



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 650 117 A5

⑤① Int. Cl.4: H 04 L 27/18
H 04 B 1/66

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENTCHRIFT** A5

⑳① Gesuchsnummer:	1749/80	⑦③ Inhaber: N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (NL)
⑳② Anmeldungsdatum:	05.03.1980	
⑳③ Priorität(en):	08.03.1979 NL 7901865	⑦② Erfinder: Muilwijk, Dirk, Hilversum (NL) Dekker, Cornelis Bartholomeus, Eindhoven (NL) De Jager, Frank, Eindhoven (NL)
⑳④ Patent erteilt:	28.06.1985	
④⑤ Patentschrift veröffentlicht:	28.06.1985	⑦④ Vertreter: Patentanwalts-Bureau Isler AG, Zürich

⑤④ **Verfahren zur Multipegeldatenübertragung mit Hilfe eines winkelmodulierten Trägers konstanter Amplitude.**

⑤⑦ Die Übertragung von n-Pegeldatensignalen von einem Sender zu einem Empfänger erfolgt mit einem winkelmodulierten Trägersignal mit konstanter Amplitude und kontinuierlicher Phase. Die konstante Amplitude macht eine Verstärkung in nicht-linearen Senderendstufen möglich. Die n-Pegeldatensignale werden in intermediäre k-Pegelsignale umgewandelt, wobei k grösser als n ist. Mindestens einem der Datensymbole der n-Pegeldatensignale werden mindestens zwei Symbole des intermediären k-Pegelsignals zugeordnet. Mit den k Pegeln des intermediären Mehrpegelsignals entsprechen die Phasenänderungen des Trägersignals in einem Symbolintervall der Reihe $-(k-1) \cdot \pi/n$ bis $+(k-1) \cdot \pi/n$ mit Inkrementen von $2\pi/n$. Dadurch wird das Spektrum des winkelmodulierten Signals schmaler. Als Empfänger wird ein differentieller n-Phasenempfänger verwendet, der in jedem Symbolintervall eine der unterschiedlichen Phasenänderungen in Vielfachen von $2\pi/n$ detektiert. Das Verfahren kann insbesondere für die Funkübertragung von digitaler Information angewendet werden.

PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Übertragung von n-Pegeldatensignalen von einem Sender zu einem Empfänger, wobei der Sender mit einem Trägerszillator mit einem daran angeschlossenen Modulator zum Erzeugen eines winkelmodulierten Trägers mit einer nahezu konstanten Amplitude und einer kontinuierlichen Phase versehen ist, dadurch gekennzeichnet, dass die n-Pegeldatensignale in intermediäre k-Pegelsignale umgewandelt werden mit mehr Pegeln als die n-Pegeldatensignale, also $k > n$, wobei mindestens einem der Datensymbole der n-Pegeldatensignale mindestens zwei Symbole des intermediären k-Pegelsignals zugeordnet werden und wobei mit den k-Pegeln des intermediären Mehrpegelsignals die Phasenänderungen des Trägersignals in einem Symbolintervall der Reihe $-(k-1) \cdot \pi/n$ bis $+(k-1) \cdot \pi/n$ mit Inkrementen von $2\pi/n$ in einer eins-zu-eins-Beziehung entsprechen, und dass als Empfänger ein differentieller n-Phasenempfänger verwendet wird, der in jedem Symbolintervall eine der n unterschiedlichen Phasenänderungen in Vielfachen von $2\pi/n$ detektiert.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen den mindestens zwei Symbolen des intermediären k-Pegelsignals abhängig von dem Verlauf der Phase des winkelmodulierten Trägers in mindestens den zwei vorhergehenden Symbolintervallen eine Wahl getroffen wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Umwandlung des n-Pegeldatensignals in das intermediäre k-Pegelsignal ein n-Pegeldifferenzsignal gebildet wird, indem von dem n-Pegeldatensignal ein zweites n-Pegelsignal Modulo-n subtrahiert, und ein k-Pegelsummensignal gebildet wird, indem zu dem n-Pegeldifferenzsignal das zweite n-Pegelsignal linear addiert wird, wobei das zweite n-Pegelsignal durch Zeitverzögerung aus dem n-Pegeldifferenzsignal abgeleitet wird.

4. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass mit den Symbolen des k-Pegelsignals, die demselben Symbol des n-Pegeldatensignals zugeordnet sind, Phasenänderungen übereinstimmen, die sich um 2π unterscheiden.

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Übertragung von n-Pegeldatensignalen von einem Sender zu einem Empfänger gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

In den letzten fünfzehn Jahren sind viele Modulationsmethoden zur wirksamen Datenübertragung über Fernsprechleitungen entwickelt und eingeführt worden. In fast allen Fällen führen diese Methoden zu einem modulierten Trägersignal, das Amplitudenänderungen aufweist, und es werden dabei lineare Modulatoren und Verstärker verwendet.

Diese Modulationsmethoden eignen sich jedoch weniger gut für Datenübertragung über Funkverbindungen, weil in Funkübertragungssystemen ein hoher Leistungswirkungsgrad die Verwendung von Elementen mit einer nicht linearen Amplitudenübertragungsfunktion erfordert und das Spektrum am Ausgang eines derartigen Elementes, beispielsweise eines Klasse-C-Verstärkers, breiter ist als das am Eingang, wenn das Signal am Eingang Amplitudenänderungen aufweist. In Funkübertragungsanlagen werden daher vorzugsweise Modulationsmethoden benutzt, die zu einem modulierten Trägersignal nahezu konstanter Amplitude (envelope) führen, was die Anwendung von Winkelmodulation bedeutet.

Das fortschreitende Bedürfnis an Anlagen für Datenübertragung über Funkverbindungen stellt an die auf diesem Gebiet anzuwendenden Modulationsmethoden zugleich die Anforderung einer wirtschaftlichen Benutzung der Bandbreite des verfügbaren Übertragungskanals, wobei weiterhin ein niedriger Pegel der Leistung ausserhalb des Bandes dieses

Übertragungskanals wegen der grossen Unterschiede in den Signalpegeln zwischen benachbarten Übertragungskanälen notwendig ist. Sogar wenn dazu eine Modulationsmethode angewandt wird, die zu einem winkelmodulierten Trägersignal mit einer kontinuierlichen Phase führt, wird dennoch das Spektrum dieses Trägersignals fast immer breiter sein als das des gleichwertigen Basisbandsignals. Eine Beschränkung dieses Spektrums mittels eines Kanalfilters ist eine uninteressante Technik für Funkübertragungssysteme, weil die praktische Verwirklichung eines derartigen Filters mit einer genau vorgeschriebenen Amplitude- und Phasenkennlinie und oft einer sehr geringen relativen Bandbreite in dem Funkfrequenzgebiet besonders schwierig ist und viele Systemen ausserdem von dem Multikanaltyp sind, in dem die ausgestrahlte Trägerfrequenz eine Vielzahl unterschiedlicher Werte annehmen können muss. In Funkübertragungssystemen soll daher eine mögliche Beschränkung des Spektrums des winkelmodulierten Trägersignals mittels Vormodulationstechniken bewirkt werden.

Eine weitere Anforderung an die in Funkübertragungssystemen anzuwendenden Modulationsmethoden ist, dass der Empfänger die Datensignale zuverlässig detektieren können muss, auch wenn unbekannte Frequenzverschiebungen zwischen Sender und Empfänger auftreten. Ausserdem sollen die im Empfänger angewandten Detektionsmethoden zu einer Fehlermöglichkeit als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses führen, die möglichst wenig gegenüber der Fehlerrate für optimale Basisbandübertragung der Datensignale abweicht. Eine optimale Erfüllung dieser Anforderungen bedeutet, dass in dem Empfänger kohärente Demodulation angewandt werden können muss und dass in Anbetracht der erforderlichen wirtschaftlichen Benutzung von Leistung und Bandbreite die im Empfänger erforderlichen Träger- und Taktsignalbezugswerte aus dem übertragenen modulierten Träger selbst zurückgewonnen werden können müssen.

Zur Übertragung von Datensignalen wird zur Zeit häufig eine Modulationsmethode angewandt, die als PSK (Phase-Shift-Keying) bekannt ist und im Abschnitt 10 des nachstehend angeführten Bezugsmaterials (1) und im Abschnitt 9 des Bezugsmaterials (2) eingehend beschrieben ist. Wenn die PSK-Methode in ihrer Basisform angewandt wird, führt sie zu einem modulierten Trägersignal konstanter Amplitude, und die Datensignale lassen sich mit Hilfe orthogonaler kohärenter Demodulation optimal detektieren, wobei die dazu erforderlichen Träger- und Taktsignalbezugswerte aus dem übertragenen PSK-Signal selbst zurückgewonnen werden können.

Diese PSK-Methode weist folglich viele Eigenschaften auf, die für eine wirtschaftliche Datenübertragung über Funkverbindungen erwünscht sind. Das Leistungsdichtespektrum dieses PSK-Signals ist jedoch relativ breit, und der Pegel der spektralen Nebenkeulen nimmt bei zunehmendem Frequenzabstand von der Trägerfrequenz nur langsam ab, wodurch in benachbarten Funkübertragungskanälen Störungen mit einem unzulässig hohen Pegel verursacht werden können.

Die Techniken zur Beschränkung dieses PSK-Spektrums, die für wirtschaftliche Datenübertragung über Fernsprechleitungen bereits seit langer Zeit angewandt werden (siehe beispielsweise das Bezugsmaterial [3]), sind für Funkübertragungssysteme uninteressant, weil sie zu einem modulierten Trägersignal mit Amplitudenänderungen führen und in vielen Fällen ausserdem Kanalfilter benutzen. Wegen der vielen gewünschten Eigenschaften der PSK-Methode sind in jüngster Zeit Vormodulationstechniken zur Verringerung der spektralen Nebenkeulen ohne Beeinträchtigung der gewünschten Eigenschaften viel Aufmerksamkeit gewidmet worden. Dabei wird die Impulsform für die modulierenden Datensymbole derart gewählt, dass das modulierte Trägersignal konstanter Amplitude in der Mitte jedes Symbolinter-

valls dieselbe Nennphase aufweist wie bei Anwendung der PSK-Methode, aber die Übergänge zwischen aufeinanderfolgenden Phasen möglichst allmählich sind. Eine gute Übersicht bereits vorgeschlagener Impulsformen und der damit erzielten Verringerung spektraler Nebenkeulen ist in dem Bezugsmaterial (4) angegeben. Eine Methode zur Bestimmung der Fehlerrate als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses in diesen Fällen ist in dem Bezugsmaterial (5) beschrieben worden.

Die Erfindung hat nun zur Aufgabe, bei einem Verfahren der eingangs erwähnten Art eine neue Konzeption eines Senders zur Verringerung des Spektrums durch Vormodulationstechniken anzuwenden, wobei der Sender mit einem Empfänger entsprechend dem Stand der Technik zusammenarbeiten kann und in einer praktischen Ausführung ein modulierte Trägersignal nahezu konstanter Amplitude ausstrahlt, das eine schmalere spektrale Hauptkeule sowie auch für Frequenzen ausserhalb dieser spektralen Hauptkeule wesentlich weniger Leistung aufweist als die bekannten PSK-Signale.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäss durch das Verfahren mit den im Patentanspruch 1 angeführten Merkmalen gelöst.

Anhand der Zeichnungen werden nunmehr Ausführungsbeispiele der Erfindung und ihre Vorteile näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 das Blockschaltbild einer bekannten Anlage mit Phasenmodulation,

Fig. 2 das Blockschaltbild einer Modulationsstufe,

Fig. 3 die Impulsform eines Datensymbols,

Fig. 4 ein Phasendiagramm,

Fig. 5a-g Zeitdiagramme,

Fig. 6 das Leistungsspektrum des modulierten Signals,

Fig. 7 das Blockschaltbild einer Modulationsstufe zur Ausführung des erfindungsgemässen Verfahrens,

Fig. 8a-d Zeitdiagramme,

Fig. 9 das Leistungsspektrum des modulierten Signals,

Fig. 10 das Blockschaltbild eines ersten Pegelwandlers zum Gebrauch beim Verfahren nach der Erfindung,

Fig. 11a-f Zeitdiagramme,

Fig. 12 eine Speichertafel für den Pegelwandler,

Fig. 13 das Blockschaltbild eines differentiellen Phasempempfängers,

Fig. 14 das Blockschaltbild eines Universalpegelwandlers zum Gebrauch beim Verfahren nach der Erfindung,

Fig. 15 das Blockschaltbild eines dritten Pegelwandlers zum Gebrauch beim Verfahren nach der Erfindung,

Fig. 16a-c Zeitdiagramme.

