2} & z_{2,2} & z_{3,2} & z_{4,2} & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 s_n = & z_{1,n} & z_{2,n} & z_{3,n} & z_{4,n} & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots
 \end{array}
 \tag{1}$$

gebildet. Aus diesen werden dann die Ausdrücke

$$F(z_{i-1,n}, z_{i,n}, b_i)
 \tag{2}$$

gebildet, und aus diesen das Minimum oder Maximum von allen möglichen n gebildet. Hierbei ist $F(\cdot)$ eine Funktion, eben die Metrik, und die b_i sind die gesendeten Bits der Trainingsfolge. Die Metrik minimiert nun die Bitfehlerquote des Empfängers, zumindest näherungsweise, unter der Nebenbedingung geringen Hardware- und Software- Aufwandes. Die vorliegende Erfindung beschreibt drei Metriken, die diese Ansprüche erfüllen. Wie Computerexperimente zeigen (Figuren 1, 2, und 3), liefern alle drei Metriken geringere Bitfehlerquoten als die herkömmlichen Verfahren, die auf getrennter Bit- und Paketsynchronisation beruhen. Sie sind außerdem den Verfahren überlegen, die den Abtastzeitpunkt nur innerhalb des zu detektierenden Bits plazieren.

Die Metriken sollen nun am Beispiel eines MSK-Signals verdeutlicht werden, bei dem das ausgesendete Bit i in der Trainingsfolge $+1$ ist. In diesem Fall wird eine korrekte Entscheidung des Differenzdetektors gefällt, wenn die Phasendifferenz zwischen den Empfangssignalen $z_{i,n} - z_{i-1,n}$ zwischen 0 und π liegt. Die Ausdrücke für die andere Polarität des ausgesendeten Bits und für andere Modulationsverfahren sind vollkommen analog.

"optimale Metrik": hierbei wird F so gewählt, daß der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit minimiert wird. Das wird erreicht durch

$$F = H_{i,n} = \begin{cases} G_{i,n}(\alpha, \beta) & \text{for } 0 < \Delta\Phi_{i,n} < \pi \\ 1 - G_{i,n}(\alpha, \beta) & \text{else} \end{cases}
 \tag{3}$$

wobei $\Delta\Phi_{i,n}$ die Phasendifferenz der Abtastwerte, geschätzt aus der Trainingsfolge, ist and $G(\alpha, \beta)$ die folgende Funktion:

$$G(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{\alpha^2 - \beta^2}}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\exp[-\alpha + \beta \cos(\theta)]}{\alpha - \beta \cos(\theta)} d\theta$$

5

$$\alpha = \frac{U - \rho W \cos(\Delta\Phi^{nf})}{1 - \rho^2}$$

4

10

$$\beta = \sqrt{\alpha^2 - \frac{W^2 \sin^2(\Delta\Phi^{nf})}{1 - \rho^2}}$$

wobei U und W die arithmetischen bzw. geometrischen Mittelwerte des Signal-Geräuschverhältnisses zu den Abtastzeitpunkten i und i-1, und ρ ist der Korrelationskoeffizient des Rauschens zu den beiden Abtastzeitpunkten ist.

15

"Komplexe Produkt-Metrik": hierbei wird der Ausdruck:

$$F = \text{Im}\{z_{i,n} z_{i-1,n}^*\} = |z_{i,n}| |z_{i-1,n}| \sin(\Delta\Phi_{i,n})$$

5

20

für die Metrik gebildet.

"Phasendifferenz-Metrik": Hierbei wird

$$F = \left| \left[\Delta\Phi_{i,n} \right]_{\text{mod}(2\pi)} - \frac{\pi}{2} \right|$$

6

25

gebildet, wobei $[x]_{\text{mod}(2\pi)}$ bedeutet, dass x modulo 2π genommen wird.

