

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

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
30. September 2010 (30.09.2010)

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2010/108823 A1

- (51) Internationale Patentklassifikation:
H04B 1/707 (2006.01) *H04J 11/00* (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2010/053383
- (22) Internationales Anmeldedatum:
16. März 2010 (16.03.2010)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:
10 2009 014 480.3 23. März 2009 (23.03.2009) DE
- (72) Erfinder; und
(71) Anmelder : Rudershausen, Reinhart [DE/DE]; Seestr.
5a, 86938 Schondorf am Ammersee (DE).
- (74) Anwalt: ALTENBURG, Udo, W.; BARDEHLE PAGENBERG DOST ALTENBURG GEISSLER, Galilei-
platz 1, 81679 München (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY,

BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DO,
DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP,
KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD,
ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI,
NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD,
SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR,
TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW,
GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG,
ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU,
TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE,
DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT,
LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI,
SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN,
GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:
— mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz
3)

(54) Title: CONVERTER FOR PERFECT DESPREADING OF ORTHOGONAL CDMA SEQUENCES

(54) Bezeichnung : KONVERTER ZUM PERFEKTEN ENTSPREIZEN VON ORTHOGONALEN CDMA-SEQUENZEN

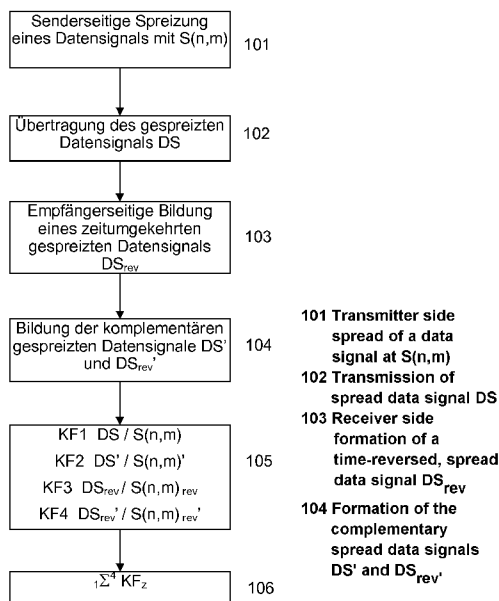


Fig. 1

(57) Abstract: The invention relates to a method for despreading of a spread data signal that is spread by means of a spreading sequence. The method is in particular suitable for improving the correlation of spread data signals after transmission. It can be integrated in existing transmission systems as a software or hardware add-on module. The method according to the invention comprises the steps of forming a time-reversed spread data signal from the spread data signal, forming a sequence that is created from the spread data signal by alternating multiplication of the chips by the spread data signal and the sequence of the time-reversed spread data signal that is created from the time-reversed data signal by alternating multiplication of the chips of the sequence by +1 and -1, correlating the spread data signal with the spreading sequence, the time-reversed spread data signal with the time-reversed spreading sequence, the spread data signal multiplied by the +1, -1 alternating sequence with the spreading sequence multiplied by the +1, -1 alternating sequence and the time-reversed, spread data signal multiplied by the +1, -1 alternating sequence with the time-reversed spreading sequence multiplied by the +1, -1 alternating sequence and the totaling of the four correlations.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum
[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2010/108823 A1