Das nachstehende Bezugsmaterial wird angeführt:

- (1) W.R. Bennett, J.R. Davey, «Data Transmission». New York: McGraw-Hill, 1965.
- (2) R.W. Lucky, J. Saltz, E.J. Weldon Jr., «Principles of Data Communication». New York: McGraw-Hill, 1968.
- (3) P.A. Baker («Phase-Modulation Transmitter»), U.S.-Patent Nr. 3 128 342, April 7, 1964.
- (4) L.J. Greenstein, «Spectra of PSK Signals with Overlapping Baseband Pulses», IEEE Trans. Commun., Vol. COM-25, Nr. 5, Seiten 523-530, Mai 1977.
- (5) V.K. Prabhu, «PSK-Type Modulation with Overlapping Baseband pulses», IEEE Trans. Commun. Vol. Com-25, Nr. 9, Seiten 980-990, September 1977.
- (6) J.P. Costas, «Synchronous Communications», Proc. IRE, Vol. 44, Nr. 12, Seiten 1713-1718, Dezember 1956.
- (7) W.C. Lindsey, M.K. Simon, «Carrier Synchronisation and Detection of Polyphase Signals», IEEE Trans. Commun. Vol. COM-20, Nr. 3, Seiten 441-454, Juni 1972.
- (8) F.D. Tisi et al. («Receiver for the Reception of Information Pulse Signals Located in a Prescribed Transmission Band»), U.S.-Patent Nr. 3 590 386, Juni 29, 1971.

- (9) S. Pasupathy, «Nyquist's Third Criterion, Proc. IEEE, Vol. 62, Nr. 6, Seite 860-861, Juni 1974.

In Fig. 1 ist ein allgemeines Blockschaltbild eines Systems zur Übertragung von Multipegeldatensignalen von einem Sender 1 zu einem Empfänger 2 dargestellt. Der Sender 1 ist mit einer Datensignalquelle 3 versehen, die durch eine Taktimpulsquelle 4 synchronisiert wird. Die der Quelle 3 entnommenen Multipegeldatensignale mit einer Symbolfrequenz $1/T$ werden einer Modulationsstufe 5 mit einem Trägersignaloszillator 6 zum Erzeugen eines winkelmulierten Trägersignals mit einer nahezu konstanten Amplitude und einer kontinuierlichen Phase zugeführt. Dieses modulierte Signal wird dem Übertragungskanal über einen Ausgangskreis 7, in dem nötigenfalls Leistungsverstärkung und Übersetzung in das gewünschte Funkfrequenzband erfolgt, zugeführt.

Im Empfänger 2 wird dieses modulierte Signal dem Übertragungskanal über einen Eingangskreis 8 entnommen, in dem nötigenfalls Verstärkung und Übersetzung in das ursprüngliche Frequenzband erfolgt. Das übertragene modulierte Signal wird einer orthogonalen Demodulationsstufe 9 zugeführt, die zwei Produktmodulatoren 10, 11 mit daran angeschlossenen Tiefpassfiltern 12, 13 enthält. Diese Demodulatoren 10, 11 werden durch zwei Bezugsträger mit einem Phasenunterschied entsprechend $\pi/2$ gespeist. An dem Ausgang der Tiefpassfilter 12, 13 erscheinen dann zwei demodulierte Signale, die einem Regenerationskreis 14 mit zwei Abtastkreisen 15, 16 zugeführt werden, die durch ein Bezugstaktimpuls signal gesteuert werden. Die auf diese Weise erhaltenen Abtastwerte dieser zwei demodulierten Signale werden einem Signalverarbeitungskreis 17 zum Erhalten der ursprünglichen Multipegeldatensignale zugeführt, die zu einer Datensignale 18 weitergeleitet werden. Weiterhin enthält der Empfänger 2 einen Trägerkreis 19 und einen Taktimpulskreis 20 zum Erhalten der erforderlichen Träger- und Taktimpuls signalbezugswerte aus dem übertragenen modulierten Signal selbst.

Die Struktur des Trägerkreises 19, der unmittelbar an den Eingangskreis 8 angeschlossen ist, wird insbesondere durch die in der Demodulationsstufe 9 angewandte Detektionsmethode bestimmt. Im Falle differentieller Detektion werden die zwei Bezugsträger für jedes Symbolintervall aus dem übertragenen modulierten Signal in dem vorhergehenden Symbolintervall abgeleitet; der Trägerkreis 19 kann dann ausgebildet werden auf die Art und Weise, wie dies in dem Bezugsmaterial (1), Abschnitt 10.3 und in dem Bezugsmaterial (2), Abschnitt 9.2.3 beschrieben worden ist. Im Falle kohärenter Detektion werden die zwei Bezugsträger einem Ortsträgergenerator entnommen, der auf dem (nicht modulierten) dem übertragenen modulierten Signal zugeordneten Trägerphasenverriegelt wird. Für die Ausbildung des Trägerkreises 19 können dann mehrere genormte Techniken benutzt werden wie die Costas-Schleife, siehe Bezugsmaterial (6), oder die N.Potenz-(multiplizier- und -Teil)-Schleife, siehe Bezugsmaterial (7), Abschnitt IIIA. Es wird vorausgesetzt, dass in der Demodulationsstufe 9 kohärente Detektion angewandt wird und dass der Trägerkreis 19 als Costas-Schleife ausgebildet ist. Das Problem der Zweideutigkeit in der Phase der auf diese Weise erhaltenen Bezugsträger kann dann auf bekannte Weise dadurch gelöst werden, dass die Datensignale in Termen von Pegelübergängen kodiert oder dadurch, dass die Datensignale in Blöcken von Symbolen organisiert und diesen Blöcken zusätzliche Symbole mit Information in bezug auf die richtige Trägerphase zugefügt werden.

Weiterhin wird hier vorausgesetzt, dass ein Bezugstaktimpuls signal mit der Symbolfrequenz $1/T$ aus den demodulierten Signalen abgeleitet wird, wozu der Taktimpulskreis 20 an die beiden Ausgänge der Demodulationsstufe 9 angeschlossen ist. Dieser Taktimpulskreis 20 kann ebenfalls auf mehrere

bekannte Weisen ausgebildet werden; eine für die vorliegende Anwendung geeignete Ausbildung des Taktimpulskreises 20 lässt sich im Bezugsmaterial (8) finden.

Wenn das in Fig. 1 dargestellte System als PSK-System nach dem Bezugsmaterial (4) und (5) eingerichtet ist, kann die Modulationsstufe 5 im Sender 1 entsprechend dem funktionellen Blockschaltbild nach Fig. 2 ausgebildet werden. Diese Modulationsstufe 5 enthält einen linearen Phasenmodulator 21, der durch einen Trägeroszillator 6 mit einer konstanten Frequenz entsprechend der gewünschten Trägerfrequenz f_c gespeist wird und dem die Datensignale der Quelle 3 über ein Filter 22 mit einer vorgeschriebenen Impulsantwort $h(t)$ beschränkter Dauer zugeführt werden. Ein Beispiel der in dem genannten Bezugsmaterial dargestellten Impulsformen der modulierenden Datensymbole ist in Fig. 3 dargestellt, welches Beispiel einer Impulsantwort $h(t)$ mit einer Dauer $2T$ und einer Racos-Form (Racos = «Raised Cosine») entspricht gegeben durch:

$$h(t) = \begin{cases} \cos^2(\pi t / 2T), & |t/T| < 1 \\ 0, & |t/T| \geq 1 \end{cases} \quad (1)$$

(siehe Bezugsmaterial [4], Tafel II).

Die Wirkungsweise dieser Modulationsstufe 5 wird untenstehend erläutert, und zwar für den Fall, dass am Ausgang der Quelle 3 ein bipolares 4-Pegeldatensignal in Form rechteckiger Spannungsimpulse mit einer Impulsbreite T und einer Impulshöhe 1 oder 3 erscheint. In diesem Fall hat das Filter 22 eine Impulsantwort $h(t)$ entsprechend der Formel (1), und der Phasenmodulator 21 hat einen Verstärkungsfaktor entsprechend $\pi/4$ /Amplitudeneinheit. Am Ausgang des Phasenmodulators 21 erscheint dann ein PSK-Signal mit einer konstanten Amplitude, das wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$\sin[(\omega_c t + \varnothing(t))] \quad (2)$$

wobei $\omega_c = 2\pi f_c$ und f_c die Trägerfrequenz ist. Für dieses PSK-Signal ist der Weg des Signalvektors

$$\vec{v} = \exp[j\varnothing(t)] \quad (3)$$

mit $\omega_c t$ als Bezugswert in dem polaren Diagramm nach Fig. 4 durch einen ausgezogenen Kreisbogen dargestellt. Die möglichen Signalstellen dieses Vektors $\vec{v}$ in der Mitte der Symbolintervalle sind durch Punkte bezeichnet, die den Pegeln -3 , -1 , $+1$, $+3$ des 4-Pegeldatensignals des Ausgangs der Quelle 3 entsprechen.

An Hand der Zeitdiagramme nach Fig. 5 wird die Wirkungsweise dieses PSK-Systems näher erläutert.

Das Zeitdiagramm a zeigt das zu übertragende 4-Pegeldatensignal der Quelle 3, wobei die quaternären Werte «0», «1», «2» und «3» sowie die entsprechenden Spannungswerte -3 , -1 , $+1$ und $+3$ dargestellt sind. Die Zufuhr dieses Datensignals a zu der Modulationsstufe 5 führt zu einem PSK-Signal entsprechend der Formel (2), dessen Phase $\varnothing(t)$ in dem Zeitdiagramm b für den Fall $\varnothing(0) = -\pi/4$ dargestellt ist.

In der Demodulationsstufe 9 wird dieses PSK-Signal mit den beiden Bezugsträgern, und zwar mit $\sin(\omega_c t)$ im Demodulator 10 und mit $\cos(\omega_c t)$ im Demodulator 11, multipliziert. An dem Ausgang der Demodulatoren 10 und 11 erscheinen dann die niederfrequenten Anteile $\cos[\varnothing(t)]$ und $\sin[\varnothing(t)]$, die in den Zeitdiagrammen c und d dargestellt sind. In dem Regenerationskreis 14 werden die gefilterten niederfrequenten Anteile $\cos[\varnothing(t)]$ und $\sin[\varnothing(t)]$ mit dem Bezugstaktimpulssignal abgetastet, wobei die Abtastimpulse zu Zeitpunkten $t = mT + T/2$ auftreten und m eine ganze Zahl ist. Die Tiefpassfilter 12, 13 können auf herkömmlicher Weise opti-

malisiert werden (siehe Bezugsmaterial [5], Seite 981). An dem Ausgang der Abtastkreise 15, 16 erscheinen die Reihen von Signalabtastwerten, die in den Zeitdiagrammen e und f dargestellt sind. Der Signalverarbeitungskreis 17 ist derart eingerichtet, dass die Polarität des Ausgangswertes der des Signalabtastwertes am Ausgang des Kreises 16 entspricht und dass die Grösse des Ausgangswertes dem Wert 1 für positive Polarität des Signalabtastwertes an dem Ausgang des Kreises 15 und dem Wert 3 für negative Polarität des letztgenannten Signalabtastwertes entspricht. Das Resultat ist ein regeneriertes 4-Pegeldatensignal, das in dem Zeitdiagramm g dargestellt ist und – abgesehen von einer konstanten Verzögerung um $T/2$ – dem zu übertragenden 4-Pegeldatensignal in dem Zeitdiagramm a entspricht.

Das beschriebene PSK-System weist viele Eigenschaften auf, die zur Erfüllung der im obenstehenden erwähnten Anforderungen für wirtschaftliche Datenübertragung über Funkverbindungen erwünscht sind. Dennoch ist das Spektrum dieses PSK-Signals an dem Ausgang der Modulationsstufe 5 noch ziemlich breit, wie dies auch aus Fig. 6 hervorgeht, in der die genormte spektrale Dichte P/T als Funktion der genormten Frequenz $|(f - f_c)T|$ für das PSK-Signal nach der Formel (2) mit einer Impulsform entsprechend Fig. 3 in dem Fall von 4-Pegeldatensignalen (siehe Bezugsmaterial [4] Fig. 2(b) auf Seite 528) dargestellt ist. Insbesondere zeigt Fig. 6, dass der Pegel der spektralen Leistungsdichte für Frequenzen f , die etwa um die doppelte Symbolfrequenz $1/T$ von der Trägerfrequenz f_c entfernt sind, nur etwa um 30 dB niedriger ist als der Pegel für die Trägerfrequenz f_c selbst. Für einen in Funkübertragungssystemen üblichen Kanalabstand von 25 kHz und ein 4-Pegeldatensignal mit einer Symbolfrequenz von 8 kHz bedeutet dies, dass das PSK-Signal in den beiden angrenzenden Übertragungskkanälen Störungen mit einem wegen der grossen Unterschiede im Signalpegel unzulässig hohen Pegel verursachen wird.

Das beschriebene PSK-System nach dem Stand der Technik liefert einen winkelmodulierten Träger mit konstanter Amplitude, dessen Phase in der Mitte der Symbolintervalle einen der vier möglichen Werte $-3\pi/4$, $-\pi/4$, $+\pi/4$, $+3\pi/4$ annehmen kann. Ein derartiger Träger kann in nicht linearen Senderendstufen (Klasse-C) verstärkt werden, ohne dass das Spektrum verbreitert wird.