30

Von diesen Metriken führt die "optimale" Metrik tatsächlich zu einer mathematisch beweisbaren Minimierung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Die "komplexe Produkt-Metrik" ist einfacher zu berechnen. Computerexperimente haben ergeben, daß die Abweichungen vom optimalen Verhalten gering sind, sodaß die Vorteile des geringeren Rechenaufwandes überwiegen. Die "Phasendifferenz-Metrik" erfordert zu ihrer Auswertung nur die Phase des Empfangssignals (im Gegensatz zu den anderen Metriken, die auch die Amplitude benötigen), und ist deshalb besonders geeignet, wenn das Empfangssignal durch einen nichtlinearen Verstärker, etwa einen Begrenzer, der Amplitudeninformation verlustig gegangen ist. Figuren 1 bis 3 zeigen die Ergebnisse von Computerexperimenten. In Figur 1 werden Bitfehlerquoten, die mit der optimalen Metrik erzielt werden (Kurven 2, 4, und 6) verglichen mit Ergebnissen, die mit getrennter Bit- und Paketsynchronisation (Stand der Technik, wie oben ausgeführt) erzielt werden (Kurven 1, 3, und 5).

35

40

45

Die Vorteile des neuen Verfahrens sind deutlich erkennbar. Figur 2 zeigt den Unterschied zwischen den Ergebnissen der "komplexen-Produkt Metrik" (Kurven 2, 4, und 6) und der getrennten Bit- und Paketsynchronisation (Kurven 1, 3, und 5). Figur 3 schließlich zeigt die Bitfehlerquote, die mit der Phasendifferenzmetrik erzielt wird (Kurven 2, 4, und 6), wiederum verglichen mit der Bitfehlerquote bei getrennter Bit- und Paketsynchronisation (Kurven 1, 3, und 5). In allen drei Figuren beziehen sich Kurven 1 und 2 auf 20dB Signal-zu Geräuschverhältnis, Kurven 3 und 4 auf 30dB, und Kurven 5 und 6 auf 40dB.

50

Verfahren und Vorrichtung: zur Verdeutlichung soll nun beispielhaft eine mögliche Vorrichtung zur Implementierung des oben genannten Verfahrens diskutiert werden, siehe Figur 4. Das Empfangssignal wird durch ein Bandpaßfilter (5) gesandt, um einen Teil des Rauschens sowie die Nachbarkanalstörung zu eliminieren. Anschließend wird das so gereinigte Signal mit dem Ausgangssignal eines lokalen Oszillators (6) im Mischer (8) multipliziert und so auf eine

55

Zwischenfrequenz heruntergemischt. Die Eliminierung der Spiegelfrequenz erfolgt durch eine Zwischenfrequenzfilter (4). Durch Mischung (9) des Signals mit einem weiteren Oszillatorsignal (7) wird das Signal ins Basisband gebracht, und nach Durchlaufen eines Tiefpaßfilters (20) mit einer hohen Rate (N_{samp}/T) abgetastet und analog-digitalgewandelt; dies geschieht im Abtaster/ Analog-Digital-Wandler (20), der eventuell auch als zwei getrennte Funktionseinheiten ausgeführt sein kann. Am Ausgang von (20) liegen die $z_{i,n}$ vor, die - wie oben erläutert, die Abtastwerte des komplexen Basisbandsignals zum Zeitpunkt $iT \cdot (n - N_{\text{samp}})/N_{\text{samp}} + T_{\text{offset}}$ bezeichnen, wobei $i=1, \dots, 32$, $n=0, \dots, 3N_{\text{samp}}$, und T_{offset} eine Zeitverschiebung ist, die den Beginn der Messung charakterisiert. In einem Entschachtler werden aus den Abtastwerten $z_{i,n}$ die Folgen

$$\begin{aligned} S_1 &= z_{1,1} \quad z_{2,1} \quad z_{3,1} \quad z_{4,1} \quad \dots \\ S_2 &= z_{1,2} \quad z_{2,2} \quad z_{3,2} \quad z_{4,2} \quad \dots \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ S_n &= z_{1,n} \quad z_{2,n} \quad z_{3,n} \quad z_{4,n} \quad \dots \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \end{aligned}$$

7

gebildet, die jede einer Metrik-Bestimmungsvorrichtung (301, 302, ...) zugeführt wird, die die Metriken $M_n = \sum_i F(z_{i-1,n}, z_{i,n}, b_i)$ bestimmt. Ein Entscheider (35) bestimmt, welcher der möglichen

Abtastzeitpunkte n zu einer Minimierung oder Maximierung dieser Metriken führt, und steuert damit den Schalter (36), der eine der Sequenzen s zur weiteren Verarbeitung auswählt. Diese Sequenz wird an einen üblichen Detektor (40) zur weiteren Verarbeitung geleitet.

