



PCT

WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
Internationales Büro

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

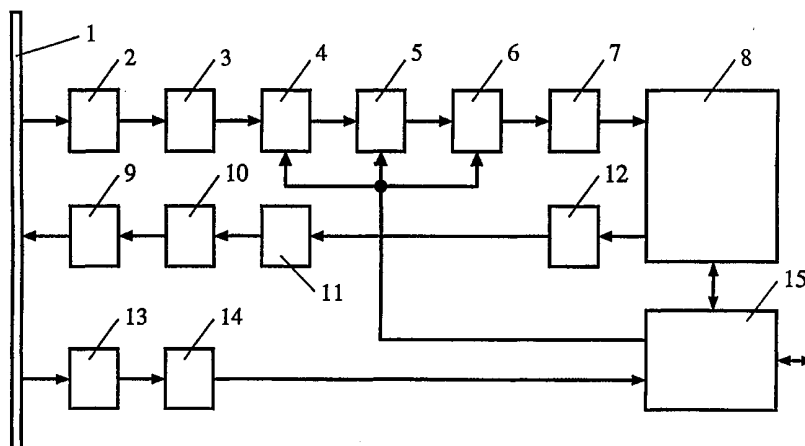
<p>(51) Internationale Patentklassifikation <sup>6</sup> : <b>H04L 27/30, H04B 3/54</b></p>	<p><b>A1</b></p>	<p>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: <b>WO 99/31852</b></p> <p>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 24. Juni 1999 (24.06.99)</p>
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP98/07181</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 10. November 1998 (10.11.98)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 97122042.1 15. Dezember 1997 (15.12.97) EP</p> <p>(71) Anmelder: ABB PATENT GMBH [DE/DE]; Kallstadter Strasse 1, D-68309 Mannheim (DE).</p> <p>(72) Erfinder: DOSERT, Klaus; Bergstrasse 13, D-67706 Krieken- bach (DE). WALDECK, Torsten; Hans-Sachs-Strasse 31, D-76122 Karlsruhe (DE).</p> <p>(74) Anwälte: MILLER, Toivo usw.; ABB Patent GmbH, Postfach 10 03 51, D-68128 Mannheim (DE).</p>	<p>(81) Bestimmungsstaaten: AU, BR, CN, CZ, HU, IL, NO, NZ, PL, SK.</p> <p><b>Veröffentlicht</b> <i>Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</i></p>	

(54) Title: MULTI-CARRIER METHOD AND DEVICE FOR IMPLEMENTING SAID METHOD

(54) Bezeichnung: MEHRTRÄGERVERFAHREN UND EINRICHTUNG ZUR DURCHFÜHRUNG DES VERFAHRENS

(57) Abstract

Disclosed is a multi-carrier method for digital data transfer, especially for electrical power distribution networks. According to the invention, N amounts of symbols are assigned to combinations of Id(N) data bits on the basis of the data flow to be transmitted in order to achieve quick and interference-free transfer. Each symbol consists of N signal forms with different frequencies. On the receiver side, a series of 2N digital signal-adapted parallel-working filters are used for simultaneous incoherent optimal reception of all N signal forms used to represent a symbol. A digital numerical value corresponding to the signal form energy is formed as correlation value for each of the N signal forms. An evaluation and scaling of N correlation values is carried out by comparison with a freely chosen threshold. The correlation values forming a symbol are added to obtain the corresponding symbolic value. The corresponding functional units can be advantageously integrated into an ASCI to implement the inventive method.



An evaluation and scaling of N correlation values is carried out by comparison with a freely chosen threshold. The correlation values forming a symbol are added to obtain the corresponding symbolic value. The corresponding functional units can be advantageously integrated into an ASCI to implement the inventive method.

### (57) Zusammenfassung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Mehrträgerverfahren zur Digitaldatenübertragung, insbesondere über elektrische Energieverteilnetze. Um eine schnelle und störresistente Übertragung zu erzielen, wird vorgeschlagen, aus einem zu sendenden Datenstrom Kombinationen von  $Id(N)$  Datenbits einer Anzahl  $N$  von Symbolen zuzuordnen, von denen jedes Symbol sich aus  $N$  Signalformen unterschiedlicher Frequenzen zusammensetzt. Empfangsseitig wird eine Anzahl  $2N$  parallel arbeitender digitaler signalangepaßter Filter für den gleichzeitigen inkohärenten Optimalempfang aller  $N$  jeweils für die Darstellung eines Symbols eingesetzten Signalformen verwendet, wobei für jede der  $N$  Signalformen ein der jeweiligen Signalformenergie entsprechender digitaler Zahlenwert als Korrelationswert gebildet wird. Eine Bewertung und Skalierung der  $N$  Korrelationswerte erfolgt durch Vergleich mit einer frei wählbaren Schwelle. Die  $N$  ein Symbol bildenden Korrelationswerte werden zum jeweiligen Symbolwert aufsummiert. Zur Durchführung des Verfahrens erforderliche Funktionseinheiten lassen sich vorteilhaft in einem ASIC integrieren.

### LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidschan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LN	Liechtenstein	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

## MEHRTRÄGERVERFAHREN UND EINRICHTUNG ZUR DURCHFÜHRUNG DES VERFAHRENS

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zur schnellen und zuverlässigen Übermittlung von digitalen Informationen, insbesondere über elektrische Energieverteilnetze, unter Einsatz mehrerer, vorzugsweise orthogonaler Signalformen.

Seit Dezember 1991 ist die europäische Norm EN 50 065, die den Status einer deutschen Norm hat, in Kraft. Diese Norm regelt die Nutzung des Frequenzbereichs von 3kHz...148,5kHz für Signalübertragungszwecke an elektrischen Energieverteilnetzen. Das verfügbare Band wird dabei grob in zwei Bereiche eingeteilt: Der Frequenzbereich von 3kHz...95kHz ist den Energieversorgungsunternehmen (EVU) vorbehalten; dort sind Sendeamplituden bis maximal 134dB $\mu$ V zulässig. Der restliche Frequenzbereich von 95kHz...148,5kHz steht dem privaten Nutzer genehmigungsfrei zur Verfügung, wobei eine Sendeamplitude von 116dB $\mu$ V nicht überschritten werden darf. Dieser ziemlich niedrige Sendepiegel (weniger als 1V) geht einher mit geringer verfügbarer Bandbreite. Die EN 50 065-1 stellt hohe Anforderungen an Verfahren und Einrichtungen zur störsicheren Übertragung von Informationen über Stromversorgungsleitungen. Wegen der Amplitudenbegrenzung haben Übertragungsverfahren, die stets die volle Amplitude nutzen können, die besten Erfolgsaussichten.

Für die Informationsübertragung über Stromversorgungsnetze werden derzeit Systeme mit schmalbandiger oder auch mit breitbandiger, bandspreizender Modulation eingesetzt, die beispielsweise in den Druckschriften DE-A1-44 23 978, DE-A1- 43 23 376, DE-C2-40 01 265, DE-C2-40 01 266, EP-B1-0 200 016 und EP-B1-0 199 148 beschrieben sind. Das technisch wohl einfachste Verfahren, das stets die volle zulässige Amplitude nutzen kann, ist FSK (Frequency Shift Keying). Die einfache Realisierbarkeit von FSK ist sicher ein entscheidender Grund dafür, daß die Mehrzahl

der momentan am Markt erhältlichen Systeme zur Informationsübertragung über Stromnetze mit FSK arbeitet. Im praktischen Einsatz im Rahmen zahlreicher Feldversuche sind die Nachteile der FSK schrittweise zutage getreten, und nach heutiger Einschätzung muß festgestellt werden, daß eine hinreichende Zuverlässigkeit für Dienste aller Art, die die EVUs künftig über ihre Netze anbieten wollen, mit FSK nicht zu erreichen sein wird. Das essentielle Problem der FSK ist, daß bereits bei Störung einer einzigen Trägerfrequenz, sei es durch eine selektive Dämpfung, die der zeitvariante Übertragungskanal zu jeder Zeit an irgendeiner Stelle aufweisen kann, oder sei es durch einen schmalbandiger Störer in Form eines Fernsehgerätes oder eines Schaltnetzteils, völliges Versagen der Übertragung eintritt. Bandspreizende Verfahren wie z.B. Frequency Hopping (FH), die vielfältige Frequenzvariationen erlauben, können hier Abhilfe schaffen - siehe z.B. die Druckschrift DE-A1-44 23 978. Der Aufwand ist im Vergleich zu einem FSK-System zwar höher, aber durch die Fortschritte der modernen Mikroelektronik durchaus tragbar. Dennoch kam die praktische Umsetzung gängiger FH-Verfahren bislang über ein Versuchsstadium nicht hinaus; vor allem sind am Markt bislang keine einsatzfähigen Systeme erhältlich. Obwohl die FH-Technik grundsätzlich ist der Lage ist, alle in der Praxis beobachteten Probleme der FSK zu überwinden, finden sich im Verfahren und in der technischen Realisierung noch entscheidende Nachteile, die wohl letztlich den bislang nur zögerlichen Einsatz von Systemen mit flexibler Verwendung mehrerer, zeitlich nacheinander gesendeter Trägerfrequenzen begründen.

Der wesentliche Nachteil beim Übergang von FSK- zu FH-Verfahren ist die bei gleicher Nettodatenrate nötige Erhöhung der Chiprate (vgl. Druckschrift DE-A1-44 23 978). Bei einer Chiprate von  $1200\text{s}^{-1}$  erreicht ein FSK-System so z.B. eine Datenrate von  $1200\text{bit/s}$ , während ein FH-System mit 4 Trägern pro Bit z.B. nur noch  $300\text{bit/s}$  bieten kann. Um bei FH die gleiche Nettodatenrate zu erzielen, wäre somit eine Chiprate von  $4800\text{s}^{-1}$  erforderlich. Dies führt in jedem Fall zu erhöhtem Aufwand bei der Signalerzeugung und -verarbeitung, aber insbesondere bei der Empfängersynchronisation, die jetzt um dem Faktor vier präziser werden müßte.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Mehrträgerverfahren anzugeben, mit dem sich die aufgeführten Nachteile wesentlich reduzieren und sich eine schnelle

und störresistente Übertragung erreichen läßt. Außerdem soll eine Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens angegeben werden.

Diese Aufgabe wird durch ein symbolverarbeitendes Mehrträgerverfahren mit den im Anspruch 1 angegebenen Merkmalen gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltung und eine Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens sind in weiteren Ansprüchen angegeben.

Eine weitere Beschreibung der Erfindung erfolgt anhand der untenstehenden Erläuterung von Vorteilen der erfindungsgemäßen Lösung, der zugrundeliegenden Überlegungen, und von Ausführungsbeispielen mit Bezugnahme auf Zeichnungsfiguren.