Das Spektrum dieses Signals ist jedoch noch ziemlich breit. In der nachfolgend beschriebenen Ausführungsform des PSK-Systems wird unter Anwendung von differentieller Phasenmodulation den vier möglichen Phasenänderungen $-\pi/2$, 0 , $+\pi/2$, $+\pi$ eine fünfte mögliche Phasenänderung $-\pi$ hinzugefügt. Dadurch, dass die Wahl zwischen den Phasenänderungen $+\pi$ und $-\pi$, die Modulo- 2π gleich sind, durch den Phasenverlauf in vorhergehenden Symbolintervallen bestimmt wird, kann ein derartiger Phasenverlauf erhalten werden, dass das Spektrum schmaler gemacht wird. Diesem Umstand liegt die Erkenntnis zugrunde, dass durch eine geringe Krümmung des Phasenverlaufes (zweite Ableitung nach der Zeit der Phase) ausserhalb der Hauptkeule der Spektrums weniger Leistung erzeugt wird.

Diese Massnahmen werden nunmehr an Hand des bereits beschriebenen 4-Pegeldatensignals erläutert, wobei ein Datensymbol in einem Zeitintervall $[mT, (m+1)T]$ mit m entsprechend einer ganzen Zahl durch $a(m)$ dargestellt wird und der Pegel von $a(m)$ durch den entsprechenden quaternären Wert «0», «1», «2» oder «3» bezeichnet wird.

Die Erläuterung wird gegeben für den Fall, dass die Phase $\varnothing(t)$ zwischen den Zeitpunkten $t = mT$ und $t = (m+1)T$ sich um einen Betrag $\Delta\varnothing(m)$ ändert, der bestimmt wird durch:

$$\Delta\varnothing(m) = (k-1)\pi/n, \dots, 0, \dots, (k-1)\pi/n$$

(Inkrement: $2\pi/n$)

worin n der Anzahl Pegel der Datensymbole entspricht und wobei in dem ersten Beispiel $k=5$ ist.

Für diesen Fall ($n=4$) wird weiterhin vorausgesetzt, dass die Beziehung zwischen der Phasenänderung $\Delta\varnothing(m)$ und den Datensymbolen von dem Pegel von $a(m)$ entsprechend der nachfolgenden Tabelle 1 abhängig ist.

Tabelle 1

$a(m)$	$k(m)$	$\Delta\varnothing(m)$
«0»	-2, +2	$-\pi, +\pi$
«1»	-1	$-\pi/2$
«2»	0	0
«3»	+1	$+\pi/2$

Für den Pegel $a(m) = \text{«0»}$, dem die maximale absolute Phasenänderung von π zugeordnet wird, wird der Wert von $\Delta\varnothing(m)$ durch die vorhergehenden Werte $\Delta\varnothing(m-1)$ und $\Delta\varnothing(m-2)$ und folglich der Werte $k(m-1)$ und $k(m-2)$ entsprechend den Regeln der nachfolgenden Tafel 2 bestimmt.

Tabelle 2

$a(m) = \text{«0»}$	$k(m)$	$\Delta\varnothing(m)$
$k(m-1) - k(m-2) > 0$	+2	$+\pi$
$k(m-1) - k(m-2) = 0, k(m-1) > 0$	+2	$+\pi$
$k(m-1) - k(m-2) = 0, k(m-1) < 0$	-2	$-\pi$
$k(m-1) - k(m-2) < 0$	-2	$-\pi$
$k(m-1) = 0, k(m-2) = 0$	+2	$+\pi$

Wenn $a(m) = \text{«0»}$ ist und $k(m-1) = k(m-2) = 0$, könnte der Wert von $\Delta\varnothing(m)$ durch noch frühere Werte $k(m-3)$, $k(m-4)$, ... bestimmt werden. Da eine derartige Erweiterung wenig Vorteile bietet, wird aus den möglichen Werten -2 und +2 für $k(m)$ jeweils die feste Wahl entsprechend der letzten Zeile der obenstehenden Tabelle gemacht.

Die Modulationsstufe 5 zum Erzeugen eines winkelmodulierten Trägersignals mit einer Phase $\varnothing(t)$ entsprechend den obenstehenden Regeln kann verschiedenartig ausgeführt werden. Hier (Fig. 7) wird vorausgesetzt, dass die Modulationsstufe 5 als Frequenzmodulationsstufe ausgebildet ist mit einem idealen spannungsgesteuerten Oszillator 6 (VCO), wobei die Ruhfrequenz f_0 jeweils der gewünschten Trägerfrequenz f_c entspricht und wobei die Verstärkungskonstante K_0 gleich $\pi/2$ je Amplitudeneinheit je Symbolintervall T ist. Das funktionelle Blockschaltbild dieser Modulationsstufe 5 ist in Fig. 7 dargestellt. In dieser Modulationsstufe 5 wird das 4-Pegeldatensignal der Quelle 3 in Fig. 1 dem Oszillator 6 über einen Vormodulationskreis 23 zugeführt, der die Reihenschaltung eines Pegelwandlers 24 zur Umwandlung des 4-Pegeldatensignals in ein 5-Pegeldatensignal und eines Tiefpassfilters 25 mit einer Impulsantwort, die dem dritten Nyquist-Kriterium entspricht, enthält. Dieser Pegelwandler 24 ist derart eingerichtet, dass die eintreffenden 4-Pegeldatensymbole $a(m)$ in intermediären Datensymbole $k(m)$ mit 5 Pegeln umgewandelt werden, wobei die Beziehung zu den 4-Pegeln von $a(m)$ in den Tafeln 1 und 2 gegeben ist.

Die Wirkungsweise der Modulationsstufe 5 nach Fig. 7 wird nun erläutert für den Fall, dass die Datensymbole $k(m)$ an dem Ausgang des Wandlers 24 in Form rechteckiger Spannungsimpulse mit einer Impulsbreite T und einer Polarität und einer Impulshöhe, die den Werten $k(m)$ entsprechen, erscheinen.

Weiterhin wird vorausgesetzt, dass das Tiefpassfilter 25 die möglichst schmale Bandbreite ausweist (siehe das Bezugsmaterial D(1), Seite 65), so dass im Zusammenhang mit der

an dieser Stelle gewählten rechteckigen Impulsform während einer Zeit T der Datensymbole das Filter 25 eine Übertragungsfunktion $H(w)$ aufweist, die durch die nachstehende Formel angegeben wird:

$$H(w) = \begin{cases} \frac{(wT/2)^2}{\sin^2(wT/2)} & , \quad w \leq \pi/T \\ 0 & , \quad w > \pi/T \end{cases} \quad (4)$$

Die Erläuterung erfolgt an Hand der Zeitdiagramme in Fig. 8.

Das Zeitdiagramm a aus Fig. 8 zeigt dasselbe zu übertragende 4-Pegeldatensignal der Quelle 3 in Fig. 1 als Zeitdiagramm a aus Fig. 5. Infolge des Datensignals a tritt an dem Ausgang des Pegelwandlers 24 ein intermediäres 5-Pegeldatensignal auf, das in dem Zeitdiagramm b dargestellt ist. Die Zufuhr dieses 5-Pegeldatensignals b zu dem spannungsgesteuerten Oszillator 6 in Fig. 7 über das Filter 25 führt zu einem winkelmodulierten Trägersignal konstanter Amplitude, das in der nachstehenden Form ausgedrückt werden kann:

$$\sin[w_c t + \varnothing(t)] \quad (5)$$

Das Zeitdiagramm c aus Fig. 8 zeigt die Phase $\varnothing(t)$ dieses Signals infolge des 5-Pegeldatensignals b für den Fall

$\varnothing(0) = -\pi/4$. Zum Vergleich zeigt das Zeitdiagramm d in Fig. 8 die Phase $\varnothing(t)$ des modulierten Signals an dem Ausgang der Modulationsstufe 5 in Fig. 2 bei Zufuhr des Datensignals a oder mit anderen Worten die Phase $\varnothing(t)$ bei Anwendung der bereits beschriebenen PSK-Methode (siehe Zeitdiagramm b in Fig. 5).

Wie auch aus dem Zeitdiagramm c in Fig. 8 hervorgeht, ändert sich die Phase $\varnothing(t)$ zwischen den Zeitpunkten $t = mT$ und $t = (m+1)T$ um einen Betrag $\Delta\varnothing(m)$ entsprechend $\pm\pi$, $\pm\pi/2$ oder 0. Denn die Phase $\varnothing(t)$ an dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators 6 ist dem Integral seiner Eingangsspannung $u(t)$ proportional, so dass gilt:

$$\Delta\varnothing(m) = \varnothing((m+1)T) - \varnothing(mT) = K_0 \int_{mT}^{(m+1)T} u(t) dt \quad (6)$$

wobei, wie erwähnt,

$$K_0 = \pi/(2T) \quad (7)$$

Weiterhin entspricht das Filter 25 dem dritten Nyquist-Kriterium, so dass gilt:

$$\Delta\varnothing(m) = K_0 \int_{mT}^{(m+1)T} u(t) dt = K_0 \int_{mT}^{(m+1)T} v(t) dt \quad (8)$$

wobei $v(t)$ die Ausgangsspannung des Pegelwandlers 24 ist, die für das Zeitintervall $[(mT), (m+1)T]$ dem konstanten Wert $k(m)$ entspricht. Auf Grund dieser Formeln gilt für die Phasenänderung $\Delta\varnothing(m)$:

$$\Delta\varnothing(m) = K_0 k(m)T = k(m) \cdot \pi/2 \quad (9)$$

Die Form der Phase $\varnothing(t)$ für die Zeitpunkte t innerhalb des betreffenden Zeitintervalls $[mT, (m+1)T]$ hängt von der spezifischen Wahl des Filters 25, das dem dritten Nyquist-Kriterium entspricht, ab. Sogar für die an dieser Stelle getroffene Wahl der möglichst schmalen Bandbreite für das Filter 25 stellt es sich heraus, dass die Stossantwort $h(t)$ ihre signifikantesten Werte in einem zentralen Intervall mit der Länge $3T$ aufweist, so dass die Form der Phase $\varnothing(t)$ innerhalb des Zeitintervalls $[mT, (m+1)T]$ hauptsächlich durch die gefilterte Version des Datensymbols $k(m)$ und in geringerem Masse durch die gefilterte Version der Datensymbole $k(m-1)$ und $k(m+1)$ bestimmt wird.

Die obenstehend beschriebenen Massnahmen in der Modulationsstufe 5 nach Fig. 7 bedeuten, dass für das Datensymbol $a(m)$ mit einem Pegel «0», dem die Phasenänderungen $\Delta\varnothing(m) = \pm\pi$, zugeordnet sind, der Pegel $k(m)$ an dem Ausgang des Wandlers 24 jeweils derart gewählt wird, dass die Richtung der Pegeländerung in den zwei vorhergehenden Symbolintervallen beibehalten wird, wie dies aus den Zeitdiagrammen a und b in Fig. 8 hervorgeht. Dadurch wird vermieden, dass einer Phasenänderung von π in der einen Richtung unmittelbar eine Phasenänderung von π in der anderen Richtung folgen kann. Dies führt zu einer Phase $\varnothing(t)$ des modulierten Signals, die allmählicher variiert als in dem Fall der Anwendung der bekannten PSK-Methode, wie dies ein Vergleich der Zeitdiagramme c und d in Fig. 8 erläutert.

Durch diesen allmählicheren Charakter der Phasenänderungen hat das betreffende modulierte Trägersignal ein Frequenzspektrum, das eine schmalere Hauptkeule sowie auch für Frequenzen ausserhalb dieser Hauptkeule wesentlich weniger Leistung aufweist als das Frequenzspektrum des bekannten PSK-Signals (siehe Fig. 6). Dies geht auch aus Fig. 9 hervor, in der für den betreffenden Fall die genormte spektrale Leistungsdichte P/T als Funktion der genormten Frequenz $|(f-f_c)T|$ dargestellt ist. Insbesondere zeigt Fig. 9, dass für Frequenzen f , die etwa um die doppelte Symbolfrequenz $1/T$ von der Trägerfrequenz f_c entfernt sind, der Pegel der spektralen Leistungsdichte gegenüber dem für die Trägerfrequenz f_c um etwa 60 dB niedriger ist. Dagegen ist dieser Pegel für dieselben Frequenzen bei Verwendung der bekannten PSK-Modulationstufe 5 nach Fig. 2 nur um etwa 30 dB niedriger als der für die Trägerfrequenz f_c , wie Fig. 6 zeigt. Die Anwendung dieser Massnahmen bedeutet also, dass für Funkübertragungssysteme mit dem bereits genannten Kanalabstand von 25 kHz und 4-Pegeldatensignalen mit einer Symbolfrequenz von 8 kHz die Störungen in den beiden benachbarten Übertragungskkanälen einen Pegel aufweisen, der zum grössten Teil für die praktischen Anwendungen in dem frequenzreichen Bereich niedrig genug ist.

Diese wesentliche Verringerung der Leistung ausserhalb des Bandes der spektralen Hauptkeule wird mit Hilfe einer Modulationsstufe 5 erhalten, die nach Fig. 7 einen Pegelwandler 24 und ein Tiefpassfilter 25 enthält. Obschon der Pegelwandler 24 auf verschiedene Weise ausgebildet werden kann, bietet eine Verwirklichung in digitalen Techniken viele praktische Vorteile.