Entspreizen eines gespreizten Datensignals, welches mittels einer Spreizsequenz gespreizt ist. Das Verfahren eignet sich insbesondere zum Verbessern der Korrelationen von gespreizten Datensignalen nach der Übertragung. Es kann dabei als Software- oder Hardware-Zusatzmodul in vorhandenen Übertragungssystemen integriert werden. Das Verfahren umfasst die Schritte des Bildens eines zeitumgekehrten gespreizten Datensignals aus dem gespreizten Datensignal, des Bildens einer Sequenz, die durch abwechselnde Multiplikation der Chips mit dem gespreizten Datensignal aus dem gespreizten Datensignal entsteht, und der Sequenz des zeitumgekehrten gespreizten Datensignals, das aus dem zeitumgekehrten Datensignal durch abwechselnde Multiplikation der Chips der Sequenz mit +1 und -1 entsteht, des Korrelierens des gespreizten Datensignals mit der Spreizsequenz, des zeitumgekehrten gespreizten Datensignals mit der zeitumgekehrten Spreizsequenz, des mit +1,-1 abwechselnder Sequenz multiplizierten, gespreizten Datensignals mit der mit +1,-1 abwechselnder Sequenz multiplizierten Spreizsequenz und des mit +1,-1 abwechselnder Sequenz multiplizierten, zeitumgekehrten gespreizten Datensignals mit der mit +1,-1 abwechselnder Sequenz multiplizierten, zeitumgekehrten Spreizsequenz, und des Summierens der vier Korrelationen.

Konverter zum perfekten Entspreizen von orthogonalen CDMA-Sequenzen

5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren und einen Decodierer zum Entspreizen eines Datensignals, welches mittels Walsh-Sequenz oder Golay-Walsh-Sequenz gespreizt ist.

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und einen Decodierer zum Entspreizen eines
10 Datensignals, welches mittels Spreizsequenzen gespreizt ist.

Bei Datenübertragungssystemen, welche ein Codemultiplexverfahren verwenden, wie z.B. CDMA, UMTS, GPS, RFID, WLAN und WIMAX, können mehrere Teilnehmer auf einem Nachrichtenübertragungs-Kanal gleichzeitig Daten übertra-
15 gen. Damit es dennoch nicht zu Kollisionen kommt, spreizt der Sender die Datensignale der einzelnen Teilnehmer mit jeweils unterschiedlichen Spreizsequenzen (d.h. codiert sie mit einem Spreizcode, bzw. einer Codesequenz), die eine eindeu-
tige Zuordnung der Signale in einem Empfänger ermöglichen. Durch diese Sprei-
zung der einzelnen Datensignale kann die gesamte zur Verfügung stehende Sys-
20 tembandbreite genutzt werden, d.h., die genutzte Bandbreite jedes einzelnen Teilnehmers wird im Frequenzbereich vervielfacht. In praktischen Systemen werden Spreizfaktoren zwischen etwa 10 und 1000 eingesetzt.

Ein Vorteil dieses Verfahrens ist die geringe Anfälligkeit gegenüber Effekten der
25 Mehrwegeausbreitung. Aufgrund der hohen Sendebandbreite wird immer nur ein kleiner Teil des belegten Spektrums von frequenzselektivem Rayleigh-Fading beeinflusst, so dass die typischen Signaleinbrüche wesentlich schwächer sind als bei Schmalbandsystemen. Ein weiterer Vorteil ist die geringe spektrale Leistungsdichte, welche durch den Spreizvorgang abgesenkt wird. Somit ist eine Kommu-

- 2 -

nikation sogar noch unterhalb der Rauschschwelle möglich. Weitere Vorteile sind die geringe Beeinflussung durch Störsignale unterschiedlicher Ursachen (Anti-jamming), einschließlich der Gleichkanalinterferenz (Antiinterferenz) durch andere Teilnehmer, und die Wirkung der Spreizsequenz als Verschlüsselung, da die
5 Nachricht im Empfänger nur dann detektiert werden kann, wenn der Spreizcode bekannt ist.

Bei der Spreizung wird das zu übertragende binäre Datensignal mit einer Spreizsequenz, z.B. einer (pseudo-) zufälligen, rauschähnlichen Sequenz (PN-Sequenz),
10 über einen größeren Spektralbereich verteilt. Nach der Modulation auf dieses hochfrequente Trägersignal wird das nunmehr gespreizte Datensignal übermittelt, z.B. über die Antenne abgestrahlt. Der Empfänger demoduliert das gespreizte Datensignal und führt darauf eine Entspreizung mit einem zum Sender synchronen Spreizsignal durch.