Es zeigen:

- Fig. 1 den Gesamtaufbau eines Modems,
- Fig. 2 ein Mikrorechnersystem zur Realisierung mehrerer Funktionsblöcke aus Fig. 1, und
- Fig. 3 eine Darstellung zur Erläuterung eines bevorzugten Synchronisationsverfahrens, das im Rahmen des erfindungsgemäßen Verfahrens anwendbar ist.

Zu den Vorteilen des symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahrens zählt, daß stets mit konstanter Signalamplitude gearbeitet wird und so eine optimale energetische Nutzung der Kanalressourcen unter Beachtung der einschlägigen Normen gegeben ist. Zur Beschreibung der Erfindung wird im folgenden eine Einrichtung, die als Modem (Kurzwort für Modulator-Demodulator) bezeichnet wird, beispielhaft angeführt. Ein derartiges Modem dient zur bidirektionalen Übermittlung digitaler Informationen über elektrische Energieverteilnetze. Die Datenübertragung ist in jedem Fall resistent gegen Störungen auf den Stromversorgungsleitungen und erlaubt trotz der widrigen Übertragungseigenschaften dieser Leitungen eine zuverlässige schnelle Kommunikation. Des weiteren ist die gleichzeitige Aktivität mehrerer Modems am selben Stromnetz ohne gegenseitige Störbeeinflussung möglich (Vielfachzugriff auf dasselbe Frequenzband).

Zur Durchführung des Verfahrens ist die Herstellung und Verwendung einer anwenderspezifischen integrierten Schaltung mit gemischt analogen und digitalen Funktionen (engl.: Mixed Signal ASIC) vorteilhaft.

So kann auf digitaler Basis die senderseitige Signalerzeugung und die korrelative empfängerseitige Verarbeitung bis hin zur Bitentscheidung mit hoher Präzision exakt reproduzierbar erfolgen. Ohne Hardwareänderungen steht eine praktisch unbegrenzte Vielfalt von Signalformen zur Verfügung, mit der Möglichkeit, verschiedene Datenraten und Frequenzbereiche in weiten Grenzen frei zu wählen. Diese, im ASIC untergebrachten Digitalfunktionen, sind auf anderem Wege, selbst durch Verwendung der aufwendigsten digitalen programmierbaren Signalprozessoren, nach dem derzeitigen Stand der Technik nicht realisierbar. Darüber hinaus enthält das ASIC analoge Funktionen zur Empfangssignalverstärkung und -filterung sowie zur Analog-Digitalwandlung und zur senderseitigen Digital-Analogwandlung, also Funktionseinheiten, die ein Standard-Signalprozessor grundsätzlich nicht beinhaltet. Die Einstellung der Empfangssignalverstärkung erfolgt dabei automatisch so, daß der Analog-Digitalwandler stets in einem günstigen Arbeitsbereich betrieben wird.

Der Erfindung liegen die nachstehenden Überlegungen zugrunde:

Wenn in einem FH-System  $N$  Trägerfrequenzen zum Einsatz kommen, lassen sich damit  $N!$  ( $N$ -Fakultät =  $N(N-1)(N-2)\dots 1$ ) verschiedene Kombinationen, die im folgenden als Symbole bezeichnet werden, bilden. Mit  $N=3$  Frequenzen lassen sich so 6 Symbole darstellen; bei  $N=5$  hat man schon 120. Die 6 Symbole bei  $N=3$  wären in der Lage,  $\lceil \text{Id}(6) \rceil = 2\text{bit}$  zu übertragen, während man bei  $N=5$  bereits  $\lceil \text{Id}(120) \rceil = 6\text{bit}$  erzielen könnte. Diese Möglichkeiten werden aber bei „normalem“ FH nicht ausgenutzt, sondern es werden nur zwei Symbole (Kombinationen) ausgewertet, was dem Informationsgehalt 1bit entspricht - siehe z.B. die Druckschrift DE-A1-44 23 978. In der normalen FH-Technik wird auf diese Weise Redundanz bereitgestellt, die eine Übertragung z.B. robust gegen den Ausfall einzelner Frequenzbereiche macht. Der Nachteil, der sich dabei ergibt, ist offensichtlich: Die Übertragungsgeschwindigkeit sinkt entsprechend der Anzahl der eingesetzten Trägerfrequenzen. Die Grundidee, die zu der vorliegenden Erfindung geführt hat, vermeidet diesen Geschwindigkeitsnachteil und gewährleistet gleichzeitig uneingeschränkt die Erhaltung der Störresistenz, die dem FH-Prinzip innewohnt. Um diesen

wesentlichen Gesichtspunkt der Erfindung näher zu erläutern, werden einige Beispiele gegenübergestellt:

Werden für  $N=3$  die drei benutzten Frequenzen mit  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  bezeichnet, dann ergeben sich folgende 6 Symbole  $S_1 \dots S_6$ , die unterschiedlich genutzt werden können:

Symbol-Nr.	Frequenzfolge	FH-Technik	Symbolverarbeitung
$S_1$	$f_1 f_2 f_3$	0	00
$S_2$	$f_1 f_3 f_2$	-	01
$S_3$	$f_2 f_1 f_3$	-	10
$S_4$	$f_2 f_3 f_1$	-	11
$S_5$	$f_3 f_1 f_2$	1	-
$S_6$	$f_3 f_2 f_1$	-	-

Tabelle 1: FH-Technik und Symbolverarbeitung für  $N=3$  Trägerfrequenzen

In der Spalte FH-Technik fällt sofort die hohe Anzahl ungenutzter Symbole auf, die letztlich die Robustheit liefert. Die reine Zahl der ungenutzten Symbole ist jedoch keineswegs das alleinige Maß für die erzielbare Störresistenz, sondern maßgebend ist die Zahl der Chips mit unterschiedlicher Frequenz bei den zur Informationsdarstellung benutzten Symbolen. Man erkennt, daß sich in der Spalte FH-Technik die mit 0 bzw. 1 markierten Symbole  $S_1$  und  $S_5$  in allen drei Chips unterscheiden und somit im Empfänger sehr gut separiert werden können. Bei Betrachtung der Spalte „Symbolverarbeitung“ sieht man, daß sich nur die mit 00 und 11 markierten Symbole  $S_1$  und  $S_4$  sowie 01 und 10, entsprechend  $S_2$  und  $S_3$ , in allen drei Chips unterscheiden, während die Kombinationen 00 und 01 oder 00 und 10 nur noch in zwei Chips verschieden sind. Unter dieser Tatsache leidet die Störresistenz. Würde man alle 6 Symbole zur Informationsübertragung heranziehen, hätte man nur noch jeweils 1 unterschiedliches Chip als Entscheidungskriterium; damit wäre die Übertragung nicht mehr zuverlässiger als bei FSK, denn der Ausfall einer einzigen Frequenz würde zum Versagen führen. Aus der obigen Tabelle erkennt man, daß die Verwen-

dung von drei Trägerfrequenzen offenbar nicht zu einer günstigen Lösung führt. Betrachtet man dagegen eine Folge von vier Frequenzen, die 24 Symbole erlaubt, von denen man jedoch nur genau die Vier zur Informationsübertragung nutzt, die sich in allen vier Chips unterscheiden - siehe Tabelle 2,

Frequenzfolge	Datensymbole
$f_1 f_2 f_3 f_4$	00
$f_2 f_3 f_4 f_1$	01
$f_3 f_4 f_1 f_2$	10
$f_4 f_1 f_2 f_3$	11

Tabelle 2: Optimale Symbolverarbeitung bei  $N=4$

dann ergibt sich die gleiche Störresistenz, die man bei normaler FH-Technik erhalten würde; aber weil nun jedes der dargestellten Symbole zwei Datenbits repräsentiert, ergibt sich die doppelte Übertragungsgeschwindigkeit. Das dargestellte Prinzip ist nicht nur für  $N=4$  anwendbar, sondern immer dann, wenn von den  $N!$  möglichen Symbolen genau  $N$  für die Informationsdarstellung benutzt werden. Dabei ist es vorteilhaft, wenn  $N$  eine Zweierpotenz ist, weil  $\log_2(N)$  dann eine ganze Bit-Zahl ergibt. Ist  $\log_2(N)$  nicht ganzzahlig, kann immer nur die nächstkleinere Ganzzahl benutzt werden, d.h. die nutzbare Nettodatenrate verringert sich. Nach  $N=4$  wäre somit  $N=8$  wieder günstig, wobei sich unter Nutzung von 8 der  $8!$  möglichen Symbole mit jedem der genutzten Symbole 4bit übertragen ließen. Für den praktischen Einsatz an Energieverteilnetzen wird ein System, das sich auf vier Trägerfrequenzen stützt, mit Sicherheit hinreichende Störresistenz bieten, um die von den EVUs geplanten neuen Dienste mit hoher Zuverlässigkeit zu gewährleisten. Wie aus der Tabelle 2 zu ersehen ist, könnten im Grenzfall bis zu drei der vier Trägerfrequenzen ausfallen, ohne daß dadurch ein Bitfehler auftreten würde. Das ist im Vergleich zu FSK, wo bereits der Ausfall einer einzigen Frequenz zum Versagen führt, ein signifikanter Fortschritt. Bei Verwendung von normalem FH wären  $N=7$  Trägerfrequenzen nötig, wobei die Nettodatenrate auf  $1/7$  der Chiprate sinken würde. Das erfindungsgemäße

Verfahren bietet die gleiche Störresistenz beim Verhältnis  $1/2$  von Datenrate zu Chiprate.

Die Praxis hat gezeigt, daß bei geschickter Wahl der Trägerfrequenzen, die Wahrscheinlichkeit, daß zwei davon gleichzeitig aufgrund von Dämpfung oder Störung ausfallen, verschwindend gering ist. Der Fall, daß dies gar für drei Träger eintritt, kann praktisch ausgeschlossen werden. Der Ausfall einzelner Träger wird allerdings relativ häufig beobachtet.

Für die praktische Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens ist die Wahl von  $N=4$  Trägerfrequenzen sicher vorteilhaft. Das im weiteren beschriebene Ausgestaltungsbeispiel geht deshalb von  $N=4$  aus.

Für eine kostengünstige und zuverlässig reproduzierbare Realisierung ist ein weitgehend digitales Konzept, das hochintegrierbar ist, von entscheidender Bedeutung. Des weiteren ist es vorteilhaft, wenn eine Anpassung an verschiedenartige Aufgaben ohne Hardwareänderungen möglich ist, und wenn ein Großteil der analogen Schaltungsteile, die zum Komplettaufbau eines Modems erforderlich sind, monolithisch mitintegriert werden kann. Die im folgenden vorgestellte Ausgestaltung der Erfindung zeigt eine universelle, vorteilhafte Lösung auf.