Als Beispiel zeigt Fig. 10 einen digitalen Pegelwandler 24 mit einfacher Struktur. Diese einfache Struktur ist dadurch erhalten worden, dass ein Digitalspeicher 26 in Form eines Festwertspeichers ROM verwendet worden ist, in dem an den Speicherstellen 3-Bit-Worte gespeichert sind, die die 5 möglichen Werte $-2, -1, 0, +1, +2$ von $k(m)$ darstellen, und diese 3-Bit-Worte werden mit der Symbolfrequenz $1/T$ aus gelesen und mit Hilfe eines Digital-Analog-Wandlers 27 in die entsprechenden Spannungswerte der 5-Pegeldatensymbole $k(m)$ umgewandelt. In diesem Fall werden die 4-Pegeldatensymbole $a(m)$ der Quelle 3 in Fig. 1 dem Pegelwandler 24 zugeführt, und zwar in Form von 2-Bit-Worten, die die 4

möglichen Pegel «0», «1», «2», «3» von $a(m)$ darstellen. Wie bereits erläutert, hängt der Wert $k(m)$ von dem Datensymbol $a(m)$ sowie von den beiden vorhergehenden Werten $k(m-1)$ und $k(m-2)$ ab. Dies bedeutet, dass die Adresse $A(m)$ für die Speicherstelle des 3-Bit-Wortes $k(m)$ im Speicher 26 aus dem 2-Bit-Wort $a(m)$ und den beiden 3-Bit-Worten $k(m-1)$, $k(m-2)$ zusammengestellt werden muss, die dadurch erhalten werden, dass die aus dem Speicher 26 ausgelesenen 3-Bit-Worte zwei Verzögerungseinheiten 28, 29 mit je einer Verzögerungszeit entsprechend einem Symbolintervall T zugeführt werden. Diese Adresse $A(m)$ ist also ein 8-Bit-Wort, das mit Hilfe eines Adressierkreises 30 aus den Worten $a(m)$, $k(m-1)$ und $k(m-2)$ zusammengesetzt wird, und zwar auf die in Fig. 10 dargestellte Weise: Die ersten zwei Bits stellen das Datensymbol $a(m)$ dar, die folgenden drei Bits die Werte $k(m-1)$ und die letzten drei Bits den Wert $k(m-2)$. Die Steuersignale mit der Frequenz $1/T$ für den Adressierkreis 30, den Speicher 26 und den Digital-Analog-Wandler 27 erzeugt ein Zeitsteuerkreis 31, der mit der Taktimpulssignalquelle 4 in Fig. 1 synchronisiert ist. Aus den beiden obenstehend gegebenen Tabellen 1 und 2 kann dann auf einfache Weise abgeleitet werden, welche 3-Bit-Worte an den Speicherstellen gespeichert werden müssen. Aus der Tabelle 1 folgt, dass an allen Stellen mit einer Adresse $a(m)$, von denen die ersten zwei Bits den Pegel $a(m) = \langle 1 \rangle$ darstellen, ein für den Wert $k(m) = 1$ repräsentatives 3-Bit-Wort gespeichert ist und auf gleiche Weise an allen Stellen mit einer Adresse $A(m)$, von denen die ersten zwei Bits den Pegel $a(m) = \langle 2 \rangle$ bzw. den Pegel $a(m) = \langle 3 \rangle$ darstellen, ein 3-Bit-Wort gespeichert ist, das für den Wert $k(m) = 0$, bzw. den Wert $k(m) = +1$ repräsentativ ist. An den Stellen mit einer Adresse $A(m)$, von denen die ersten zwei Bits den Pegel $a(m) = \langle 0 \rangle$ darstellen, ist ein 3-Bit-Wort gespeichert, das für den Wert $k(m) = -2$ oder den Wert $k(m) = +2$ repräsentativ ist, abhängig von den übrigen sechs Bits der Adresse $A(m)$. Die Zeilen in der Tabelle 2 zeigen dann, welcher dieser Werte, $+2$ oder -2 , gewählt werden muss. So folgt beispielsweise für eine Adresse $A(m)$ mit $a(m) = \langle 0 \rangle$, $k(m-1) = 0$, $k(m-2) = -1$ aus der ersten Zeile dieser Tabelle 2 der Wert $k(m) = +2$ und für eine Adresse $A(m)$ mit $a(m) = \langle 0 \rangle$, $k(m-1) = +1$, $k(m-2) = +2$ aus der vierten Zeile dieser Tabelle der Wert $k(m) = -2$.

Für das Tiefpassfilter 25 in Fig. 7 bietet eine Verwirklichung als digitales Transversalfilter praktische Vorteile. Die 5-Pegeldatensymbole $k(m)$ des Pegelwandlers 24 in Fig. 7 werden dann in Form von Signalabstastwerten mit dem Wert $k(m)$ diesem digitalen Transversalfilter zugeführt. Wegen der Dirac-Impulsform der Datensymbole $k(m)$ muss dieses digitale Transversalfilter eine Übertragungsfunktion $H'(w)$ aufweisen, die durch die folgende Formel dargestellt wird:

$$H'(w) = T \frac{\sin(wT/2)}{(wT/2)} \cdot H(w) \quad (10)$$

wobei $H(w)$ durch die Formel (4) gegeben ist. Die dem Wert $H'(w)$ zugeordnete Stossantwort $h'(t)$ entspricht dann der Antwort $h(t)$ zu einem einzigen Impuls mit der Breite T und der Höhe 1 eines Filters mit der Übertragungsfunktion $H(w)$. Da ein Transversalfilter eine Stossantwort endlicher Dauer aufweist und die Stossantwort $h'(t) = h(t)$ unendlich lang ist, wird eine gewisse Beschränkung der Dauer der Stossantwort akzeptiert werden müssen. Es stellt sich jedoch heraus, dass diese Stossantwort $h'(t) = h(t)$ ihre signifikantesten Werte in einem zentralen Intervall mit der Länge von $3T$ aufweist und ihre Werte ausserhalb eines zentralen Intervalls mit der Länge von $7T$ nur noch wenig von dem Wert null abweichen. Wenn nun die Dauer der Stossantwort des digitalen Transversalfilters auf das zentrale Intervall mit der Stossantwort $h'(t) = h(t)$ mit einer Länge von $5T$ bzw. $7T$ beschränkt wird, bildet die

Übertragungsfunktion dieses Transversalfilters eine gute bzw. sehr gute Annäherung von $H'(w)$ entsprechend der Formel (10). An den Ausgang dieses digitalen Transversalfilters wird noch ein einfaches Tiefpassfilter zur Unterdrückung unerwünschter Signale mit der Ausgangsabtastfrequenz und deren Vielfachen angeschlossen. Die Einflüsse dieser Beschränkungen der Stossantwortdauer auf das Frequenzspektrum am Ausgang der Modulationsstufe 5 aus Fig. 7 sind in Fig. 9 durch gestrichelte Kurven mit der Dauer $5T$ und $7T$ als Parameter dargestellt. Die Abweichungen dieser gestrichelten Kurven gegenüber den ausgezogenen Kurven für eine Stossantwort $h'(t) = h(t)$ unbeschränkter Dauer erhalten erst eine wirkliche Bedeutung für die Frequenzen f , für die $|(f - f_c)T|$ grösser als 2 ist, aber auch dann haben die Störungen in den beiden benachbarten Übertragungskäufen, die durch die Leistung ausserhalb des Bandes der spektralen Hauptkeule verursacht werden, einen Pegel, der in den meisten Fällen der praktischen Anwendungen in Funkübertragungssystemen akzeptierbar ist.

Bisher wurde vorausgesetzt, dass das Tiefpassfilter 25 in Fig. 7 eine möglichst schmale Bandbreite aufweist, aber dieses Filter kann auch eine grössere Bandbreite aufweisen. Aus dem Bezugsmaterial D(9) ist bekannt, dass eine Übertragungsfunktion mit einer Stossantwort, die dem dritten

Nyquist-Kriterium entspricht, auf eine Übertragungsfunktion $N_1(w)$ mit einer Stossantwort, die dem ersten Nyquist-Kriterium entspricht, zurückgeführt werden kann. Auf Grund dieses bekannten Ergebnisses und der gewählten rechteckigen Impulsform mit einer Dauer T der Datensymbole kann die Übertragungsfunktion $H(w)$ des Filters 25 in allgemeinerer Form beschrieben werden als:

$$H(w) = \frac{(w T/2)^2}{\sin^2(w T/2)} \cdot N_1(w) \quad (11)$$

Ein Eindruck des Einflusses der Bandbreite kann dadurch erhalten werden, dass für $N_1(w)$ die Klasse von Racos-Kennlinien (Racos = «Raised cosine») angewandt wird, siehe Bezugsmaterial D(2), Seiten 50–51. Eine Racos-Kennlinie besteht aus einem Teil mit konstanter Amplitude und einem Teil mit sinusförmig abnehmender Amplitude und kann durch einen Parameter α spezifiziert werden, der angibt, wieviel die Breite des Frequenzbandes grösser ist als die minimale Nyquist Breite π/T . In dem Fall $\alpha = 0$ ist $H(w)$ nach der Formel (11) gleich $H(w)$ nach der Formel (4); und das Filter 25 weist eine möglichst schmale Breite auf. Aus dem Bezugsmaterial D(2), Seiten 50–51, ist bekannt, dass $N_1(w)$ für eine Racos-Kennlinie wie folgt geschrieben werden kann:

$$N_1(w) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq w < (1-\alpha) \pi/T \\ 0,5 * (1 - \sin((wT - \pi)/2\alpha)) & , (1-\alpha) \pi/T \leq w \leq (1+\alpha) \pi/T \\ 0 & , w > (1+\alpha) \pi/T \end{cases} \quad (12)$$

Der Einfluss der Breite des Frequenzbandes von $H(w)$ nach der Formel (11) auf das Spektrum am Ausgang der Modulationsstufe 5 in Fig. 7 kann dadurch ermittelt werden, dass der Parameter α von $N_1(w)$ nach der Formel (12) geändert wird. Im allgemeinen stellt es sich heraus, dass niedrigere Werte des Parameters α eine bessere Verringerung der Leistung ausserhalb des Bandes der spektralen Hauptkeule ergeben als höhere Werte. Wenn nun die Dauer der Stossantwort des Filters 25 auf ein zentrales Intervall mit der Länge von $5T$ beschränkt und der Parameter geändert wird, stellt es sich heraus, dass die spektrale Leistungsdichte von der für $\alpha = 0$, die durch eine punktierte Kurve in Fig. 9 dargestellt ist, nicht nennenswert abweicht, wenn α kleiner ist als 0,25. Dies erleichtert die Anforderungen an $H(w)$ und vereinfacht die praktische Ausbildung des Filters 25 als digitales Transversalfilter mit einer Übertragungsfunktion $H'(w)$ nach der Formel (10).

In der Modulationsstufe 5 nach Fig. 7 kann der Vormodulationskreis 23 nun als Ganzes in digitaler Technik verwirklicht werden, indem die obenstehende digitale Ausbildung des Tiefpassfilters 25 mit der des Pegelwandlers 24 nach Fig. 10 kombiniert wird, wobei der Digital-Analog-Wandler 27 an dem Ausgang des Pegelwandlers 24 in Fig. 10 und der Analog-Digital-Wandler an dem Eingang des digitalen Transversalfilters fortfallen können, weil die aus dem Speicher 26 in Fig. 10 ausgelesenen 3-Bit-Worte $k(m)$ unmittelbar in einem derartigen Digitalfilter verarbeitet werden können.

Das modulierte Trägersignal am Ausgang der Modulationsstufe 5 in Fig. 7 kann in dem Empfänger 2 nach Fig. 1 verarbeitet werden.

Die Wirkungsweise dieses Empfängers 2 wird an Hand der Zeitdiagramme in Fig. 11 näher erläutert. Dabei wird vorausgesetzt, dass an dem Eingang des Empfängers 2 ein winkelmoduliertes Trägersignal nach der Formel (5) mit einer

Phase $\varnothing(t)$ entsprechend dem Zeitdiagramm c in Fig. 8 erscheint, wobei die Phase $\varnothing(t)$ abermals in dem Zeitdiagramm a nach Fig. 11 dargestellt ist. Eine Multiplikation dieses Signals mit dem Bezugsträger $\sin(w_c t)$ im Demodulator 10 und mit dem Bezugsträger $\cos(w_c t)$ im Demodulator 11 führt dann zu den niederfrequenten Anteilen $\cos[\varnothing(t)]$ und $\sin[\varnothing(t)]$, die in den Zeitdiagrammen b bzw. c nach Fig. 11 dargestellt sind. Die Zeitdiagramme d und e aus Fig. 11 zeigen die Reihen von Signalabtastwerten an dem Ausgang der Abtastkreise 15 bzw. 16, wenn die Abtastimpulse zu den Zeitpunkten $t = mT$ auftreten. Zum Schluss zeigt das Zeitdiagramm f das regenerierte 4-Pegeldatensignal am Ausgang des Signalverarbeitungskreises 17, das – abgesehen von einer konstanten Verzögerung über ein Symbolintervall – dem zu übertragenden 4-Pegeldatensignal, wie dies in dem Zeitdiagramm a nach Fig. 8 dargestellt ist, entspricht.