15 Der Empfänger empfängt nicht nur das gespreizte Datensignal des gewünschten Teilnehmers, sondern zusätzliche gespreizte Datensignale von anderen Teilnehmern, die im gleichen Frequenzbereich senden. Durch den Entspreizvorgang im Empfänger wird allerdings nur jenes Datensignal entspreizt und in der Bandbreite
20 verringert, welches die gleichen und synchronen Spreizsequenzen wie der Sender verwendet. Nach dem Entspreizen kann das gewünschte Datensignal leicht mittels eines signalangepassten Filters („Matched Filter“, siehe J. G. Proakis, M. Salehi, Grundlagen der Kommunikationstechnik, Pearson Studium, München, 2004, S. 793 – 797) herausgefiltert werden.

25 Der Filter für Spreizsequenzen lässt sich mit der Auto- und Kreuzkorrelationsfunktion (AKF) beschreiben. Diese kann für diskrete Funktionen durch eine Autokorrelationssumme (AKF_k) gebildet werden und gibt die statistische Bindung der Elemente einer Sequenz $X_i(k)$ mit N Elementen an:

30

$$AKF_k = \sum_{i=0}^{N-1-k} X_i X_{i+k}$$

- 3 -

wobei der Index k die relative Laufzeitverschiebung der Spreizsequenz (Verschiebung in Anzahl von Subpulsen τ bei der Berechnung der Korrelation; $0 \leq k \leq N-1$) zueinander beschreibt; bei idealen Bedingungen ohne Störungen und synchronem Empfang ergibt sich nur bei $k = 0$ ein Wert ungleich Null der Autokorrelation, welcher dann gerade dem Datensignal entspricht. Andere Werte, sogenannte Nebenmaxima, treten dann nicht auf.

Es existieren Spreizsequenzen deren periodische AKF fast ideal sind, z.B. die M-Sequenzen und Goldfolgen.

Es sind jedoch nicht nur die periodischen Autokorrelationseigenschaften einer Spreizsequenz für die Spreiztechnik relevant. Für Anwendungen in Codemultiplexverfahren sind auch besonders die aperiodischen Autokorrelationseigenschaften für inkohärenten Empfang und die Kreuzkorrelationseigenschaften von großem Interesse. Die Interferenz zwischen zwei verschiedenen gespreizten Datensignalen ist proportional zum Skalarprodukt der beiden Spreizsequenzen. Demnach sollten Spreizsequenzen mindestens orthogonal sein, was bedeutet, dass ihr Skalarprodukt Null ist. Jedoch reicht allein die Orthogonalität nicht aus für Anwendungen, bei denen die Spreizsequenzen nicht synchron gesendet werden oder wenn große Signalverzögerungen durch Mehrwegeausbreitung entstehen können. In diesen Fällen muss auch das Skalarprodukt verschoben um die Verzögerung τ , d.h. die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF), minimiert werden.

Die KKF ist damit ein Maß für die Eignung verschiedener Sequenzen $X_i(k)$ und $Y_j(k)$ in Codemultiplexsystemen und kann für diskrete Funktionen über die Kreuzkorrelationssumme (KKF_k) gebildet werden:

$$KKF_k = \sum_{i=0}^{N-1-k} X_i Y_{i+k} .$$

30

Je niedriger die Kreuzkorrelationswerte der Spreizsequenzen verschiedener Teilnehmersignale sind, desto geringer sind die Störungen und desto mehr Teilnehmer können am Codemultiplex teilhaben.

- 5 Es wurde in der Vergangenheit eine Vielzahl von speziellen Spreizsequenzen mit besonders guten Kreuzkorrelationseigenschaften untersucht. Ein Beispiel hierfür sind die Goldfolgen (siehe Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing, R. Gold, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-13, October 1967, S. 619 – 621).

10

Die geringsten Kreuzkorrelationswerte der Goldfolgen, der besten bekannten Spreizsequenzen, sind jedoch auf $1 + 2^{0,5*(z+1)}$ begrenzt, wobei z die Anzahl der Schieberegisterstufen ist, (siehe H. D. Lüke, „Korrelationssignale“, Springer, 1992).