Ausgangspunkt der Betrachtungen ist eine Übertragung binärer Informationen, die gemäß Tabelle 2 auf Frequenzfolgen (Symbole) abgebildet werden. Während der Dauer  $T_s$  eines Symbols wird die Sendefrequenz in diesem Beispiel sprunghaft viermal gewechselt. Je größer  $N$  gewählt wird, um so störresistenter kann die Informationsübertragung erfolgen, bei allerdings auch steigendem Systemaufwand. Aus bereits weiter oben angeführten Gründen sind  $N=4$  verschiedene und passend ausgewählte Frequenzen für die meisten Anwendungen der vorliegenden Erfindung ausreichend. Passende Wahl bedeutet, daß man die benutzten Frequenzen im verfügbaren Übertragungsband so verteilt, daß eine starke selektive Dämpfung oder ein starker Schmalbandstörer nie zwei oder mehr Frequenzen gleichzeitig beeinträchtigen kann. Um diese Wahl richtig zu treffen, ist ein hinreichender Erfahrungshintergrund erforderlich, den man sich durch umfangreiche Netzuntersuchungen

(Netzvermessung), Feldversuche und theoretische Netzmodellierung auf der Basis der Meßergebnisse verschaffen muß.

Auf dem Verteilnetz eines Energieversorgungsunternehmens (EVU) steht für die Informationsübertragung gemäß der europäischen Norm EN 50 065-1 das Frequenzband von 3kHz bis 95kHz, also eine Bandbreite  $B=92\text{kHz}$  zur Verfügung. Wenn beispielsweise binäre Informationen mit einer Nettodatenrate (Bitrate)  $r_D=1200\text{bit/s}$  mit dem symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahren zu übertragen sind, wobei  $N=4$  Trägerfrequenzsprünge während einer Symboldauer  $T_s$  erfolgen, dann ist die Frequenzsprungrate  $h=2400\text{s}^{-1}$ . Der Kehrwert  $T=1/h$  der Frequenzsprungrate gibt die Dauer des Zeitintervalls an, während dessen jeweils eine der  $N$  Frequenzen gesendet wird. Die Nachrichtentheorie besagt, daß in einem Frequenzband der Breite  $B=92\text{kHz}$  bei der Frequenzsprungrate  $h=2400\text{s}^{-1}$  maximal eine Anzahl  $\lceil B/h \rceil = \lceil 92000/2400 \rceil = 38$  Signalformen mit jeweils um  $2400\text{Hz}$  versetzter Frequenz gleichzeitig übertragen werden und ohne gegenseitige Störbeeinflussung von Empfängern, die korrelative Signalverarbeitung durchführen, fehlerfrei detektiert werden können - siehe dazu auch die Druckschrift DE-A1-44 23 978.

Es wäre also möglich, auf einem elektrischen Energieverteilnetz, z.B. zwischen einer Transformatorstation und den angeschlossenen Haushalten bis zu  $\lceil 38/4 \rceil = 9$  Modems mit symbolverarbeitendem Mehrträgerverfahren der beschriebenen Art gleichzeitig und ohne gegenseitige Störbeeinflussung zu betreiben. Entscheidende Voraussetzung dafür ist nicht nur eine hochpräzise Signalerzeugung, sondern auch das genaue Einfügen aller Sendesignale in ein globales Zeitraster und eine perfekte korrelative Signalverarbeitung im Empfängerteil eines jeden Modems.

Eine genaue Sendesignalerzeugung ist nicht nur bei dichter Kanalbelegung erforderlich, sondern auch bei einer einzelnen Punkt-zu-Punkt-Verbindung von Vorteil. Ferner ist wichtig, daß alle Signale von einer festen, hochkonstanten Basisfrequenz abgeleitet werden, und daß beim Frequenzwechsel kein Phasensprung auftritt, sondern ein kontinuierlicher Phasenübergang stattfindet. Die Frequenz hingegen muß sprungartig, d.h. ohne Einschwingvorgang wechseln. Der kontinuierliche Phasenübergang ist in jedem Fall erforderlich, um die strengen Grenzwerte für die Außer-

bandstörung nach der Norm EN 50 065-1 mit vertretbarem Filteraufwand erfüllen zu können.

Bei der Signalerzeugung und Signalverarbeitung in einem symbolverarbeitenden Mehrträgersystem ist, wie bei praktisch allen Übertragungssystemen hoher Qualität, grundsätzlich eine Synchronisation erforderlich. Insbesondere beim korrelativen Empfang ist die Synchronisation des Empfangssignals mit einem lokal im Empfänger vorhandenen Referenzsignal nötig. Im Fall des symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahrens kommt dieses Referenzsignal aus einem Frequenzsynthesizer. Beim Senden wird ebenfalls ein synchronisierter Frequenzsynthesizer benötigt, dessen informationstragende Ausgangssignale ins Stromnetz eingespeist werden. Das Problem der Synchronisation läßt sich bei Systemen, die an Stromversorgungsleitungen arbeiten, mit Hilfe der Netzwechselfrequenz einfach und kostengünstig lösen - siehe z.B. EP-B1-200 016, EP-B1-0 199 148 und EP-B1-0507 087. In einem weiter unten stehenden Teil dieser Beschreibung wird eine von der Netzspannung unabhängige korrelative Synchronisation vorgestellt, die sich vorteilhaft unmittelbar aus dem erfindungsgemäßen symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahren ergibt.

Die Hardware bekannter Sende- und Empfangsgeräte zur Informationsübertragung auf elektrischen Verteilnetzen erlaubt den Einsatz eines symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahrens nicht. Nach Beschreibung des Verfahrens wird deshalb im Rahmen der vorliegenden Erfindung eine Einrichtung angegeben, die alle wesentlichen Teile zur Sendesignalsynthese und zur korrelativen Empfangssignalverarbeitung für ein symbolverarbeitendes Mehrträgerverfahren einschließt. Die neue Einrichtung beinhaltet analoge und digitale Schaltungsteile und ist bis auf wenige Komponenten monolithisch integrierbar, wobei Standard-CMOS-Technologie genügt. Hinsichtlich der Frequenzwahl (Lage der benutzten Frequenzen im erlaubten Übertragungsband) wird ein Höchstmaß an Flexibilität erzielt.

Aufgabe einer Sendeeinrichtung in einem Modem mit symbolverarbeitendem Mehrträgerverfahren zur Übertragung digitaler Informationen über Stromversorgungsleitungen ist die präzise und zeitgenaue Erzeugung einer Vielzahl von Signalen mit relativ eng benachbarten Frequenzen. Dabei muß, abhängig von den zu sendenden Informationen, ein rascher phasenkontinuierlicher Frequenzwechsel möglich sein,

ohne daß dabei Einschwingvorgänge auftreten. In analoger Technik aufgebaute Einrichtungen können die genannten Anforderungen nicht bewerkstelligen und sind zudem unflexibel, wenn es um Frequenzänderungen geht.

Die Empfangseinrichtung eines Modems muß in der Lage sein, Signale mit benachbarten Frequenzen unbekannter Phasenlage perfekt zu trennen. Dazu ist in mehreren parallel arbeitenden Zweigen des Empfängers signalangepaßte Filterung auf korrelativem Wege notwendig. Das Prinzip der Korrelation ist aus Standard-Lehrbüchern hinreichend bekannt. Aus einem aktiven Korrelator, der allgemein aus einer Multiplizier- und einer Integriereinheit besteht, wird ein signalangepaßtes Filter (engl.: Matched Filter), z.B. für Signalformen der Chipdauer  $T_C$ , wenn man durch Synchronisation dafür sorgt, daß die Integriereinheit an jedem Chipintervallende auf Null gesetzt wird, nachdem der während der Chipdauer aufintegrierte Wert zur Weiterverarbeitung abgetastet und gegebenenfalls gespeichert wurde. Der Aufwand für eine derartige Schaltung in Analogtechnik wäre untragbar hoch, denn für jede Trägerfrequenz ist ein eigener phasenunempfindlicher Quadraturempfänger erforderlich - vgl. auch die Druckschrift DE-A1-44 23 978. Die Fertigung eines Empfängers auf Basis eines symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahrens mit  $N=4$  Frequenzen erfordert also 8 separate Korrelatoren. Derartige Strukturen sind bislang nicht realisiert worden und deshalb sind am Markt auch keine Hardwarekomponenten zur Realisierung hochgradig störresistenter Mehrträgerverfahren erhältlich, obwohl es an Anwendungsgebieten nicht mangelt.

Die Erfindung ermöglicht erstmals eine Hardwarebasis für die einfache und reproduzierbare Herstellung von Modems für symbolverarbeitende Mehrträgerverfahren, wobei mit wachsenden Produktionsstückzahlen stetig sinkende Kosten in industrieller Serienherstellung erzielbar sind. Die Erfindung ist somit geeignet, dem breiten Einsatz störresistenter Datenübertragung auf Stromnetzen besonders in Europa, wo die strengen Einschränkungen der EN 50 065-1 gelten, zum Durchbruch zu verhelfen. Bislang sind auf dem europäischen Markt keine zuverlässig funktionierenden Modems, weder mit konventionellen Modulationsverfahren, noch mit Mehrträger-technik für die Datenübertragung auf elektrischen Verteilnetzen erhältlich.

Anhand der Zeichnungsfiguren 1 und 2 wird nun eine Ausführungsform der Erfindung beschrieben. Aus Gründen der Übersicht und Anschaulichkeit wird die Übertragung binärer Informationen (also ein Strom zufällig aufeinanderfolgender "H"- und "L"-Bits) mit fester Datenrate  $r_D = 1/T_B = 1200 \text{ bit/s}$  unter Einsatz von 4 orthogonalen Signalformen verschiedener Frequenz mit der Chipdauer  $T_C = T_B/2$  betrachtet. Man hat also ein symbolverarbeitendes Mehrträgersystem mit  $N=4$  vor sich. Der Übergang zu anderen technisch sinnvollen Werten von  $N$  ist anhand der Ausführungen für den Fachmann nachvollziehbar.