Aus dem Zeitdiagramm a in Fig. 11 geht hervor, dass bei $\varnothing(0) = -\pi/4$ die Phase $\varnothing(t)$ zu den Zeitpunkten $t = mT$ immer gleich $\pm \pi/4$ oder ungeraden Vielfachen davon ist. Für die Phasenänderung $\Delta\varnothing(m)$ in einem Symbolintervall $[mT, (m+1)T]$ gilt dann, dass die Polaritäten der Signalabtastwerte d und e zu dem Zeitpunkt $t = (m+1)T$ am Ende dieses Intervalls ausreichen zur Bestimmung des Wertes Modulo -2π der Phase $\varnothing(m+1)T$, und dass ebenso die Polaritäten der Signalabtastwerte d und e zu dem Zeitpunkt $t = mT$ am Anfang dieses Intervalls ausreichen zur Bestimmung des Wertes Modulo -2π der Phase $\varnothing(mT)$. Die Kombination der Polaritäten der Signalabtastwerte d und e zu den Zeitpunkten $t = mT$ und $t = (m+1)T$ reichen zur Bestimmung, ob die Phasenänderung $\Delta\varnothing(m)$ gleich $-\pi/2, 0, +\pi/2$ oder $\pm\pi$ ist. Auf Grund der obenstehend beschriebenen Beziehungen zwischen der Phasenänderung $\Delta\varnothing(m)$ und den Datensymbolen $a(m)$ kann der Pegel des übertragenen Datensymbols $a(m)$ unzweideutig festgelegt werden, und zwar durch die genannten

Kombinationen von Polaritäten der Signalabtastwerte d und e . Die Tatsache, dass zwischen $\Delta\varnothing(m) = -\pi$ und $\Delta\varnothing(m) = +\pi$ kein Unterschied gemacht wird, ergibt keine Schwierigkeiten: die beiden Werte $\Delta\varnothing(m)$ entsprechen ja demselben Pegel «0» des Datensymbols $a(m)$. Da die Phase $\varnothing(t)$ zu dem Zeitpunkt $t = mT$ vier unterschiedliche Werte annehmen kann, sind für jeden der Pegel der Datensymbole $a(m)$ vier verschiedene Kombinationen der Polaritäten der Signalabtastwerte d und e zu den Zeitpunkten $t = mT$ und $t = (m+1)T$ möglich. Die Kombinationen und die entsprechenden Pegel von $a(m)$ sind in der Tabelle nach Fig. 12 dargestellt.

Fig. 13 zeigt einen Signalverarbeitungskreis 17 mit einer einfachen Struktur, die auf den obenstehenden Erwägungen basiert. Diese einfache Struktur ist erhalten worden durch Verwendung eines digitalen Speichers 32 in Form eines Festwortspeichers ROM, wobei an den Speicherstellen 2-Bit-Worte gespeichert sind, die die möglichen Pegel «0», «1», «2», «3» des Datensymbols $a(m)$ darstellen und die mit der Symbolfrequenz $1/T$ ausgelesen und mit Hilfe eines Digital-Analog-Wandlers 33 in die entsprechenden Spannungswerte der Datensymbole $a(m)$ umgewandelt werden. Mit Hilfe eines Adressierkreises 34 wird die Adresse für die Speicherstelle des 2-Bit-Wortes $a(m)$ aus der Kombination der Polaritäten der Signalabtastwerte d und e zu den Zeitpunkten $t = (m+1)T$ und $t = mT$ zusammengesetzt, wobei diese letztere Polaritäten zu den Zeitpunkten $t = (m+1)T$ an dem Ausgang der Verzögerungselemente 35, 36 verfügbar sind, die an die Abtakreize 15, 16 angeschlossen sind und je eine Verzögerungszeit entsprechend dem Symbolintervall T aufweisen. Aus der Tabelle nach Fig. 12 folgt dann, welche 2-Bit-Worte an den Speicherstellen gespeichert werden müssen. Die Steuersignale mit der Frequenz $1/T$ für den Adressierkreis 34, den Speicher 32 und den Digital-Analog-Wandler 33 kommen von einem Zeitsteuerkreis 37, der an einen Taktimpulskreis 20 in Fig. 1 angeschlossen ist.

Wenn die Tiefpassfilter 12, 13 in diesem Empfänger 2 auf herkömmliche Weise optimallisiert sind, stellt es sich heraus, dass die Fehlerrate als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses in dem betreffenden Fall praktisch gleich der ist im Falle einer Verwendung der bekannten PSK-Modulationsstufe 5 nach Fig. 2.

Durch Verwendung des Pegelwandlers nach Fig. 10 wird ein Datenübertragungssystem erhalten, das dieselben gewünschten Kommunikationseigenschaften aufweist wie die bekannten PSK-Systeme, das aber das verfügbare Frequenzspektrum wirtschaftlicher ausnutzen kann als diese bekannten PSK-Systeme, und zwar durch die wesentliche Verringerung der Leistung ausserhalb des Frequenzbandes der spektralen Hauptkeule, die in dem beschriebenen Beispiel ausserdem schmaler ist.

Ein fließender Verlauf der Phase mit der Zeit, wobei der zweite zeitliche Differentialquotient der Phase möglichst klein ist, ist zum Erhalten eines schmalen Spektrums des phasenmodulierten Signals günstig.

Bei der Wahl der Phasenänderung $+\pi$ oder $-\pi$ können unterschiedliche Regeln befolgt werden, und zwar abhängig von dem Gesichtspunkt, der eingenommen wird.

Nach einem ersten Gesichtspunkt muss die Änderung der Neigung des Phasenverlaufes, die in den vorhergehenden Symbolintervallen eingesetzt ist, gleichmässig gemacht werden. Die sich daraus ergebende Regel, wenn zwei vorhergehende Symbolintervalle in Betracht gezogen werden, ist in der vorhergehenden Tabelle 2 angegeben.

Zweitens kann angenommen werden, dass möglichst wenig von der mittleren Neigung des Phasenverlaufes in den vorhergehenden Symbolintervallen abgewichen werden muss. Die sich daraus ergebende Regel für drei vorhergehende Symbolintervalle ist in der untenstehenden Tabelle 3 angegeben.

Tabelle 3

$a(m) = \langle 0 \rangle$	$k(m)$	$\delta\varnothing(m)$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) > 0$	+2	$+\pi$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) < 0$	-2	$-\pi$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) = 0$	+2	$+\pi$

¹ Im wesentlichen besteht hier die freie Wahl zwischen $+\pi$ und $-\pi$.

Ein dritter Gesichtspunkt kann sein, dass die Phase möglichst lange konstant gehalten werden muss, oder mit anderen Worten, dass die Änderungen der Phase oder die Neigungen in dem Phasenverlauf möglichst klein gehalten werden müssen. Die Regel, die sich daraus bei der Berücksichtigung dreier vorhergehender Symbolintervalle ergibt, ist in der untenstehenden Tabelle 4 angegeben.

Tabelle 4

$a(m) = \langle 0 \rangle$	$k(m)$	$\Delta\varnothing(m)$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) < 0$	+2	$+\pi$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) > 0$	-2	$-\pi$
$k(m-1) + k(m-2) + k(m-3) = 0$	+2	$+\pi$

In dem obenstehenden gibt es für nur ein Datensymbol eine Wahl zwischen zwei Phasenänderungen, für die anderen Datensymbole liegt die Phasenänderung fest. Dieses System kann nun erweitert werden, indem auch für andere Datensymbole eine Wahlmöglichkeit geschaffen wird, und zwar abhängig vom vorangehenden Phasenverlauf. Ein Beispiel davon ist in der nachfolgenden Tabelle 5 angegeben.

Tabelle 5

$a(m)$	$k(m)$	$\Delta\varnothing(m)$
«3»	+2, -2	$+\pi, -\pi$
«0»	-1, +3	$-\pi/2, +3\pi/2$
«1»	0	0
«2»	+1, -3	$+\pi/2, -3\pi/2$

Nach dieser Tabelle wird das vierwertige Datensymbol $a(m)$ in ein siebenwertiges Signal $k(m)$ umgewandelt und jedem der sieben Werte von $k(m)$ eine bestimmte Phasendrehung zugeordnet. Es sei bemerkt, dass die Phasendrehungen, die dem Datensymbol «2» zugeordnet sind, Modulo- 2π gleich sind. Dasselbe gilt für die Symbole «0» und «3», so dass ein üblicher differentieller Phasenempfänger entsprechend dem Stand der Technik die Symbole $a(m)$ auf eindeutige Weise aus den Phasenänderungen $\Delta\varnothing(m)$ ableiten kann. Das Beeinflussen des Phasenverlaufes kann entsprechend den obenstehend angegebenen drei Gesichtspunkten erfolgen, die zu den Regeln führen, die in den untenstehenden Tabellen 6-8 niedergelegt sind.

1. Beibehalten der Neigungsänderung.

Tabelle 6

a(m)	f	k(m)	$\Delta\varnothing(m)$
0	> 0	-1	$-\pi/2$
0	< 0	+3	$+3\pi/2$
0	= 0	-1	$-\pi/2$
1	d	0	0
2	< 0	+1	$+\pi/2$
2	> 0	-3	$-3\pi/2$
2	= 0	+1	$+\pi/2$
3	< 0	+2	$+\pi$
3	> 0	-2	$-\pi$
3	= 0	+2	$+\pi$

In dieser Tabelle steht f für $f = k(m-2) - k(m-1)$ und bedeutet d, dass der Wert von f nicht wichtig ist.

2. Beibehalten der mittleren Neigung.

Tabelle 7

a(m)	g	k(m)	$\Delta\varnothing(m)$
0	< 0	-1	$-\pi/2$
0	> 0	+3	$+3\pi/2$
0	= 0	-1	$-\pi/2$
1	d	0	0
2	> 0	+1	$+\pi/2$
2	< 0	-3	$-3\pi/2$
2	= 0	+1	$+\pi/2$
3	> 0	+2	$+\pi$
3	< 0	-2	$-\pi$
3	= 0	+2	$+\pi$

In dieser Tabelle steht g für $g = k(m-3) + k(m-2) + k(m-1)$.

3. Konstanthalten der Phase.

Tabelle 8

a(m)	h	k(m)	$\Delta\varnothing(m)$
0	> 0	-1	$-\pi/2$
0	< 0	+3	$+3\pi/2$
0	= 0	-1	$-\pi/2$
1	d	0	0
2	< 0	+1	$+\pi/2$
2	> 0	-3	$-3\pi/2$
2	= 0	+1	$+\pi/2$
3	< 0	+2	$+\pi$
3	> 0	-2	$-\pi$
3	= 0	+2	$+\pi$

In dieser Tabelle steht h für $h = k(m-3) + k(m-2) + k(m-1)$.

Ein siebenwertiger Kode, wobei jedem Datensymbol zwei entgegengesetzte Phasendrehungen gleicher Grösse zugeordnet sind, zeigt die nachfolgende Tabelle 9.

Tabelle 9

a(m)	k(m)	$\Delta\varnothing(m)$
5 «0»	+2, -2	$+\pi, -\pi$
«1»	-1, +2	$-\pi/2, +\pi/2$
«2»	0	0
«3»	-3, +3	$-3\pi/2, +3\pi/2$

Auch für diesen Kode lassen sich Regeln angeben, die die Wahl zwischen den zwei Phasenänderungen bestimmen, die den in den Tabellen 6, 7 und 8 dargestellten Regeln entsprechen. Das Spektrum des modulierten Signals lässt sich in diesen Fällen nicht oder kaum von dem der vorhergehenden Fälle unterscheiden. Während also das Spektrum alle gewünschten Eigenschaften aufweist, ist der Empfänger etwas komplizierter. In diesem Empfänger wird es notwendig sein, die Phasenänderungen $+\pi/2$ von $-3\pi/2$ und die Phasenänderung $-\pi/2$ von $+3\pi/2$ zur eindeutigen Bestimmung der übertragenen Datensymbole zu unterscheiden.

In einem differentiellen Phasenempfänger nach dem Stand der Technik kann durch eine zusätzliche Abtastung mitten in einem Symbolintervall die Phasenänderung vom Anfang des Symbolintervalls an bestimmt werden. In den obengenannten Fällen beträgt diese Phasenänderung $+\pi/4$ oder $-3\pi/4$ bzw. $-\pi/4$ oder $+3\pi/4$, die Modulo- 2π verschieden sind. Mit diesen zusätzlichen Abtastungen in der Mitte der Symbolintervalle können dann die Phasenänderungen, die über ein Symbolintervall Modulo- 2π gleich sind, dennoch unterschieden werden.