15

In Systemen, welche Codemultiplexverfahren einsetzen, z.B. bei CDMA Vielfachzugriffssystem, wird durch hohe Werte der Kreuzkorrelation der Signalausgang vor dem Decodierer verringert, was wiederum die maximale Teilnehmeranzahl begrenzt. Sind zusätzlich die gespreizten Datensignale der Teilnehmer unterschiedlich stark, können die nicht idealen Korrelationseigenschaften einer Spreizsequenz dazu führen, dass im Empfänger das eigentlich gesuchte gespreizte Datensignal trotz richtiger Spreizsequenz von den anderen gespreizten Datensignalen zugedeckt wird und daher nicht erkannt wird (Near-Far Effekt).

20

- 25 DE 197 17 546 A1 offenbart ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Decodierung bzw. zum Demodulieren des Empfangssignals in einem CDMA Übertragungssystem, welches in serieller Codeverkettung vorliegt. Dabei wird eine zweistufige Codierung auf der Senderseite des Übertragungssystems, bestehend aus äußerer und innerer Codierung, angewendet. Die innere Codierung ist eine orthogonale
30 mehrstufige Modulation mit Walsh-Funktionen, wohingegen es sich bei der äußeren Codierung um einen fehlerkorrigierenden Code handelt.

Ein Nachteil eines solchen Systems, welches bei der Übertragung von gespreizten Datensignalen eingesetzt wird, besteht darin, dass hier zur Fehlerkorrektur der Übertragung ein zweites Signal übertragen werden muss. Dies reduziert die zur Verfügung stehende Nutzbandbreite und ist rechnerisch sehr aufwendig.

EP 1 311 095 B1 offenbart die Verwendung von Paaren von Golay-Sequenzen zur Spreizmodulation. In dem beschriebenen Verfahren werden binäre Eingabedaten mittels η Paaren komplementärer Golay-Sequenzen der Spreizcodierung unterzogen und diese Paare über eine Vorrichtung zur digitalen Kommunikation übermittelt. Beim Empfangen werden die so entstandenen Sequenzen mit den η Paaren komplementärer Golay-Sequenzen mittels Korrelation gefaltet, wobei die Resultate der Faltung entsprechend den gleichen Paaren von komplementären Golay-Sequenzen summiert werden, um η Datenströme zu erhalten.

15

EP 1 726 114 B1 offenbart ebenfalls die Verwendung von Paaren von Golay-Sequenzen zur Spreizmodulation. Allerdings muss hier nur eine Golay-Sequenz eines Paares übertragen werden, da die jeweilige Komplementärsequenz erst empfangenseitig erzeugt wird.

20

Golay-Sequenzen sind Sequenzpaare, welche die nützliche Eigenschaft haben, dass ihre phasenverschobenen aperiodischen Autokorrelationskoeffizienten sich zu null aufaddieren. So werden störende Nebenmaxima in der Autokorrelationsfunktion vermieden.

25

Ein Nachteil der Spreizmodulation mit reinen Golay-Sequenzen besteht darin, dass nur wenige Exemplare einer Sequenzlänge existieren. Somit ist eine Multiplexübertragung vieler gespreizter Datensignale durch die geringe Größe der Sequenzfamilie begrenzt, welche zur Spreizcodierung benötigt wird. Des Weiteren sind diese zwar orthogonal zueinander, haben also eine Nullstelle bei Verschie-

30

- 6 -

bung $\tau = 0$; bei Verschiebungen $\tau > 0$ zeigt die Kreuzkorrelation zwischen den verschiedenen Golay-Sequenzen jedoch störende Nebenmaxima.

Um diese Beschränkung zu überwinden, offenbart EP 1 726 114 B1 den zusätzlichen Übergang zu komplexwertigen Sequenzen unter Verwendung von DPSK (differential phase shift keying).