An elektrischen Verteilnetzen ist inkohärenter Empfang die Regel; deshalb sind für  $N=4$  acht parallel arbeitende Korrelatoren im Empfänger nötig. Mit  $T_C = T_B/2$  ergibt sich eine Chiprate  $h = 2400 \text{ s}^{-1}$ . Im Frequenzbereich 9,6kHz...148,8kHz lassen sich z.B. 60 Frequenzen finden, die mit jeweils 2400Hz Abstand einen orthogonalen Frequenzsatz bilden, wobei in jede Chipdauer  $T_C$  jeweils eine ganze Anzahl von Perioden paßt. Bei 600kHz Abtastrate werden für eine fehlerfreie Darstellung maximal 125 Abtastwerte benötigt. Wegen des inkohärenten Empfangs werden pro Abtastwert des Empfangssignals 8 Referenzwerte benötigt, so daß für die Ausgabe der Referenzsignalabtastwerte die Taktfrequenz  $f_m = 4,8 \text{ MHz}$  erforderlich ist.

Bei symbolverarbeitenden Mehrträgerverfahren kann ein Optimum bezüglich Störresistenz und gleichzeitig auch Manipulationssicherheit dann erreicht werden, wenn die Frequenzen, auf die die Nutzinformation verteilt wird, möglichst weit auseinander liegen. Es ist dann unwahrscheinlich, daß mehrere Frequenzen gleichzeitig derselben Dämpfung und/oder Störbeeinflussung unterliegen. Für ein System mit  $N=4$  ist z.B. die folgende Wahl der Frequenzen sinnvoll:

$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
52.800Hz	62.400Hz	72.000Hz	86.400Hz

Tabelle 3: Beispiel einer Frequenzfestlegung für  $N=4$

Fig. 1 zeigt den Gesamtaufbau eines Modems, dessen Funktion nachstehend - beginnend mit dem Empfangszweig - im einzelnen erläutert wird. Vom Stromnetz 1

gelangt das Empfangssignal über einen Koppler **2** auf ein Bandpaßfilter **3**, das im Bereich der vier gewünschten Frequenzen  $f_1 \dots f_4$  durchlässig ist, im übrigen Frequenzbereich jedoch möglichst gut sperrt. Die Abtrennung der Netzspannung und weiterer tiefer Frequenzen wird bereits größtenteils vom Koppler, der als Hochpaß wirkt, übernommen. Es folgt eine Einrichtung zur automatischen Verstärkungsregelung, bestehend aus drei Operationsverstärkerstufen **4**, **5** und **6**, deren Verstärkung digital über ein integriertes Mikrocontrollersystem **15** eingestellt werden kann. Das verstärkte Empfangssignal gelangt an einen Analog-Digitalwandler **7**, der die digitalisierten Abtastwerte an das Symbolverarbeitungssystem **8** liefert, dessen Ergebnisse von dem integrierten Mikrocontrollersystem **15** übernommen und weiterverarbeitet werden. Das Mikrocontrollersystem **15** liefert schließlich zum einen die gesendeten und hier empfangenen Daten über eine serielle Schnittstelle und berechnet zum anderen die einzustellende Verstärkung für die drei Operationsverstärkerstufen **4**, **5** und **6**. Eine Besonderheit hierbei ist, daß zwei der drei Verstärker „schnellveränderlich“ sind, während der dritte von Symbol zu Symbol höchstens um den Faktor 2 verstellt wird. Aufgabe der schnellveränderlichen Verstärker ist eine schnelle Reaktion auf plötzliche, erhebliche Kanalveränderungen, während der langsam veränderliche Verstärker nur geringe Schwankungen ausgleichen soll. Der Regelalgorithmus, der vorteilhaft in Form von Software im Mikrocontrollersystem **15** implementiert wird, versucht stets, die schnellen Verstärker auf möglichst hohe Werte der Verstärkung einzustellen, damit bei schnellen Kanaländerungen ein großer Reaktionsspielraum zur Verfügung steht. Ein Pegelschätzer, der dem Mikrocontrollersystem **15** die Berechnungsgrundlage für die Verstärkereinstellungen liefert, ist als Mittelwertbildner in digitaler Hardware ausgeführt und Bestandteil des Symbolverarbeitungssystems **8**. Der Pegelschätzer erhält  $Z$  digitalisierte Werte  $x(k)$  des Empfangssignals und ermittelt damit den Schätzwert

$$X_{\text{sch}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{k=1}^Z |x(k)|,$$

jeweils nach Ablauf einer Symboldauer. Das Verhältnis des Schätzwertes  $X_{\text{sch}}$  zu einem Sollwert  $X_{\text{soll}}$  liefert die Grundlage für die Erzeugung der Schaltbefehle für die Verstärkungseinstellung durch das Mikrocontrollersystem **15**. Die maximale Ge-

samtverstärkung ist variabel von 1... 4096, wobei jede der drei Verstärkerstufen auf die Verstärkungswerte 1, 2, 4, 8 oder 16 einstellbar ist.

Eine weitere Funktionseinheit innerhalb des Symbolverarbeitungssystems **8**, das im nächsten Abschnitt anhand von Fig. 2 detailliert beschrieben wird, führt die Sendesignalaufbereitung durch, wobei ein zu sendender digitaler Datenstrom, der von einer Datenquelle in das Mikrocontrollersystem gelangt, so aufbereitet wird, daß einem Digital-Analogwandler **12** unmittelbar die Abtastwerte der zu sendenden Signalformen zugeführt werden. Das digital/analog gewandelte Sendesignal wird in einem Rekonstruktionstiefpaß **11** gefiltert und nach Verstärkung in einer Sendeendstufe **10** über den Sendekoppler **9** dem Stromnetz **1** zugeführt. Die Funktionsblöcke **13** und **14** dienen der Synchronisation der Datenübertragung mit der Netzwechselspannung. Dabei wird im Funktionsblock **13** eine hochpräzise Netz nulldurchgangsdetektion durchgeführt, und gleichzeitig erfolgt die galvanische Trennung der Netz nulldurchgangsinformation vom Stromnetz mit Hilfe eines Optokopplers. In Block **14** ist eine digitale Phasenregelschleife (PLL  $\equiv$  Phase Locked Loop) realisiert, mit deren Hilfe hochfrequenter Jitter jeglicher Art von der Netz nulldurchgangsinformation entfernt wird, so daß schließlich einem Interrupt-Eingang des Mikrocontrollersystems **15** ein steilflankiges und stabiles Synchronisationssignal zugeführt wird. Die Synchronisation mit der Netzwechselspannung ist keine generelle Optimallösung; deshalb wird weiter unten eine vorteilhafte Ausgestaltung der Erfindung beschrieben, die eine korrelative Synchronisation realisiert und so auch ohne die Netzwechselspannung perfekte Synchronisation erreicht.

Das in Fig. 2 dargestellte Blockschaltbild zeigt ein integriertes Mikrorechnersystem, das die Funktionsblöcke **7**, **8**, **12** und **15** aus Fig. 1 einschließt. Bei der realen Ausführung eines kompletten symbolverarbeitenden Mehrträgersystems ist es vorteilhaft, alle Funktionseinheiten aus Fig. 1 mit Ausnahme der Koppler **2**, **9** und des Sendeverstärkers **10** monolithisch in Form eines Mixed-Signal-ASICs zu integrieren. An dieser Stelle wird nur der in Fig. 2 gezeigte Ausschnitt betrachtet, weil er zur Erläuterung der wesentlichen erfindungsgemäßen Funktionen besser geeignet ist, als eine umfangreiche und damit relativ unübersichtliche Gesamtschaltung.

In Fig. 2 gelangt ein vom Stromnetz getrenntes, gefiltertes und verstärktes Empfangssignal zunächst auf einen Analog-Digitalwandler **21**. Da - wie weiter oben erläutert - an elektrischen Verteilnetzen inkohärenter Empfang die Regel ist, sind für  $N=4$  acht parallel arbeitende Korrelatoren im Empfänger nötig. Wegen des inkohärenten Empfangs werden pro Abtastwert des Empfangssignals acht Referenzwerte benötigt. Bei 600kHz Abtastrate sind maximal 125 Abtastwerte pro Frequenz nötig, so daß für die Ausgabe der Referenzsignalabtastwerte ein Speicher für 2000 Abtastwerte bei einer Taktfrequenz  $f_m=4,8\text{MHz}$  erforderlich ist.

Das digitalisierte Empfangssignal wird im folgenden mit  $E(iT_a)$  bezeichnet. Dabei ist  $iT_a$  die diskrete Zeit, mit  $i=0,1,2,\dots$ . Jeder der digitalisierten Abtastwerte  $E(iT_a)$  des Empfangssignals wird in einem digitalen Multiplizierer **22** mit acht Referenzsignalabtastwerten  $R(iT_a+vT_a/8)$ , mit  $v=0\dots7$ , aus einem Signalform- oder Abtastwertspeicher **214** multipliziert. Die acht Teilprodukte werden anschließend über die Signaldauer  $T_c$  (Chipdauer) integriert, d.h. digital in separaten Akkumulatoren aufsummiert. Diese Akkumulatoren sind nach Fig. 2 folgendermaßen vorteilhaft realisiert: Ein Addierer **23** ist mit acht auf ihn folgenden Registern **24.....29, 210, 211** und einem Schalter **212** zu einer Ringstruktur zusammenschaltbar. Zu Beginn des Empfangs einer Signalform ist der Schalter **212** für die Dauer von acht Takten der Frequenz  $f_m$  in Position II, d.h. die Ringstruktur ist aufgetrennt, so daß Nullen an den einen Eingang des Addierers **23** gelangen, während der andere Eingang nacheinander acht Multiplikationsergebnisse  $E(iT_a) \cdot R(iT_a+vT_a/8)$  mit  $v=0\dots7$  vom Multiplizierer **22** erhält. Dabei gilt folgende Zuordnung:

$$\begin{aligned} R(iT_a+0 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Sinusabtastwert } f_1\text{-Chip} && (\text{Inphasekomponente für } f_1\text{-Chip}), \\ R(iT_a+1 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Sinusabtastwert } f_2\text{-Chip} && (\text{Inphasekomponente für } f_2\text{-Chip}), \\ R(iT_a+2 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Sinusabtastwert } f_3\text{-Chip} && (\text{Inphasekomponente für } f_3\text{-Chip}), \\ R(iT_a+3 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Sinusabtastwert } f_4\text{-Chip} && (\text{Inphasekomponente für } f_4\text{-Chip}), \\ R(iT_a+4 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Cosinusabtastwert } f_1\text{-Chip} && (\text{Quadraturkomponente für } f_1\text{-Chip}), \\ R(iT_a+5 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Cosinusabtastwert } f_2\text{-Chip} && (\text{Quadraturkomponente für } f_2\text{-Chip}), \\ R(iT_a+6 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Cosinusabtastwert } f_3\text{-Chip} && (\text{Quadraturkomponente für } f_3\text{-Chip}), \\ R(iT_a+7 \cdot T_a/8) &\equiv \text{Cosinusabtastwert } f_4\text{-Chip} && (\text{Quadraturkomponente für } f_4\text{-Chip}), \end{aligned}$$

Nach Ablauf von acht Takten der Frequenz  $f_m$  stehen in den Registern **24...29, 210, 211** folgende Ergebnisse:

Register →

24	25	26	27	28	29	210	211
$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$I_4$	$I_3$	$I_2$	$I_1$

Dabei ist  $I_j$  die Inphase- und  $Q_j$  die Quadraturkomponente des Chips mit der Frequenz  $f_j$ , mit  $j=1...4$ .