Ein universaler Pegelwandler zur Umwandlung eines Vierpegelsignals in ein Siebenpegelsignal nach den Regeln der Tabellen 6, 7 oder 8 ist in Fig. 14 dargestellt. Es wird von den Werten der Koeffizienten a, b und c abhängen, entsprechend welchen Regeln die Umwandlung erfolgen wird.

Tabelle 6; Beibehalten der Neigungsänderung;

$$a = -1; b = 1; c = 0$$

Tabelle 7; Beibehalten der mittleren Neigung;

$$a = -1; b = -1; c = -1$$

Tabelle 8; Konstanthalten der Phase;

$$a = 1; b = 1; c = 1.$$

Der Pegelwandler enthält einen ROM-Speicher 38. Diesem Speicher werden die Datensymbole a(m) in Form von 2-Bit-Worten sowie die 2-Bit-Worte c(m), die ein Vergleichs- 39 erzeugt, zugeführt. Diese zwei 2-Bit-Worte bilden zusammen eine 4-Bit-Adresse für den ROM-Speicher. An dieser Adresse ist der zugeordnete Wert k(m), beispielsweise in Form eines 3-Bit-Wortes, gespeichert.

Die Werte c(m) geben an, ob die Ausdrücke für f, -g oder h grösser als Null, kleiner als Null oder gleich Null sind. Diese Information wird wie folgt abgeleitet. Die aus dem ROM-Speicher ausgelesenen Worte k(m) werden in den Verzögerungselementen 40, 41 und 42 mit einer Verzögerungszeit entsprechend einem Symbolintervall verzögert. Die Worte, die in diesen Elementen gespeichert sind, werden mit den obengenannten Koeffizienten a, b und c in den Multiplizierern 43, 44 und 45 multipliziert und danach in dem Addierer 46 addiert. Der Vergleichs- 39 bestimmt, ob die Summe grösser als Null, kleiner als Null oder gleich Null ist.

Der Inhalt des ROM-Speichers 38 ist in der Tabelle 10 spezifiziert. Diese entspricht den drei Tabellen 6, 7 und 8, wenn der Ausdruck g in der Tabelle 7 durch -g ersetzt wird.

Tabelle 10

Adresse a(m)	c(m)	Inhalt k(m)
0	>0	-1
0	<0	+3
0	=0	-1
1	>0	0
1	<0	0
1	=0	0
2	<0	+1
2	>0	-3
2	=0	+1
3	<0	+2
3	>0	-2
3	=0	+2

Die ausgelesenen Worte k(m) werden dem D/A Wandler 47 zugeführt, der am Ausgang das analoge Siebenpegelsignal liefert. Wenn das dem Pegelwandler nachgeschaltete Tiefpassfilter (siehe Fig. 7) als Digitalfilter ausgebildet ist, können die Worte k(m) unmittelbar dem Filter zugeführt werden. Die D/A-Umwandlung erfolgt hinter dem Filter.

Wenn die Symbole a(m) beliebig (random) mit der selben Wahrscheinlichkeit auftreten, ist es nicht von Bedeutung, in welcher Reihenfolge diese Symbole in den Tabellen auftreten. Diese Reihenfolge muss für ein System mit einem Sender und einem Empfänger vereinbart werden, aber die eine Reihenfolge führt zu demselben mittleren Spektrum des winkelmulierten Signals wie die andere Reihenfolge. Beispielsweise könnte die Reihenfolge 3, 0, 1, 2 in der Tabelle 5 durch die Reihenfolge 1, 3, 0, 2 und jede andere Reihenfolge derselben ersetzt werden.

Ein Kode entsprechend der untenstehenden Tabelle 11 mit einer speziell gewählten Reihenfolge der Symbole a(m), die aber weiterhin dieselbe ist wie der Kode nach der Tabelle 5, kann von der Kodierschaltung nach Fig. 15 erzeugt werden.

Tabelle 11

a(m)	k(m)	$\Delta\phi(m)$
«1»	+2, -2	$+\pi, -\pi$
«2»	-1, +3	$-\pi/2, +3\pi/2$
«3»	0	0
«0»	+1, -3	$+\pi/2, -3\pi/2$

Die Vierpegelsymbole a(m) werden einem Modulo-4-Addierer 48 zugeführt, in dem von dem Wert des Symbols a(m) der Wert des Symbols b(m-1), das an dem Ausgang des Verzögerungsteils 49 erscheint, Modulo-4 subtrahiert wird.

Das Symbol b(m), das an dem Ausgang des Addierers 48 erscheint, wird einem Verzögerungsteil 49 und dem linearen Addierer 50 zugeführt, in dem das Symbol b(m-1) zu dem Symbol b(m) addiert wird. Das Ausgangssignal des Addierers 50 ist ein Siebenpegelsignal mit den Signalpegeln von 0 bis 6. Von dem linearen Addierer 51 wird ein Signal mit dem Pegel -3 zu dem Ausgangssignal des Addierers 50 addiert. Das Resultat ist ein Siebenpegelsignal k(m) mit den Pegeln von -3 bis +3, denen auf eindeutige Weise - entsprechend der Tafel 11 - die Symbole a(m) zugeordnet sind. Die Werte der

Symbole a(m) können aus den Werten von k(m) dadurch abgeleitet werden, dass zu diesen Werten der Wert +3 Modulo-4 addiert wird.

Die Phasenänderungen $\Delta\phi(m)$, die den Symbolen k(m) zugeordnet sind, sind derart bestimmt, dass für zwei Pegel, die Modulo -4 nicht unterschiedlich sind (wie -1 und +3) die Phasenänderungen $(-\pi/2, +3\pi/2)$ Modulo -2 π nicht unterschiedlich sind. Ein üblicher Phasenempfänger macht keinen Unterschied zwischen zwei Phasen, die um 2 π voneinander abweichen, so dass in diesem Empfänger keine zusätzliche Modulo -4-Bearbeitung notwendig ist, um die Symbole a(m) aus den Phasenänderungen $\Delta\phi(m)$ abzuleiten.

Die Symbole k(m) werden nach Tiefpassfilterung einem VCO (spannungsgesteuerter Oszillator) zugeführt (Fig. 7), und zwar derart, dass eine Flächeneinheit des Mehrpegelsignals (Amplitudenschritt 1 und eine Länge entsprechend einem Symbolintervall T) zu einer Phasenänderung des Oszillatorsignals entsprechend $\pi/2$ führt. Durch diese Massnahme resultieren die Werte k(m) in den Phasenänderungen $\Delta\phi(m)$, die gleich $k(m) \cdot \pi/2$ sind.

Das Spektrum des mit den Phasenänderungen $\Delta\phi(m)$ modulierten Signals weicht unter Verwendung der Kodierschaltung nach Fig. 15 um höchstens einige dB von dem in Fig. 9 dargestellten Spektrum ab. Die günstige Wirkung der Kodierschaltung nach Fig. 15 lässt sich wie folgt erklären.

Die Auftretswahrscheinlichkeit einer Phasenänderung von 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ in positiver oder negativer Richtung für eine beliebige Reihe von Eingangssymbolen a(m) beträgt für die Anordnung nach Fig. 15 nacheinander $1/4$, $3/8$, $1/4$ und $1/8$. Die Phasenänderungen mit dem grössten Wert treten mit der kleinsten Wahrscheinlichkeit auf. Dies ist zum Verringern des Spektrums des winkelmulierten Signals ein wichtiger Faktor.

Ein anderer Faktor ist, dass die Übertragungskennlinie des Netzwerkes, das durch den Addierer 50 und den Verzögerungsteil 49 gebildet wird, bei Gleichstrom ein Maximum aufweist. Dies bedeutet, dass das Netzwerk dazu neigt, Änderungen in dem Ausgangssignal entgegenzuwirken. Für den Phasenverlauf bedeutet dies die Neigung, die mittlere Neigung beizubehalten. Dies wird in Fig. 16 zum Ausdruck gebracht, wobei in der Zeile a eine pseudo-beliebige Reihe von Symbolen a(m), in der Zeile b die Reihe von Ausgangssymbolen k(m) der Kodieranordnung nach Fig. 15 und in dem Zeitdiagramm c der Phasenverlauf dargestellt ist unter der Voraussetzung, dass die Phase in einem Symbolintervall sich linear ändert. Aus dem Zeitdiagramm c geht hervor, dass die Phase eine Wellenbewegung macht mit wenig Wellen grosser Amplitude und mit einem im allgemeinen gleichmässigen Phasenverlauf mit Ausnahme in den Spitzen und den Tälern.

Andere Möglichkeiten, das Spektrum zu verringern, liegen in der Verwendung eines Eingangssignals mit einer anderen Anzahl Pegel als vier. In dem Fall von drei Pegeln betragen die Phasenänderungen 0, $2\pi/3$ und $4\pi/3$ und kann für zwei der Pegel eine Wahlmöglichkeit zwischen einer positiven Phasenänderung und einer negativen Phasenänderung geschaffen werden.

Weiterhin ist es möglich, die Anzahl Werte von k(m) dadurch grösser zu wählen, dass Phasenänderungen eingeführt werden, die grösser sind als 2 π . Es kann vorteilhaft sein, eine Phasenänderung in einer bestimmten Richtung durch eine grössere Phasenänderung in der entgegengesetzten Richtung zu ersetzen, wenn dadurch der zweite zeitliche Differentialquotient der Phase abnimmt. Das Einführen von mehr als zwei Möglichkeiten für die Phasenänderung, die zu einem Eingangssymbol gehört, wird jedoch zu verwinkelten Algorithmen zur Bestimmung der Wahl zwischen den jeweiligen Möglichkeiten führen.