Patentansprüche:

1. Verfahren zur Bestimmung des optimalen Abtastzeitpunktes in einem TDMA-System mit Synchronisationsfolge am Beginn eines Zeitschlitzes, anwendbar auf Differenzdetektoren, die die gesendeten Signalfolgen aus dem Phasenunterschied zwischen den Empfangssignalen zu zwei Abtastzeitpunkten bestimmen, *dadurch gekennzeichnet*, daß eine Metrik, die aus gegeneinander zeitverschobenen Sequenzen

$$\begin{aligned} S_1 &= z_{1,1} \quad z_{2,1} \quad z_{3,1} \quad z_{4,1} \quad \dots \\ S_2 &= z_{1,2} \quad z_{2,2} \quad z_{3,2} \quad z_{4,2} \quad \dots \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ S_n &= z_{1,n} \quad z_{2,n} \quad z_{3,n} \quad z_{4,n} \quad \dots \\ &\dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \end{aligned}$$

8

gebildet wird, die Paketsynchronisation gemeinsam mit dem optimalen Abtastzeitpunkt bestimmt, wobei $z_{i,n}$ den Abtastwert des um den Faktor N_{samp} überabgetasteten Empfangssignals im komplexen Basisband z zum Zeitpunkt $iT \cdot (n - N_{\text{samp}})/N_{\text{samp}} + T_{\text{offset}}$ bezeichnen, i und n entsprechend gewählte Zahlen sind, T die Bitdauer, und T_{offset} eine Zeitverschiebung die den Beginn der Messung charakterisiert, und "Metrik" eine Größe bezeichnet, die aus dem bekannten Sendesignal sowie dem Empfangssignal abgeleitet wird und ein Maß für den Unterschied dieser beiden Signale darstellt, und durch die Ausdrücke

$$F(z_{i-1,n}, z_{i,n}, b_i)$$

definiert wird, wobei $F(\cdot)$ eine zumindest näherungsweise monotone Funktion der Bitfehlerquote, und die b_i sind die gesendeten Bits der Trainingsfolge sind, und der optimale Abtastzeitpunkt durch Minimierung oder Maximierung der Metrik ermittelt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1), *dadurch gekennzeichnet*, daß der Erwartungswert der Bitfeh-

lerwahrscheinlichkeit mit Hilfe der Phasendifferenz der Abtastwerte, geschätzt aus der Trainingsfolge, den arithmetischen und geometrischen Mittelwerten des Signal-Geräuschverhältnisses zu den Abtastzeitpunkten und den Korrelationskoeffizienten des Rauschens zu den Abtastzeitpunkten, minimiert wird:

$$F = H_{i,n} = \begin{cases} G_{i,n}(\alpha, \beta) & \text{for } 0 < \Delta\Phi_{i,n} < \pi \\ 1 - G_{i,n}(\alpha, \beta) & \text{else} \end{cases} \quad 9$$

wobei $\Delta\Phi_{i,n}$ die Phasendifferenz der Abtastwerte, geschätzt aus der Trainingsfolge, ist and $G(\alpha, \beta)$ die folgende Funktion:

$$G(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{\alpha^2 - \beta^2}}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\exp[-\alpha + \beta \cos(\theta)]}{\alpha - \beta \cos(\theta)} d\theta$$

$$\alpha = \frac{U - \rho W \cos(\Delta\Phi^{nf})}{1 - \rho^2} \quad 10$$

$$\beta = \sqrt{\alpha^2 - \frac{W^2 \sin^2(\Delta\Phi^{nf})}{1 - \rho^2}}$$

wobei U und W die arithmetischen bzw. geometrischen Mittelwerte des Signal-Geräuschverhältnisses zu den Abtastzeitpunkten i und i-1, und ρ ist der Korrelationskoeffizient des Rauschens zu den beiden Abtastzeitpunkten ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1), *dadurch gekennzeichnet*, daß die Summe, gebildet über die Bits der Trainingsfolge, der Imaginärteile der Produkte, die aus Abtastwerten zu einem Zeitpunkt, den konjugiert komplexen Abtastwerten zu einem um eine Bitdauer verzögerten Zeitpunkt, und dem Bitwert +1 oder -1 der bekannten Trainingsfolge, gebildet werden, in Hinblick auf den optimalen Abtastzeitpunkt maximiert wird:

$$F = \text{Im}\{z_{i,n} z_{i-1,n}^*\} = |z_{i,n}| |z_{i-1,n}| \sin(\Delta\Phi_{i,n})$$