Wegen  $i=0$  gilt am Beginn einer Signalform:

$$Q_4(0) = E(0) \cdot R(0+7 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$Q_3(0) = E(0) \cdot R(0+6 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$Q_2(0) = E(0) \cdot R(0+5 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$Q_1(0) = E(0) \cdot R(0+4 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$I_4(0) = E(0) \cdot R(0+3 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$I_3(0) = E(0) \cdot R(0+2 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$I_2(0) = E(0) \cdot R(0+1 \cdot T_a/8) + 0,$$

$$I_1(0) = E(0) \cdot R(0+0 \cdot T_a/8) + 0.$$

Die Addition von 0 ergibt sich, weil die Ringstruktur durch den Schalter **212** aufgetrennt ist. Nach Ablauf der erwähnten acht Takte der Frequenz  $f_m$  wird der Schalter **212** in Position I gebracht, so daß die beschriebene Ringstruktur entsteht, in der die Inhalte des Registers **211** nunmehr an den Addierer **23** gelangen. Jetzt werden Rechenoperationen ausgeführt, die die Inhalte der Register **24...29, 210, 211** folgendermaßen akkumulieren:

$$\begin{aligned} \text{Register 24: } Q_4(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{7T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 7 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 25: } Q_3(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{6T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 6 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 26: } Q_2(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{5T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 5 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 27: } Q_1(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{4T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 4 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 28: } I_4(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{3T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 3 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 29: } I_3(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{2T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 2 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 210: } I_2(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{1T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 1 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \\ \text{Register 211: } I_1(i) &= E(iT_a) \cdot R\left(iT_a + \frac{0 \cdot T_a}{8}\right) + \sum_{\xi=0}^{i-1} E(\xi T_a) \cdot R\left(\xi T_a + 0 \cdot \frac{T_a}{8}\right) \end{aligned}$$

Unter der Voraussetzung, daß eine Signalform die Chipdauer  $T_c = N \cdot T_a$  hat, erhält man nach  $i=N$  Takten der Frequenz  $f_a$ , also nach  $8 \cdot N$  Takten der Frequenz  $f_m$ , die gewünschten acht Signalkomponenten in den Registern **24...29, 210, 211** von Fig. 2:

24	25	26	27	28	29	210	211
$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$I_4$	$I_3$	$I_2$	$I_1$

Für die nun folgende Symbolentscheidung ist zunächst die geometrische Addition der Signalkomponenten  $I_j, Q_j$  gemäß dem Quadraturempfängerprinzip erforderlich:

$$B_1 = \sqrt{I_1^2 + Q_1^2}; \quad B_2 = \sqrt{I_2^2 + Q_2^2}; \quad B_3 = \sqrt{I_3^2 + Q_3^2}; \quad B_4 = \sqrt{I_4^2 + Q_4^2},$$

wobei sich die Beträge  $B_1 \dots B_4$  ergeben.

Die Rechenoperationen Quadrieren und Radizieren sind mit digitaler Hardware zwar problemlos durchführbar, der Aufwand ist jedoch, insbesondere bei großem Dynamikbereich, beträchtlich. In der vorliegenden Erfindung wird deshalb vorteilhaft die folgende Näherung verwendet:

$$B_j \approx \max\{I_j, Q_j\} + \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) \cdot \min\{I_j, Q_j\},$$

die bei erheblich geringerem Aufwand gleichwertige Ergebnisse liefert. Dabei ist jeweils der betragsmäßig größere Korrelationswert  $I_j$  oder  $Q_j$  einer Signalkomponente zu dem mit  $(1/4+1/8)$  multiplizierten kleineren zu addieren. Die dazu notwendigen einfachen arithmetischen und logischen Operationen sind in einem Funktionsblock **215**, einem zweiten Schalter **216** und einem Betragsregistersatz **217** realisiert. Nach Ablauf einer Chipdauer wird der Schalter **212** für genau acht Takte in Position II gebracht, so daß die acht Korrelationswerte in den Block **215** gelangen. Die vier Ersten davon ( $I_1...I_4$ ) werden unmittelbar in den Betragsregistersatz **217** weitergeschoben. Der Schalter **212** ist nun wieder in Position I, so daß die Korrelationswerte der nächsten Signalform in den Registern **24...29**, **210**, **211** auflaufen können. Nun wird zur weiteren Berechnung der Beträge  $B_j$  nach obiger Rechenvorschrift der zweite Schalter **216** geschlossen, so daß die vier Werte  $I_1...I_4$  nacheinander in den Funktionsblock **215** zurückgeführt werden, wobei jeder von ihnen mit dem zugehörigen, noch im Block **215** gespeicherten Quadraturwert  $Q_1...Q_4$  verglichen wird. Der jeweils größere Wert wird ermittelt und in Betragsregistersatz **217** geschoben.

Die jeweils kleineren Korrelationswerte werden jetzt im Funktionsblock **215** durch Rechtsschieben um zwei bzw. drei Bitstellen durch Vier bzw. durch Acht geteilt und die Ergebnisse addiert. Für die abschließende Addition gemäß obiger Rechenvorschrift werden die im Betragsregistersatz **217** gespeicherten Maximalwerte über den zweiten Schalter **216** zum Funktionsblock **215** zwecks Addition zu den jeweils mit  $(1/4+1/8)$  skalierten Minimalwerten zurückgeführt, und die Ergebnisse werden in den Betragsregistersatz **217** geschoben. Dort stehen nun die vier gewünschten Beträge  $B_j$  zur Verfügung, mit denen im weiteren die Symbolentscheidung durchgeführt werden kann.

Gemäß Tabelle 2 kann eine Symbolentscheidung jeweils nach Ablauf von vier Chipintervallen erfolgen. Dazu ist es notwendig, die Beträge  $B_1 \dots B_4$  aus dem Registersatz **217** in vier aufeinanderfolgenden Chipintervallen entsprechend dem folgenden Schema aufzuaddieren, und die Ergebnisse in den vier Symbolregistern **219...222** abzulegen.

Chipintervall Nr.

1	2	3	4		Symbolregister	Datensymbol
$B_1 +$	$B_2 +$	$B_3 +$	$B_4$	$\Sigma \Rightarrow$	222	00
$B_2 +$	$B_3 +$	$B_4 +$	$B_1$	$\Sigma \Rightarrow$	221	01
$B_3 +$	$B_4 +$	$B_1 +$	$B_2$	$\Sigma \Rightarrow$	220	10
$B_4 +$	$B_1 +$	$B_2 +$	$B_3$	$\Sigma \Rightarrow$	219	11

Tabelle 4: Symbolwertberechnung

Die benötigten Operationen werden mit Hilfe eines Multiplexers **225** und eines Addierers **218** im Zusammenspiel mit dem Betragsregistersatz **217** und den Symbolregistern **219...222** durchgeführt. Am Ende des ersten Chipintervalls seien die Symbolregister **219...222** mit Nullen gefüllt. Der Multiplexer **225** liefert jetzt der Reihe nach die vier Beträge  $B_1 \dots B_4$  gemäß Spalte 1 der Tabelle 4 an den Addierer **218**, dessen zweiter Eingang währenddessen Nullen erhält. Nach dem zweiten Chipintervall kommen die Beträge gemäß Spalte 2 von Tabelle 4 zyklisch vertauscht aus dem Multiplexer, d.h.  $B_2, B_3, B_4, B_1$ , so daß wegen der Rückkopplung der Symbolregister zum Addierer **218** nach vier Additionsschritten nunmehr die Teilsummen entsprechend den ersten beiden Spalten von Tabelle 4 in den Symbolregistern enthalten sind. Die Fortsetzung der dargestellten Überlegungen liefert nach Ablauf der beiden restlichen Chipintervalle die Symbolergebnisse in den Registern **219...222**. In einem Entscheider **226** muß nun lediglich das Maximum der vier Resultate ermittelt werden, um die zugehörige Datenbitkombination zu bestimmen, die dann als Empfangsdaten ED an die Datensenke geliefert werden kann. Aus den Resultaten der Symbolberechnung läßt sich jedoch noch mehr Information gewinnen, die vorteilhaft für eine weitere Ausgestaltung der Erfindung genutzt werden kann, nämlich zur autonomen von der Netzwechselfspannung unabhängigen korrelativen Synchronisation,

die im nächsten Abschnitt detailliert beschrieben wird. Vorher sind noch die restlichen Blöcke aus Fig. 2 zu erläutern, die die wesentlichen Sendefunktionen beinhalten.

Kernstück der Sendehardware ist der Signalformspeicher **214**, der die Abtastwerte der Sendesignalformen enthält, die zu einem großen Teil auch im Empfangsbetrieb vorteilhaft als Referenzsignalabtastwerte benutzt werden können. Die zu sendenden Daten, die Sendedaten SD, gelangen zunächst in einen Funktionsblock **213** wo sie entsprechend der Symbolbildung gemäß Tabelle 2 zu Frequenzfolgen kombiniert werden. In der nach Tabelle 2 vorgegebenen Reihenfolge werden jetzt vom Funktionsblock **213** nacheinander diejenigen Adreßbereiche des Signalformspeichers **214** angesprochen und ausgelesen, in denen die zu den gewünschten Frequenzen gehörigen Abtastwerte abgelegt sind. Bei einer Abtasttaktfrequenz von 600kHz hätten die Adreßbereiche jeweils eine Länge von maximal 125. Insgesamt wären dann höchstens 500 Abtastwerte abzuspeichern. Um den Aufwand für den auf einen Digital-Analogwandler **223** folgenden Rekonstruktionstiefpaß **224** gering zu halten, ist es vorteilhaft, die Taktfrequenz bei der Synthese des Sendesignals SS z.B. auf 1,2MHz oder 2,4MHz zu erhöhen. Der erforderliche Speicher wächst dabei proportional. Ein weiteres wichtiges Detail bei der Ausgestaltung der Sendeseite ist, daß es sowohl beim Frequenz-wechsel innerhalb eines Symbols als auch an den Symbolgrenzen zu keinerlei abrupten Phasenänderungen kommt, d.h. daß Phasenkontinuität gewährleistet ist. Die strengen Vorschriften bezüglich der Außerbandstörleistung nach EN 50 065-1 wären anderenfalls nicht einzuhalten.