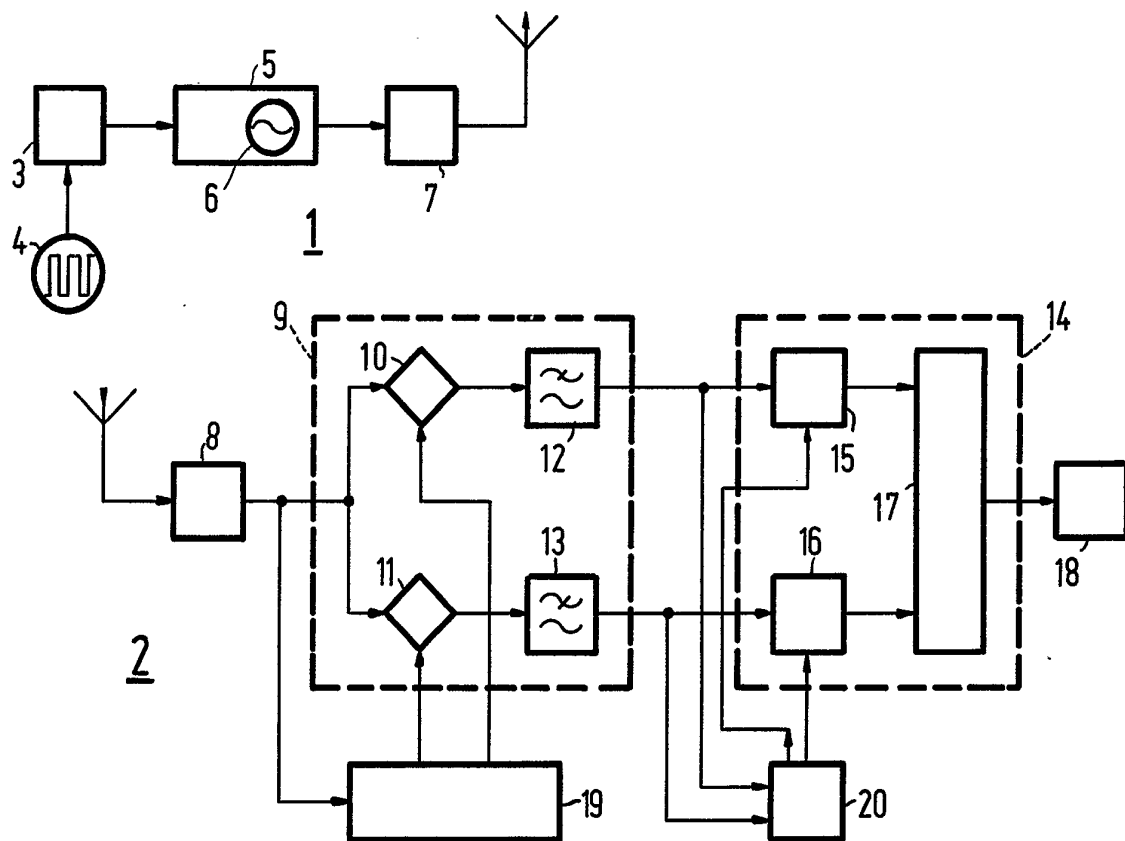


FIG.1

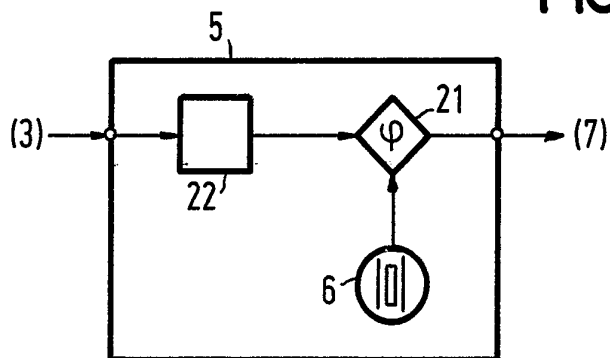


FIG.2

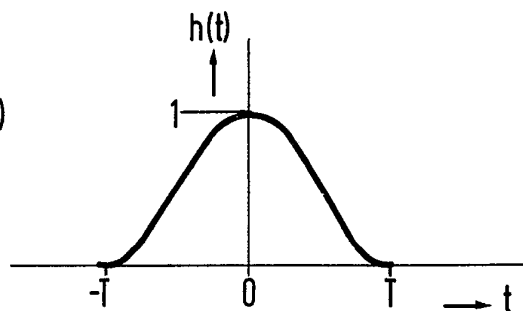


FIG.3

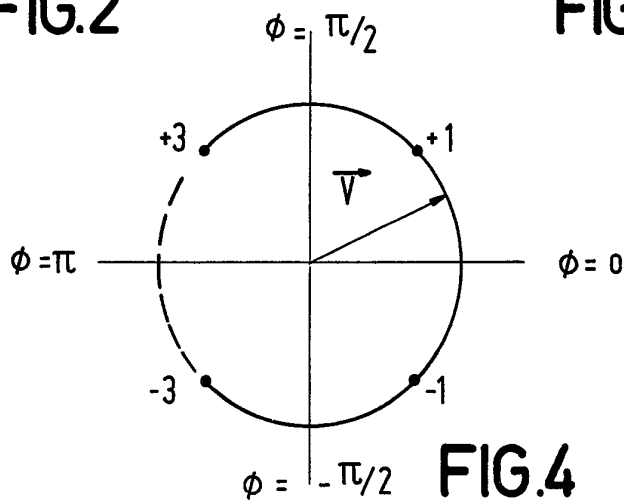


FIG.4

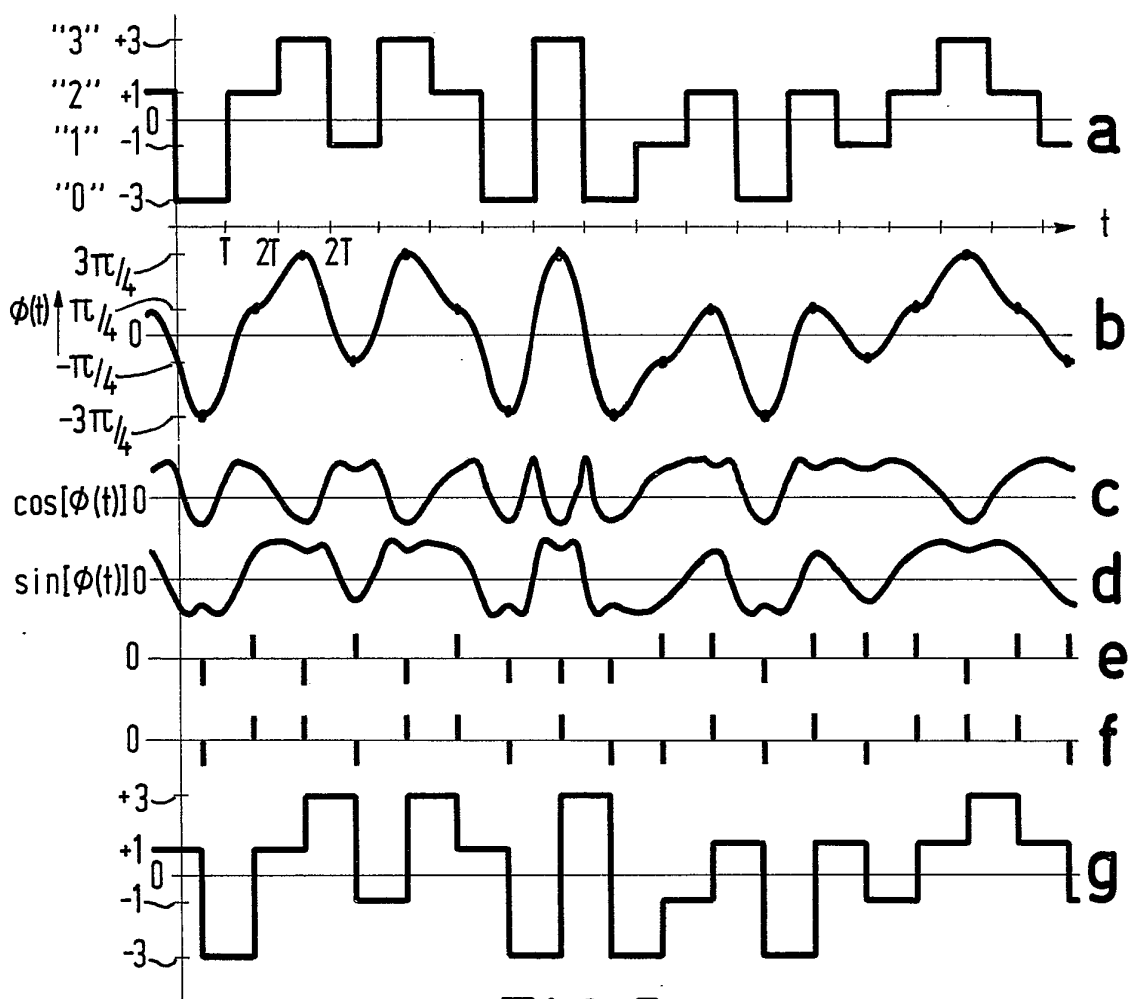


FIG. 5

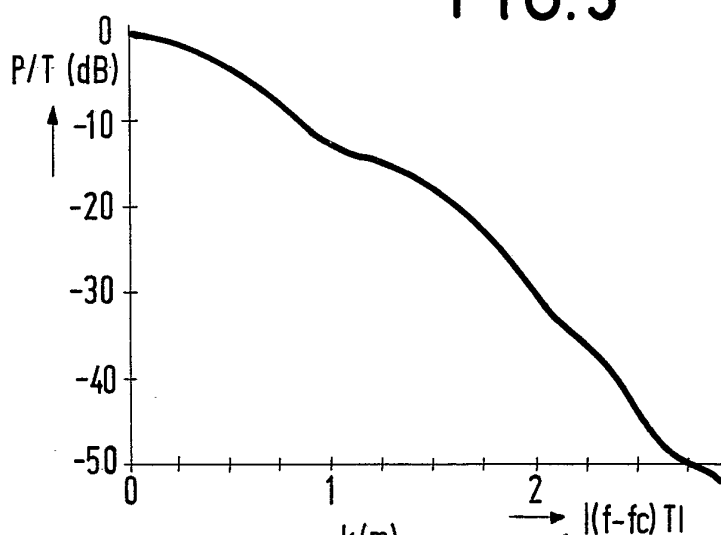


FIG. 6

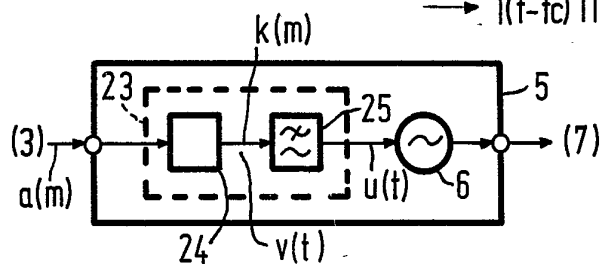


FIG. 7

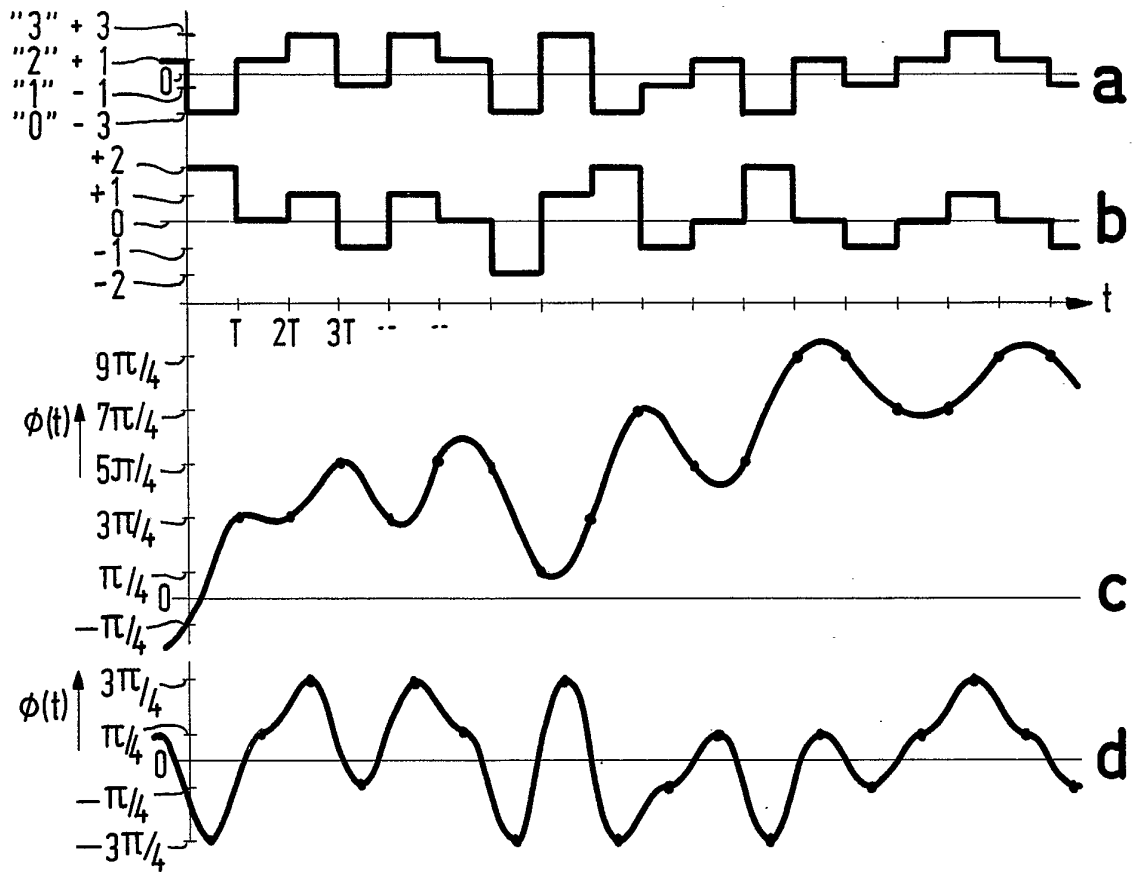


FIG.8

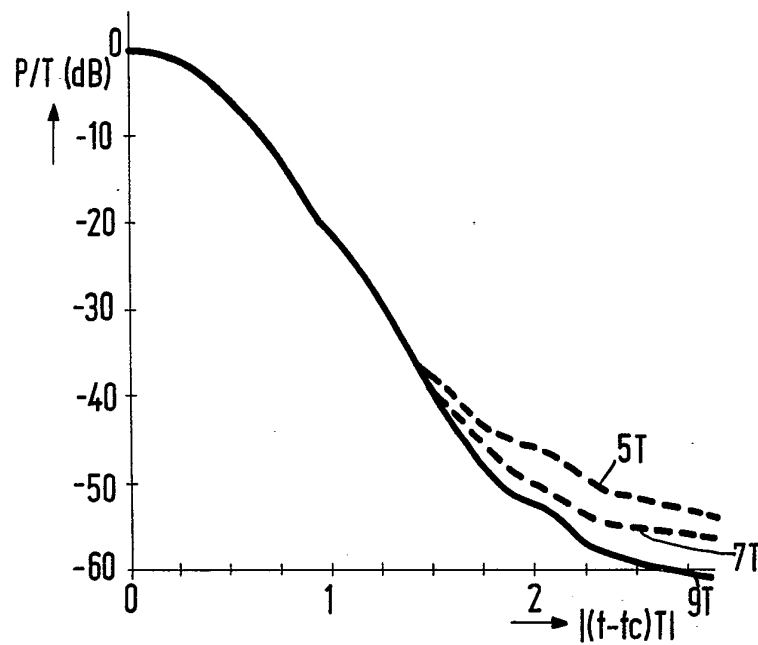


FIG.9

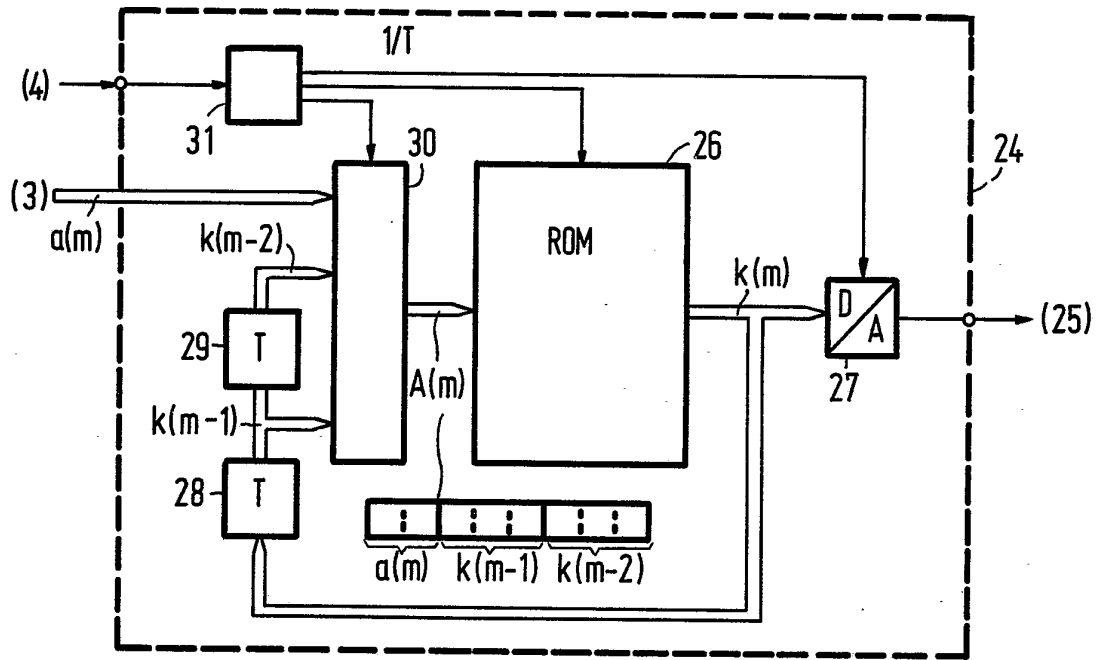


FIG. 10

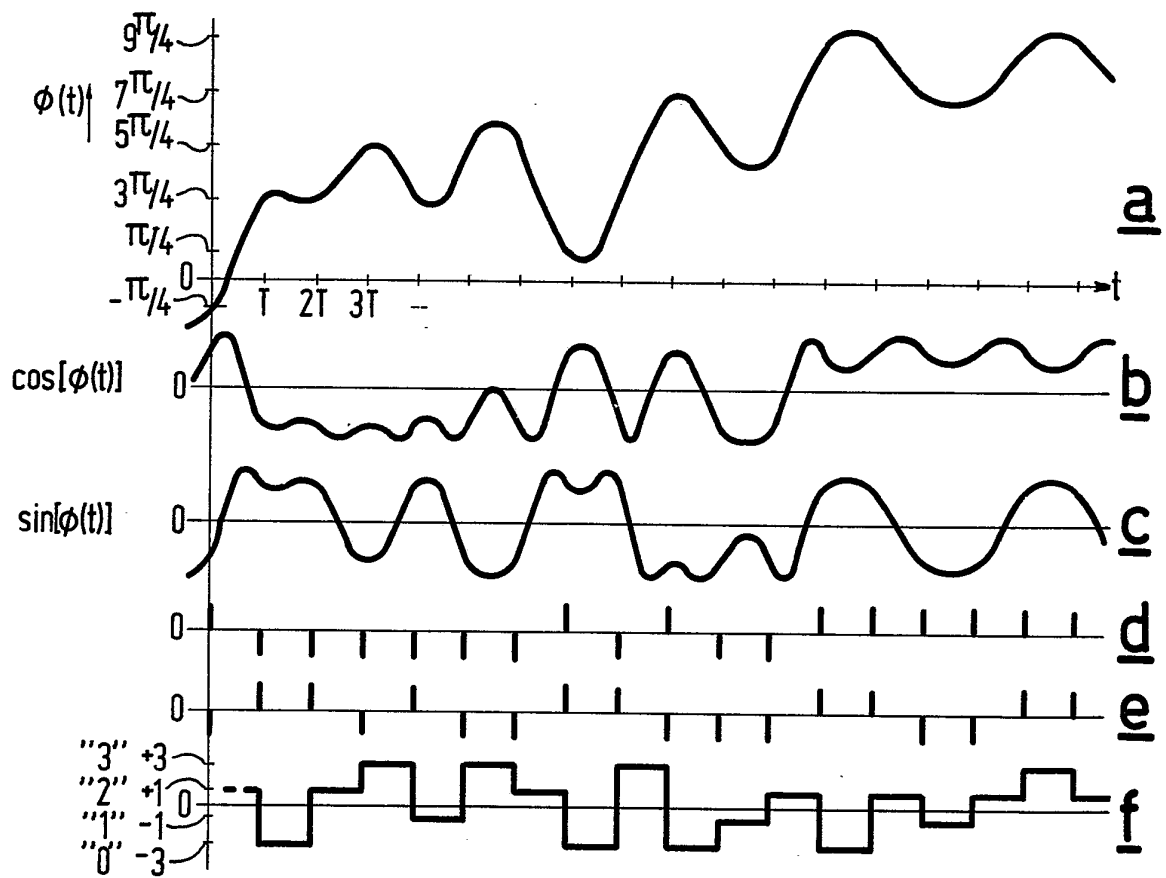


FIG. 11

$t = (m+1) T$		$t = m T$		$a(m)$
$\underline{d}$	$\underline{e}$	$\underline{d}$	$\underline{e}$	