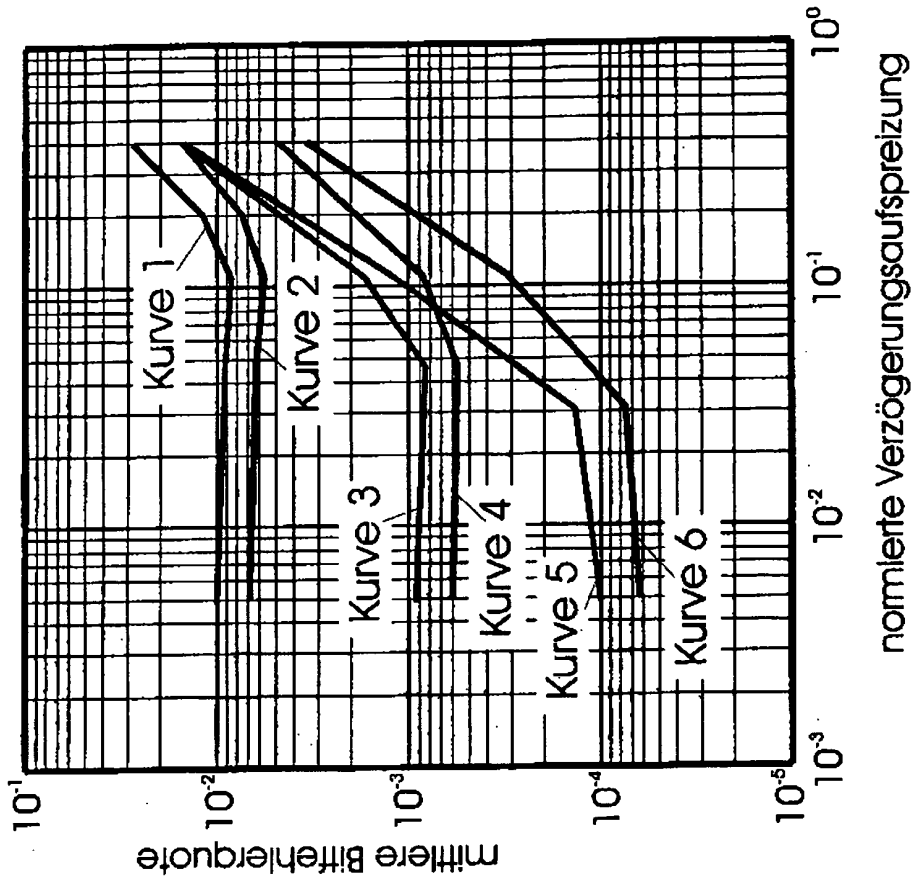
wobei $\Delta\Phi_{i,n}$ die Phasendifferenz der Abtastwerte, geschätzt aus der Trainingsfolge, ist.

4. Verfahren nach Anspruch 1), *dadurch gekennzeichnet*, daß die Summe, gebildet über die Bits der Trainingsfolge, der Differenz zwischen den Produkten aus der Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkten und dem Bitwert +1 oder -1 der bekannten Trainingsfolge, und $\pi/2$, in Hinblick auf den optimalen Abtastzeitpunkt minimiert wird.