Nach der Beschreibung eines Ausführungsbeispiels wird nun im abschließenden Teil der Darstellung der Erfindung eine spezielle Art der autonomen Synchronisation vorgestellt, die durch die besondere Ausgestaltung der Empfängerarchitektur als Nebenprodukt möglich wird.

In vielen Fällen ist es vorteilhaft, wenn auf die Netzwechselfrequenz als Synchronisationsreferenz verzichtet werden kann. In einigen Ländern Osteuropas, wo die Stabilität der Netzfrequenz erheblich schlechter ist als im europäischen Verbundnetz, kann eine hinreichend präzise Synchronisation für Chipraten von ca.  $1000s^{-1}$  nicht mehr erreicht werden. Oder aber, wenn eine funktionierende Kommunikation

auch bei Stromausfall gefordert wird, muß eine autonome Empfängersynchronisation aus dem empfangenen Signal heraus erfolgen können. Generell ist es vorteilhaft, eine Grobsynchronisation stets mit Hilfe der Netzwechselfspannung durchzuführen und dann auf Basis des im folgenden vorgestellten korrelativen Verfahrens ständig Synchronisationsfehler auszugleichen, so daß im Endeffekt eine so genaue Synchronisation erreicht wird, wie sie allein auf Basis der Netzwechselfspannung auch im europäischen Verbundnetz nicht möglich wäre, selbst dann nicht, wenn die Synchronisationsreferenz z.B. mit Hilfe einer digitalen Phasenregelschleife weitgehend von Jitter befreit werden kann.

In bekannten korrelativen Empfängern erfordert eine autonome Synchronisation aus dem Empfangssignal in der Regel mehr Aufwand, als die Durchführung der Korrelation selbst. Bei der Erfindung hingegen läßt sich diese Synchronisation ohne nennenswerten Zusatzaufwand mit der ohnehin notwendigen Empfängerhardware bewerkstelligen. Weil in allen Sendern und Empfängern grundsätzlich Schwingquarze zur Takterzeugung verwendet werden, steht von vornherein eine hinreichend stabile Zeitbasis zur Verfügung. Aufgabe der Synchronisationseinrichtung ist es dann letztlich, das im Empfangssignal vorhandene Zeitraster mit dem lokal im Empfänger erzeugten exakt zur Übereinstimmung zu bringen. Dieser komplexe Vorgang wird nun anhand der Fig. 3, die sich auf Tabelle 2 stützt, und anhand von Tabelle 5 erklärt.

In Fig. 3 sind die vier informationstragenden Symbole und die zugehörigen Datenbitkombinationen dargestellt. Ausgehend von der Bitkombination '00' erkennt man, daß das zu '10' gehörige Symbol durch zyklisches Rechtsschieben und das zu '01' gehörende durch Linksschieben entsteht. Bezüglich der Synchronisation bedeutet Rechtsschieben, daß das Zeitraster der lokalen Referenz im Empfänger gegenüber dem empfangenen Signal voreilt, d.h. zur Korrektur müßte eine Verzögerung durchgeführt werden. Analoges gilt für den Vorgang Linksschieben.

Hätte man '01' als Ausgangspunkt gewählt, ergäbe sich bei zyklischem Rechtsschieben '00' und bei Linksschieben '11'. Stellt man für jedes Symbol die beschriebene Betrachtung an, wird klar, daß man allein durch Betrachtung des größten und des zweitgrößten Korrelationswertes ermitteln kann, ob ein Vor- oder Nacheilen des empfängerseitigen Zeitrasters vorliegt. Die Differenz der Beträge liefert zudem einen

Anhaltspunkt über die Größe des Synchronisationsfehlers, d.h. je größer sie ist, um so genauer stimmt die Synchronisation, und um so weniger sollte dann korrigierend eingegriffen werden. Die Korrektur der Synchronisation ist nach obigen Betrachtungen einfach durchzuführen (Ausgangspunkt sei der Empfang des zu '00' gehörenden Symbols): Hat man z.B. Voreilen mit relativ großer Differenz zwischen größtem ('00') und zweitgrößtem Korrelationswert ('10') erkannt, dann wird die lokale Referenz im Empfänger etwas verzögert, was digital sehr einfach durch Einfügen zusätzlicher Taktschritte möglich ist. Nach dem folgenden Korrelationsvorgang werden wieder größter und zweitgrößter Korrelationswert untersucht. Jetzt sei das zur Bitkombination '11' gehörige Symbol gesendet worden; deshalb wird für dieses Symbol der größte Korrelationswert empfangen. Nach der vorangegangenen Korrektur der Voreilung wird jetzt erwartet, daß der zweitgrößte Korrelationswert für '01' auftritt, und daß die Differenz zum größten sich erhöht hat, d.h. die Synchronisation ist besser geworden. Die beschriebenen Korrekturschritte werden, gegebenenfalls unter stetiger Verkleinerung, solange fortgesetzt, bis statt Voreilen ein Nacheilen der empfängerseitigen Referenz erkannt wird. Ein stabiler Optimalzustand ist erreicht, wenn bei großer Differenz zwischen größtem und zweitgrößtem Korrelationswert nach jedem Korrelationsvorgang, d.h. jeweils nach Ablauf einer Symboldauer abwechselnd Voreilen und Nacheilen der empfängerseitigen Referenz detektiert wird. Dieser Idealzustand wird in der Praxis sicher selten vorkommen, da aufgrund stets vorhandener Störsignale die zu untersuchende Differenz auch bei idealer Synchronisation Schwankungen unterworfen ist, die sich von Synchronisationsfehlern nicht unterscheiden lassen. Das bedeutet, daß für das Erreichen des beschriebenen stabilen Zustandes in der Regel größere Korrekturen (mehr Verschiebungsschritte) anfallen werden, als man theoretisch erwarten würde.

Die folgende Tabelle 5 verdeutlicht die beschriebenen Zusammenhänge bezüglich der Zeitraster, wobei die Sendung des zur Bitkombination '00' gehörenden Symbols angenommen ist - siehe obere Zeile (gesendet).

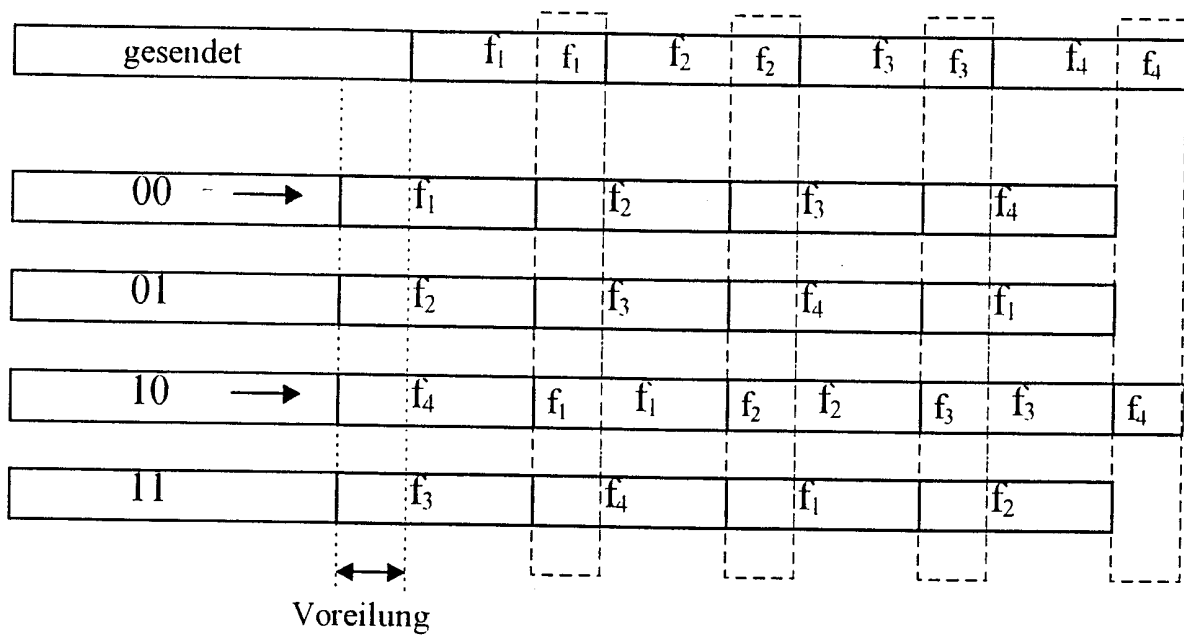


Tabelle 5: Zur Erläuterung des Prinzips der korrelativen Synchronisation

Auf der Empfängerseite ist eine erhebliche Voreilung des Referenzzeitrasters zu erkennen. Das führt zum einen dazu, daß für das gesendete Symbol ein zu geringer Korrelationswert zustande kommt, und daß sich zum anderen bei Symbolen, die nicht gesendet wurden, Beiträge ergeben. Dies ist bei dem erfindungsgemäßen Synchronisationsverfahren aber nur bei einem einzigen Symbol der Fall, nämlich bei dem, das der Bitkombination '10' zugeordnet ist. Bei den beiden übrigen Symbolen entstehen keine Korrelationsbeiträge. Die senkrecht verlaufenden gestrichelten Rechtecke in Tabelle 5 umfassen für jedes der vier Chips eines Symbols die durch den Zeitrasterversatz an falscher Stelle aufkorrelierten Beiträge. Man erkennt, daß nur im zu '10' gehörigen Symbol Beiträge auftreten können - bei den übrigen '01' und '11' gibt es keine Übereinstimmung der Frequenzen.

### Patentansprüche

1. Mehrträgerverfahren zur Digitaldatenübertragung, insbesondere über elektrische Energieverteilnetze, wobei zur Informationsübertragung mittels schneller phasenkontinuierlicher Frequenzänderungen und mittels Symbolverarbeitung

- a) aus einem zu sendenden Datenstrom Kombinationen von  $\log_2(N)$  Datenbits einer Anzahl  $N$  von Symbolen zugeordnet werden, von denen jedes Symbol sich aus  $N$  Signalformen unterschiedlicher Frequenzen zusammensetzt,
- b) empfangsseitig eine Anzahl  $2N$  parallel arbeitender digitaler signalanangepaßter Filter für den gleichzeitigen inkohärenten Optimalempfang aller  $N$  jeweils für die Darstellung eines Symbols eingesetzten Signalformen verwendet wird, wobei für jede der  $N$  Signalformen ein der jeweiligen Signalformenergie entsprechender digitaler Zahlenwert als Korrelationswert gebildet wird,
- c) eine Bewertung und Skalierung der  $N$  Korrelationswerte durch Vergleich mit einer frei wählbaren Schwelle erfolgt, und
- d) die  $N$  ein Symbol bildenden Korrelationswerte zum jeweiligen Symbolwert aufsummiert werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zur Bewertung und Skalierung benutzte Schwelle als Prozentsatz des maximal möglichen Autokorrelationswertes einer Signalform gewählt und adaptiv, abhängig von empfangener Stör- und/oder Nutzsignalenergie, eingestellt wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zum Zweck einer korrelativen Synchronisation jeweils der größte und der zweitgrößte

Symbolwert bestimmt werden, woraus sowohl die Richtung eines Zeitfehlers der Synchronisation (d.h. Vor- oder Nacheilung), als auch die Größe dieses Fehlers ermittelt werden.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß aus der Richtung und Größe eines Phasenfehlers eine Steuerinformation für eine Synchronisationseinrichtung generiert wird, die adaptiv dem ermittelten Fehler entgegenwirkt.

5. Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß

- a) zum Senden und zum inkohärenten parallelen Optimalempfang von  $N$  Signalformen verschiedener Frequenz eine gemischt analog/digitale integrierte Schaltung (Mixed-Signal-ASIC) vorhanden ist, mittels der das aus einem Stromnetz (1) ausgekoppelte, verstärkte und gefilterte Empfangssignal nach Analog/Digitalwandlung an einen digitalen Multiplizierer (22) gelangt, dessen zweiter Eingang ein digitales Referenzsignal aus einem Abtastwertespeicher (214) erhält, wobei jedem Empfangssignalabtastwert  $2N$  Referenzwerte entsprechend den Inphase- und Quadraturabtastwerten der  $N$  eingesetzten Signalformen zugeordnet sind,
- b) eine Ringstruktur aus einem Addierer (23), einem Satz von  $2N$  Registern (24 bis 29, 210, 211) und einem Schalter (212) vorhanden ist, mit der die im Multiplizierer (22) entstehenden Produkte akkumuliert werden, so daß nach Ablauf einer Signalformdauer in den  $2N$  Registern die Inphasekomponenten und die Quadraturkomponenten von  $N$  für ein Symbol eingesetzten Signalformen akkumuliert sind,
- c) der Schalter (212) außerdem verwendet ist, um anschließend, unter Auftrennung der Ringstruktur aus Addierer und Registersatz, die  $2N$  Ergebnisse aus den Registern einer geometrischen Additionsschaltung zuzuführen, die mittels einer Näherung einen dem Betrag der jeweiligen Signalformenergie entsprechenden digitalen Zahlenwert bildet,

- d) eine weitere Ringstruktur aus einem Addierer (218), einem Satz von N Registern (219 bis 222) und ein Multiplexer (225) vorhanden sind, mit denen Symbolwerte akkumuliert werden, so daß nach Ablauf einer Symboldauer in den N Registern die jeweiligen Symbolwerte vorliegen, die anschließend einer Auswerte- und Entscheidungseinrichtung (226) zugeführt werden, die schließlich die Empfangsdaten liefert, und
- e) eine integrierte Takterzeugungs- und Steuereinheit (8) vorhanden ist, die neben der Synthese der Referenzsignale im Empfangsfall, beim Senden den Abtastwertespeicher (214) so adressiert, daß seine Ausgangssignale phasenkontinuierliche Sendesignalformen bilden, die nach Analog/Digitalwandlung, Tiefpaßfilterung und Verstärkung ins Stromnetz (1) eingekoppelt werden.

6. Einrichtung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß

- a) für Aufgaben der Systemsteuerung, der Signalauswertung und des Datentransfers ein Mikroprozessor, ein Mikrocontroller oder eine Digital-schaltung (15) vergleichbarer Funktion vorhanden ist, die monolithisch integrierter Bestandteil des Mixed-Signal-ASICs ist, das die wesentlichen Bestandteile eines Modems enthält,
- b) mittels dieser Digital-schaltung (15) beim Sendevorgang der Sendeeinrichtung die zu sendende Datenbitkombination zuführbar ist und diese zuvor die gewünschte Datenrate und die Zahl N der Signalformen verschiedener Frequenz pro Symbol durch Programmieren der Steuereinheit auf dem Mixed-Signal-ASIC einstellt.

7. Einrichtung nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, daß Mittel (8, 13, 14, 15) vorhanden sind, die bewirken, daß

- a) zur Synchronisation der Signalsynthese für Senden und Empfangen und für die Synchronisation der Empfangssignalverarbeitung die Netzwechselspannung als globales Referenzsignal verwendet wird, wobei der Beginn einer Datenübertragung immer an einen Nulldurch-

gang der Netzspannung gekoppelt ist, und wobei sich am Drehstromnetz ein Basiszeitraster von  $1/6$  Netzperiode ergibt, aus dem durch ganzzahlige Teilung die Zeitbasen für verschiedene Chipraten, wie z.B.  $300\text{s}^{-1}$ ,  $600\text{s}^{-1}$ ,  $1200\text{s}^{-1}$ ,  $2400\text{s}^{-1}$  oder  $4800\text{s}^{-1}$  im europäischen 50Hz-Netz gewonnen werden können, und wobei

- b) zur Unterdrückung von Jitter bei der Nulldurchgangsdetektion eine digitale Phasenregelschleife, bestehend aus einem der Phasendetektion dienenden digitalen Korrelator und einem nichtlinearen digitalen Regler, eingesetzt ist, so daß ein sehr stabiles, von Kurzzeitschwankungen jeglicher Art befreites Synchronisationssignal zur Verfügung steht.

8. Einrichtung nach einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß

- a) die erforderlichen Funktionsgruppen mit Ausnahme der Netzkoppler (2, 9), des Nulldurchgangsdetektors (13) und des Sendeleistungsverstärkers (10) in einer gemischt analog/digitalen anwendungsspezifischen integrierten Schaltung (ASIC) monolithisch integriert sind, wobei die Speicher vorzugsweise als RAM-Zellen ausgeführt sind, deren Inhalt nach einem Schaltungsreset über einen äußeren Festwertspeicher, z.B. in Form eines ROMs PROMs oder EPROMs geladen wird, und
- b) die gemischt analog/digitale anwendungsspezifische integrierte Schaltung auch den Programmspeicher des Mikroprozessors, Mikrocontrollers oder einer Digitalschaltung (15) vergleichbarer Funktion in Form eines ROMs oder EEPROMs enthält.