+	+	-	-	"0"
-	+	+	-	
-	-	+	+	
+	-	-	+	
+	+	-	+	"1"
-	+	-	-	
-	-	+	-	
+	-	+	+	
+	+	+	+	"2"
-	+	-	+	
-	-	-	-	
+	-	+	-	
+	+	+	-	"3"
-	+	+	+	
-	-	-	+	
+	-	-	-	

FIG.12

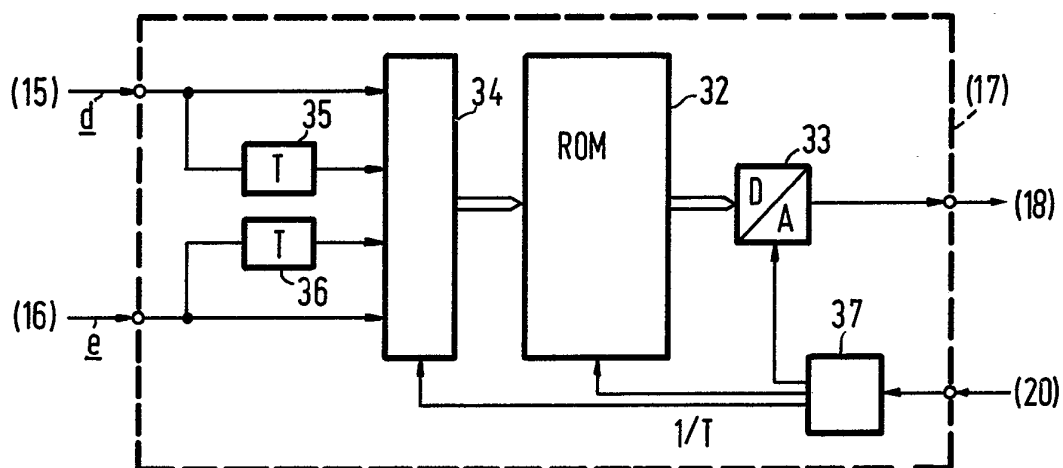


FIG.13

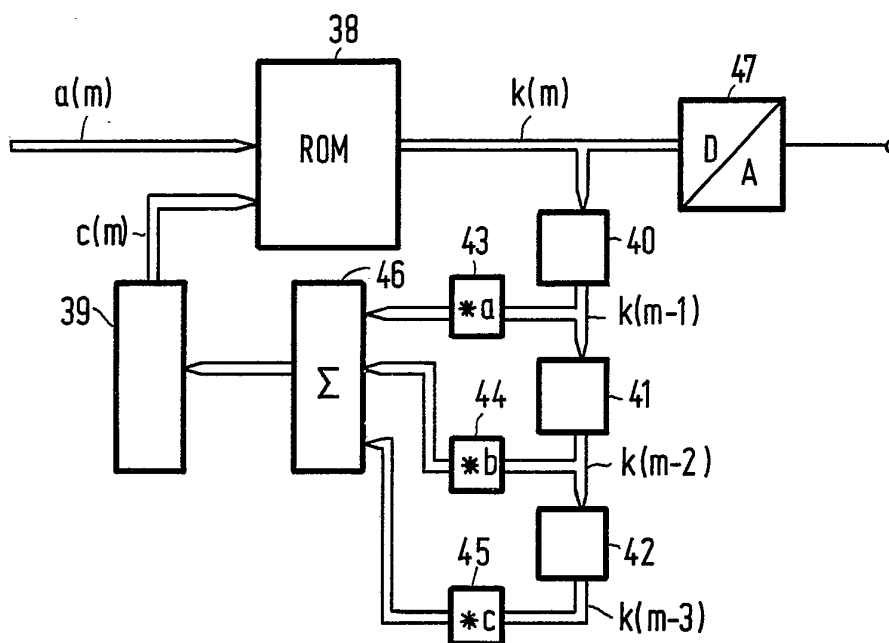


FIG.14

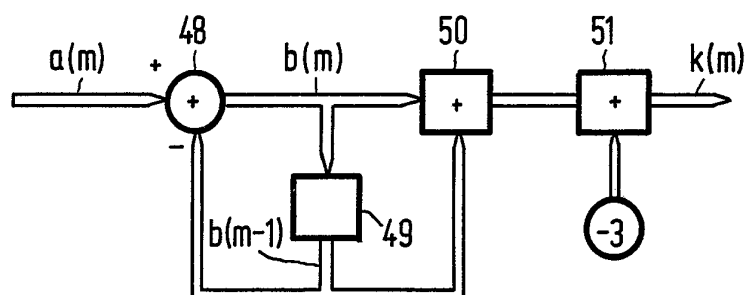


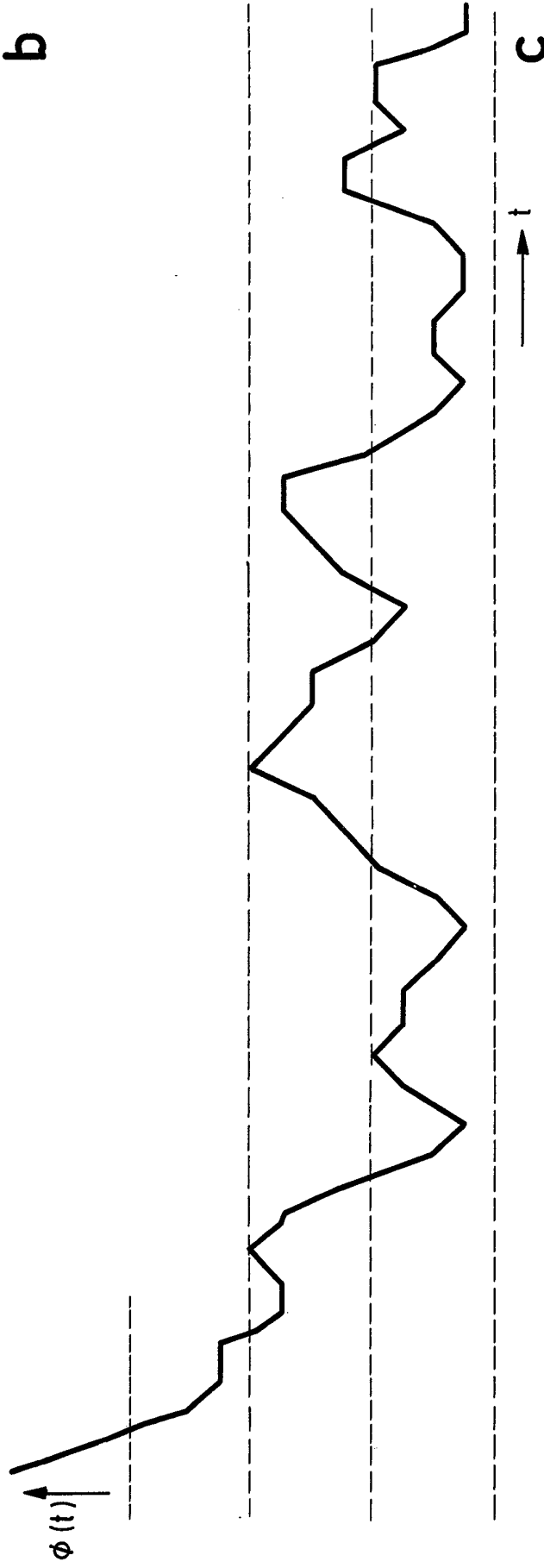
FIG.15

$a(m)$ 0 0 2 3 1 3 0 2 1 0 2 1 0 2 3 2 2 0 1 0 0 1 2 2 3 1 2 1 0 0 3 0 1 2 0 3 2 2 3 0 2 3 1 0 3 0 3

a

$k(m)$ -3 -3 -10 -2 0 1 -1 -2 -3 -1 2 1 -1 0 -1 -1 1 2 1 1 2 -1 -1 0 -2 -1 2 1 1 0 -3 -2 -1 1 0 -1 0 1 3 0 -2 1 0 -3 0

b



c

FIG.16