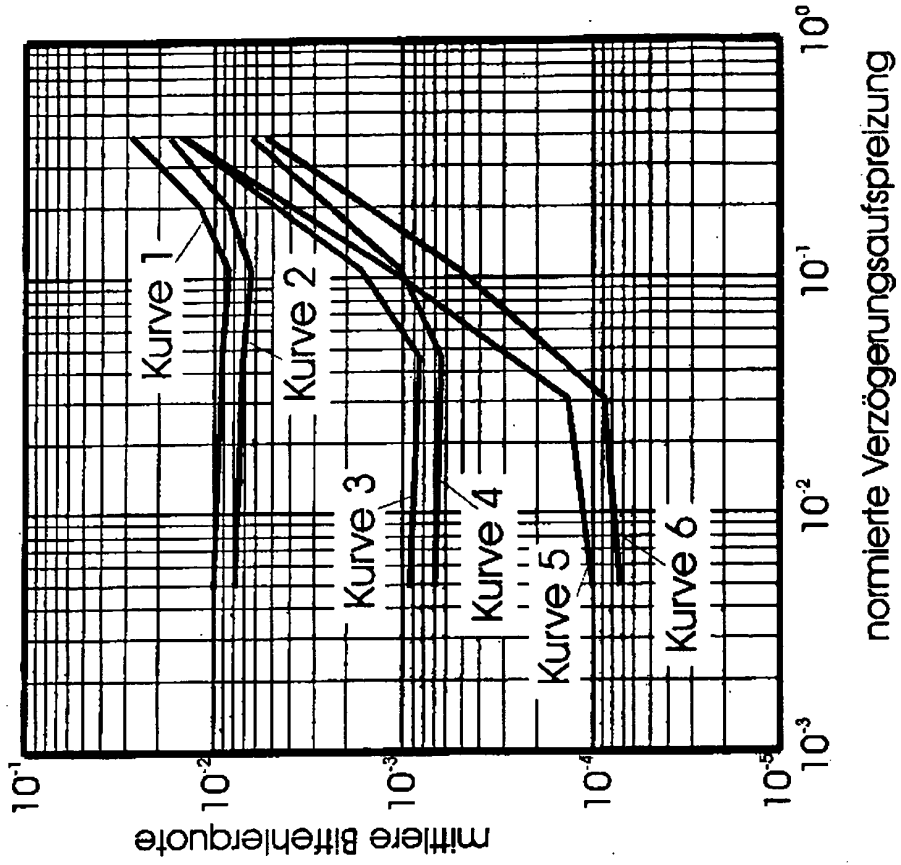
$$F = \left| \Delta\Phi_{i,n} - \frac{\pi}{2} \right| \quad 11$$

gebildet, wobei $\Delta\Phi_{i,n} = \arg(z_{i,n}) - \arg(z_{i-1,n})$ modulo 2π .