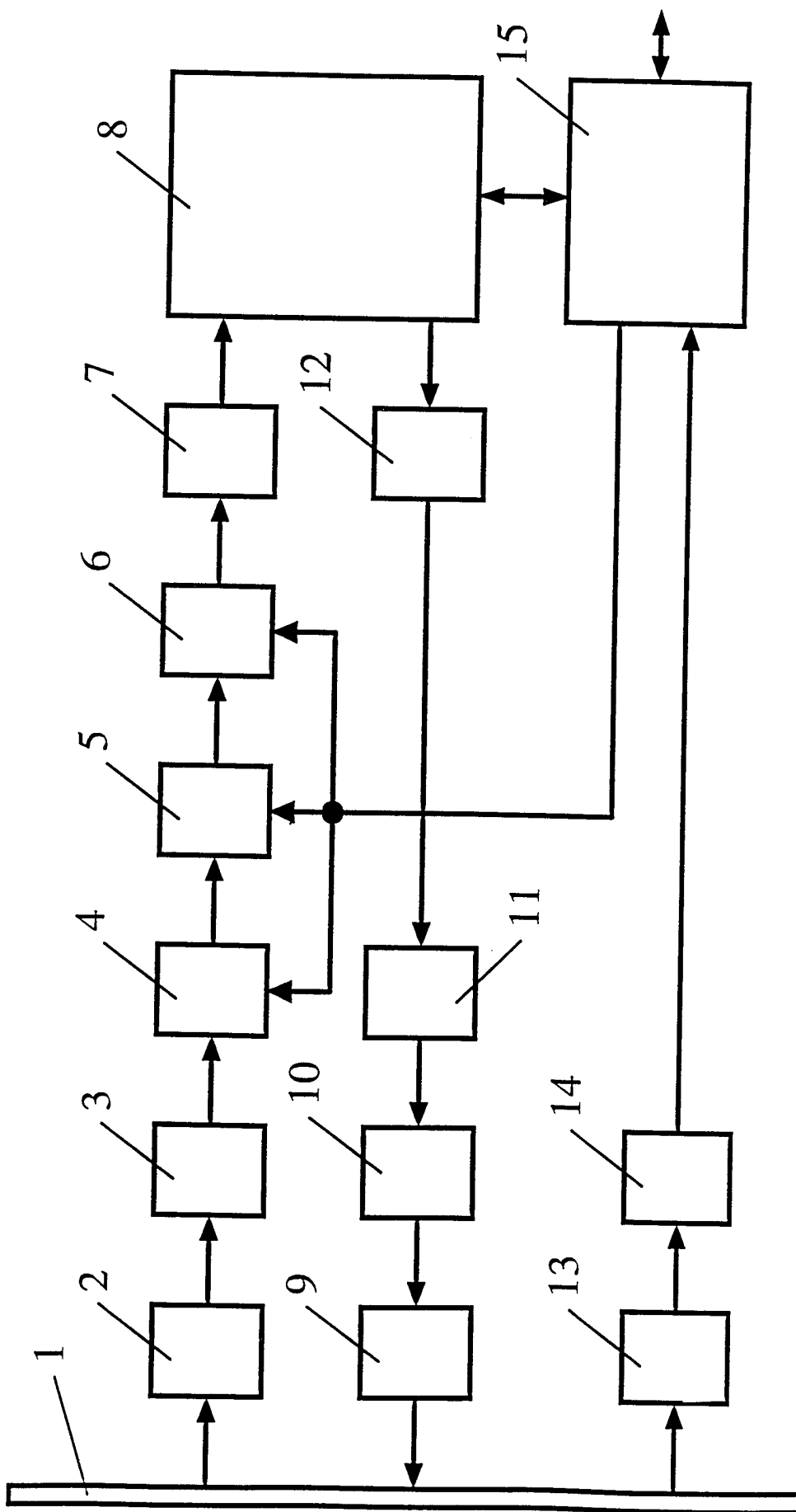


Fig. 1

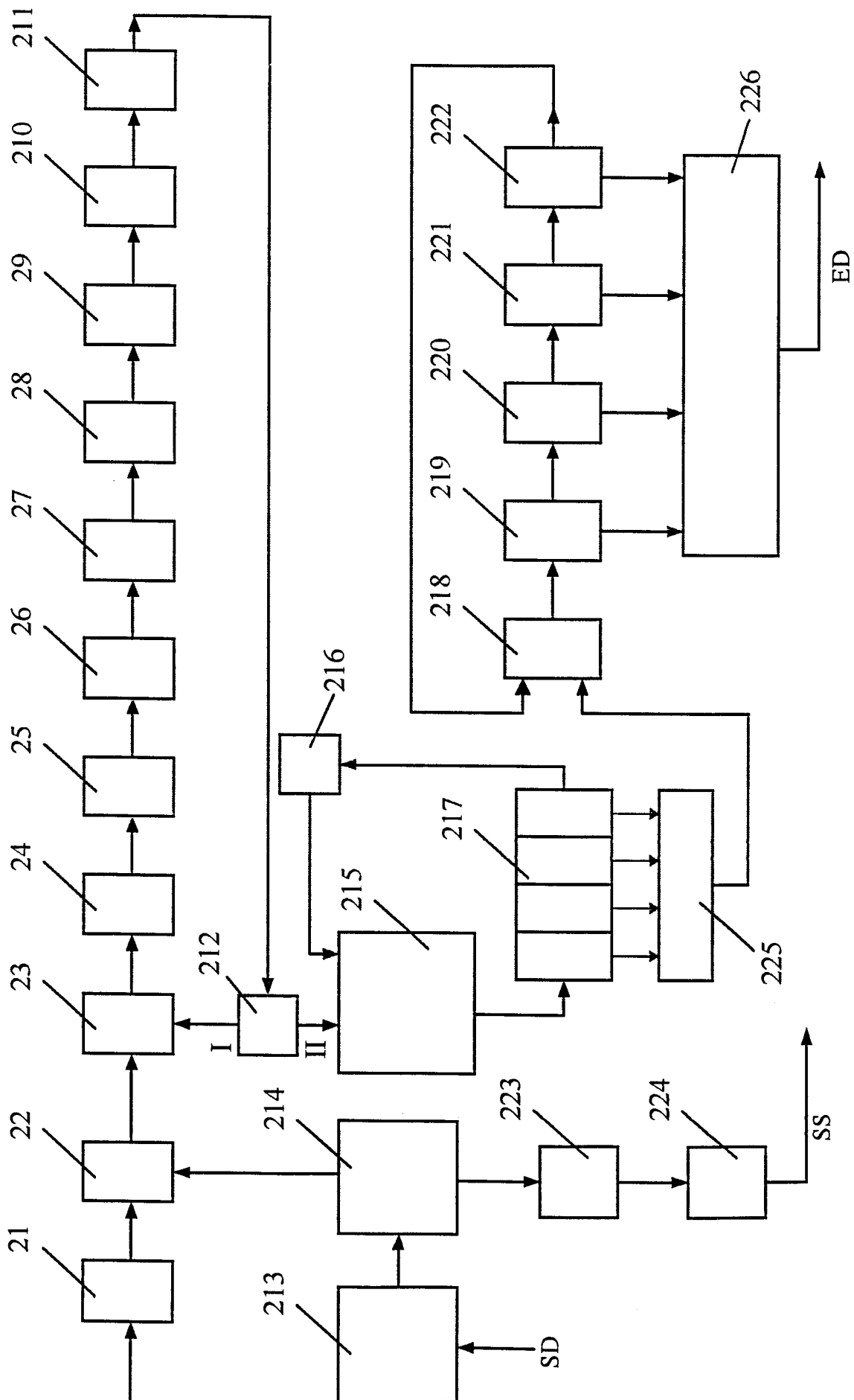


Fig. 2

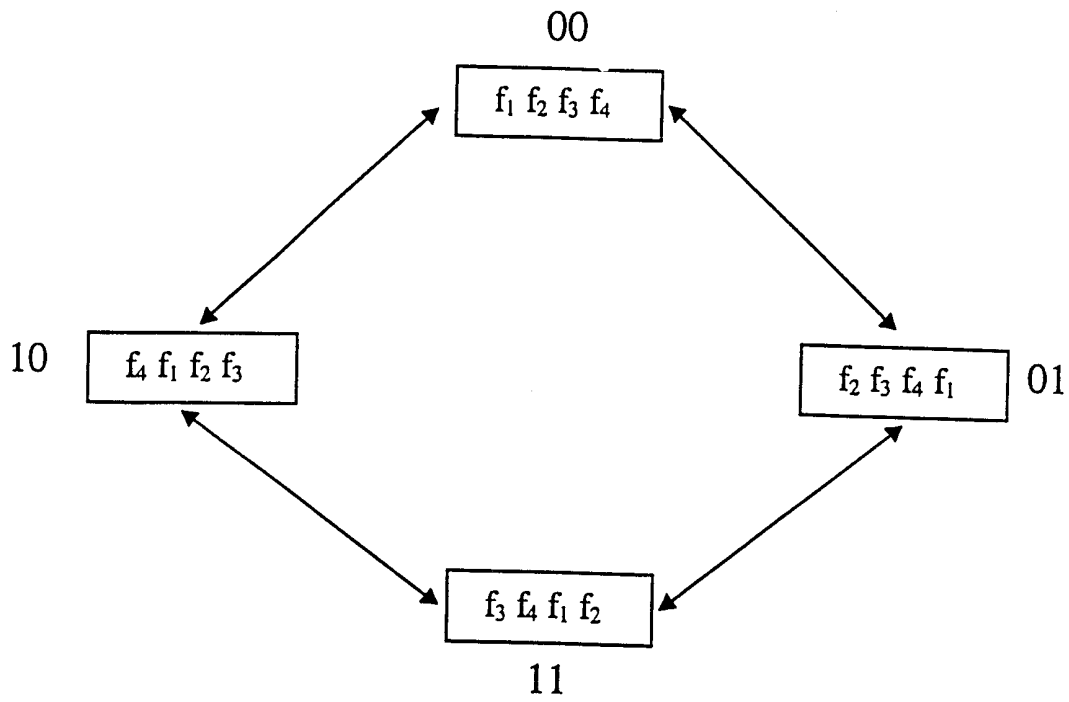


Fig. 3

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 98/07181

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 6 H04L27/30 H04B3/54				
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC				
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>				
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 H04L H04B				
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched				
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)				
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>				
Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.		
X	EP 0 691 755 A (ABB PATENT) 10 January 1996 cited in the application see page 2, line 47 - page 3, line 1 ---	1-8		
A	EP 0 085 753 A (LANDIS & GYR) 17 August 1983 see page 1, line 6 - line 8 see figure 7 ---	1,5		
A	WO 93 01660 A (ABB POWER) 21 January 1993 see page 1, line 4 - line 5 see page 3, line 4 - line 19 see page 4, line 14 - line 18 --- -/--	1,5		
<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; border: none;"> <input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.                 </td> <td style="width: 50%; border: none;"> <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.                 </td> </tr> </table>			<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.	<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.	<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.			
° Special categories of cited documents :				
<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; border: none;">                     "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance                      "E" earlier document but published on or after the international filing date                      "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)                      "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means                      "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed                 </td> <td style="width: 50%; border: none;">                     "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention                      "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone                      "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.                      "&amp;" document member of the same patent family                 </td> </tr> </table>			"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family			
Date of the actual completion of the international search  <div style="text-align: center; font-size: 1.2em;">22 April 1999</div>		Date of mailing of the international search report  <div style="text-align: center; font-size: 1.2em;">03/05/1999</div>		
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer  <div style="text-align: center; font-size: 1.2em;">Scriven, P</div>		

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 98/07181

**C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	LO PRESTI, PENT: "Waveform transmission with FSK permutation modulation in the presence of interfering signals" ALTA FREQUENZA., April 1972, pages 240-251, XP000198342 MILANO, IT see figures 2,3 -----	1,5
A	WO 91 16770 A (MCGUIRE) 31 October 1991 see page 1, paragraph 2 see page 7, paragraph 4 - page 8, paragraph 3 -----	1,5

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Inter. ...onal Application No

PCT/EP 98/07181

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0691755 A	10-01-1996	DE 4423978 A	11-01-1996
EP 0085753 A	17-08-1983	DK 48783 A	06-08-1983
WO 9301660 A	21-01-1993	US 5185591 A	09-02-1993
		AU 648171 B	14-04-1994
		AU 1712992 A	14-01-1993
		DE 69225229 D	28-05-1998
		DE 69225229 T	08-10-1998
		EP 0594755 A	04-05-1994
		ES 2118136 T	16-09-1998
		FI 940119 A	03-03-1994
		HU 68072 A, B	13-03-1995
		NO 940083 A	18-02-1994
WO 9116770 A	31-10-1991	NONE	

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/07181

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
 IPK 6 H04L27/30 H04B3/54

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

**B. RECHERCHIERTE GEBIETE**

Recherchiertes Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
 IPK 6 H04L H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

**C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN**

Kategorie <sup>o</sup>	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	EP 0 691 755 A (ABB PATENT) 10. Januar 1996 in der Anmeldung erwähnt siehe Seite 2, Zeile 47 - Seite 3, Zeile 1 ---	1-8
A	EP 0 085 753 A (LANDIS & GYR) 17. August 1983 siehe Seite 1, Zeile 6 - Zeile 8 siehe Abbildung 7 ---	1,5
A	WO 93 01660 A (ABB POWER) 21. Januar 1993 siehe Seite 1, Zeile 4 - Zeile 5 siehe Seite 3, Zeile 4 - Zeile 19 siehe Seite 4, Zeile 14 - Zeile 18 --- -/--	1,5

Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

Siehe Anhang Patentfamilie

<sup>o</sup> Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

22. April 1999

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

03/05/1999

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
 Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Scriven, P

**INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT**

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/07181

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie <sup>o</sup>	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>LO PRESTI, PENT: "Waveform transmission with FSK permutation modulation in the presence of interfering signals"                      ALTA FREQUENZA., April 1972, Seiten 240-251, XP000198342                      MILANO, IT                      siehe Abbildungen 2,3                      -----</p>	1,5
A	<p>WO 91 16770 A (MCGUIRE) 31. Oktober 1991                      siehe Seite 1, Absatz 2                      siehe Seite 7, Absatz 4 - Seite 8, Absatz 3                      -----</p>	1,5

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/07181

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0691755 A	10-01-1996	DE 4423978 A	11-01-1996
EP 0085753 A	17-08-1983	DK 48783 A	06-08-1983
WO 9301660 A	21-01-1993	US 5185591 A	09-02-1993
		AU 648171 B	14-04-1994
		AU 1712992 A	14-01-1993
		DE 69225229 D	28-05-1998
		DE 69225229 T	08-10-1998
		EP 0594755 A	04-05-1994
		ES 2118136 T	16-09-1998
		FI 940119 A	03-03-1994
		HU 68072 A, B	13-03-1995
		NO 940083 A	18-02-1994
WO 9116770 A	31-10-1991	KEINE	