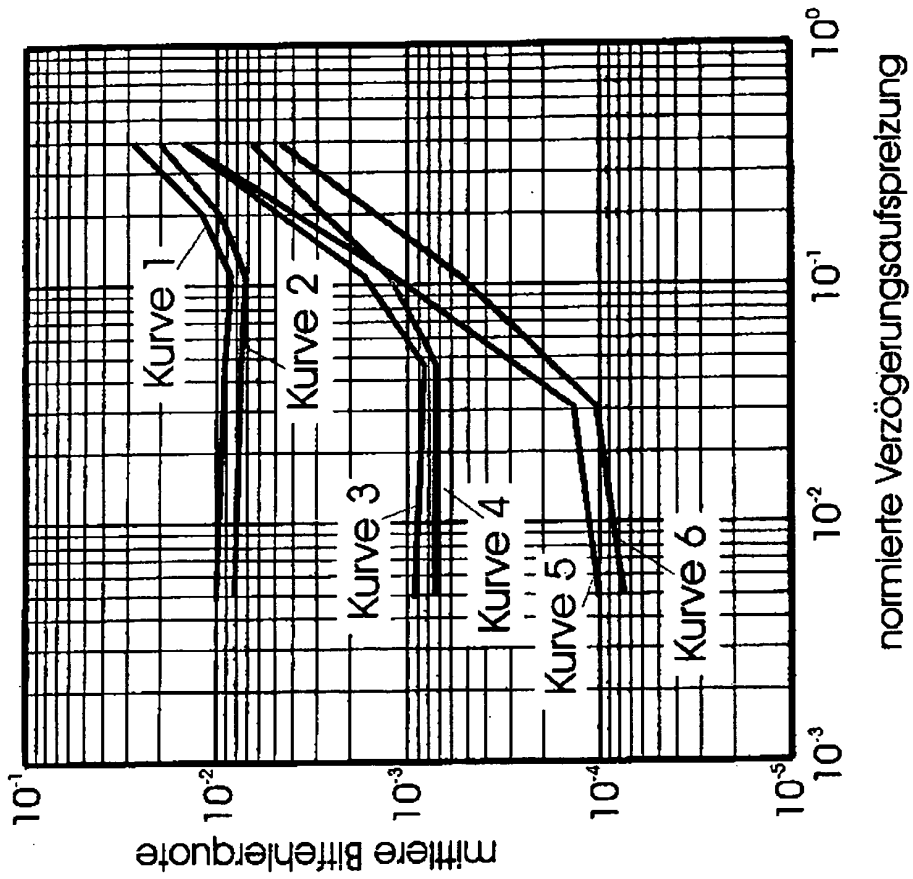
Hiezu 4 Blatt Zeichnungen



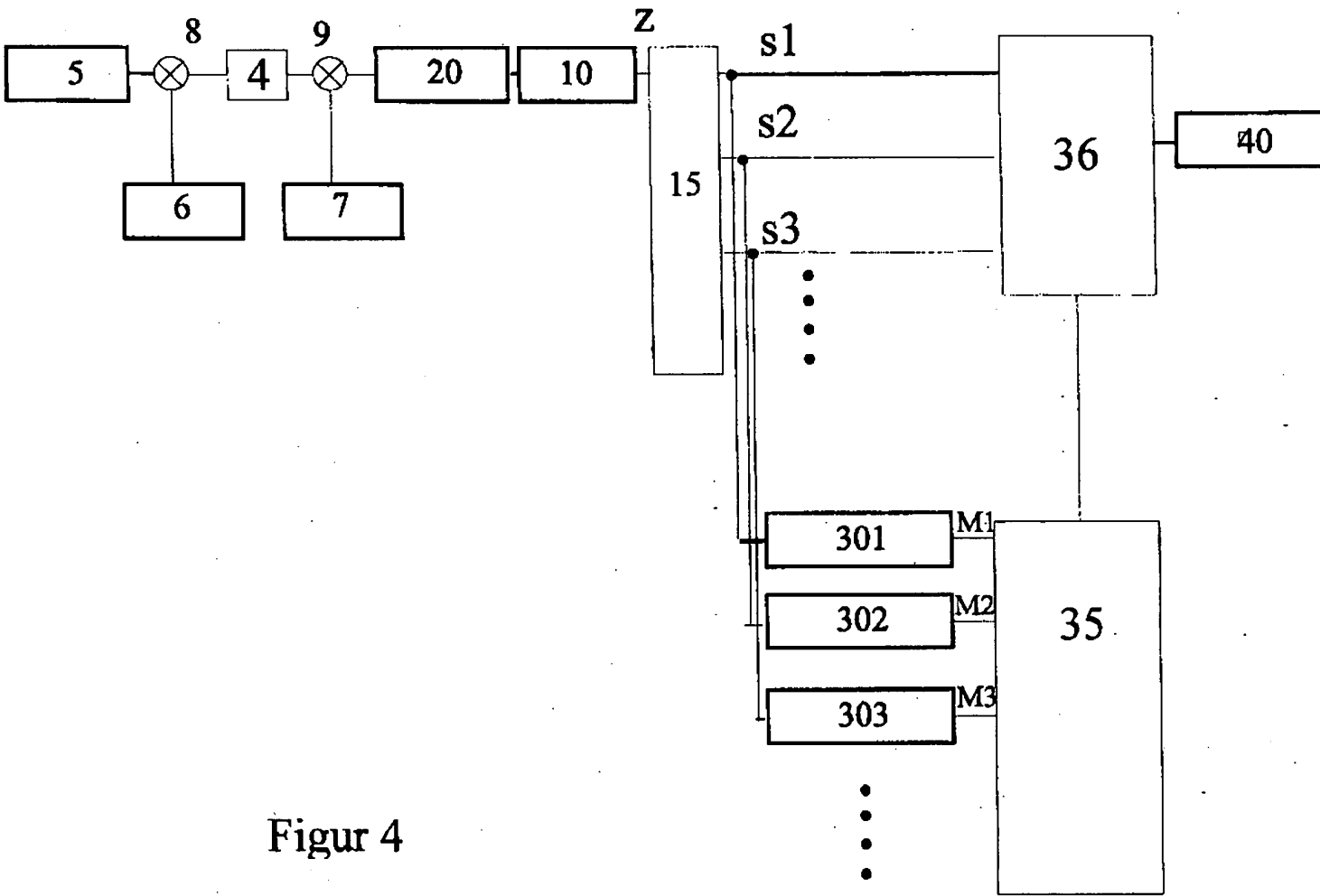
Figur 1



Figur 2



Figur 3



Figur 4