Dies ist aber sehr aufwendig, da sowohl ein zweites, völlig unterschiedliches Modulationssystem mit zusätzlichen Verfahrensschritten als auch zusätzliche Hardwarekomponenten benötigt werden.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Verfahren und eine Vorrichtung bereitzustellen, welche es ermöglichen, gespreizte Datensignale, welche mit vielen anderen gespreizten Datensignalen auf der vorhandenen Bandbreite einer Datenverbindung übertragen werden, mit geringem technischen Aufwand zu decodieren, ohne dass störendes Nebensprechen oder sonstige Beeinträchtigungen der einzelnen Datensignale durch die anderen Datensignale entstehen. Zugleich soll das Verfahren möglichst vorhandene Standards, die gespreizte Datensignale verwenden, einhalten.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch ein Verfahren zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals gemäß Anspruch 1, einen Decodierer zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals gemäß Anspruch 10 und einer Vorrichtung zur digitalen Kommunikation nach Anspruch 15 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen werden in den abhängigen Ansprüchen beansprucht.

Das erfindungsgemäße Verfahren kann als Software- oder Hardware-Zusatzmodul einfach in vorhandene Übertragungssysteme integriert werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren hat den Vorteil, dass die Korrelationseigenschaften der übertragenen gespreizten Datensignale sehr stark verbessert werden.

Sowohl die erfindungsgemäße Summe der Auto- als auch in der Kreuzkorrelationsfunktionen der gespreizten Datensignale weisen gar keine oder zumindest wesentlich weniger und kleinere Nebenmaxima auf als ohne das Verfahren.

- 5 Ohne das erfindungsgemäße Verfahren weisen manche der bisher als Signatursequenzen in Codemultiplexsystemen verwendeten Sequenzen, wie z.B. Gold-Sequenzen und Walsh-Funktionen, schlechte aperiodische AKF und hohe Werte der KKF auf, außerdem geht ihre Orthogonalität schon bei kleinen Synchronisationsfehlern oder Fehlern durch Signalverzerrung oder Mehrwegeausbreitung verloren.
- 10

Bei asynchronem Empfang, d.h. wenn eine unbekannte, relative zeitliche Verschiebung der Spreizsequenzen zueinander besteht, wird mit dem erfindungsgemäßen Verfahren das gespreizte Datensignal wesentlich besser aus dem Rauschen erkannt und es kann besser aus Störsignalen oder Gleichkanalinterferenzen herausgefiltert werden. Das neue Verfahren kann daher nicht nur im Downlink sondern auch im Uplink eines Mobilfunksystems, z.B. bei UMTS, das bereits Walsh- und OVFS-Sequenzen verwendet, als vorteilhafte Verbesserung empfängerseitig ergänzt werden und die praktisch erreichbare Teilnehmerzahl pro Zelle in Richtung der theoretischen, vollen Systemladung – also N Teilnehmer gleichzeitig bei N Spreizsequenzen – erhöhen.

15

20

Bei synchronem Empfang in digitalen Kommunikationssystemen ist das Erhöhen der Teilnehmerzahl und/oder ein Vergrößern der Reichweite bzw. Verringern der Sendeleistung ebenfalls möglich.

25

Durch die guten Korrelationseigenschaften und Orthogonalität verschiedener Spreizsequenzen gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren erfolgt auch ein verbessertes Verhalten gegen Nebensprechen bei Frequency Hopping.

Weiterhin bietet das erfindungsgemäße Verfahren gleichzeitig mit dem idealen Empfangsimpuls eine verbesserte Möglichkeit der Start-Synchronisierung der Datenübertragung.

- 5 Auch der bei den bisher verwendeten Spreizverfahren übliche Übergang zu komplexwertigen Sequenzen mit dem zugehörigen Zusatzaufwand kann vermieden werden durch die einfache Ausnutzung interner Eigenschaften orthogonaler binärer Spreizsequenzen, wie der Walsh-Sequenzen, oder orthogonaler Golay-Walsh-Sequenzen. Nichtsdestotrotz können, da die Folgen binär bleiben, die bekannten,
10 höherwertigen komplexen Modulationen, wie z.B. $\frac{1}{4}$ -QPSK, 8-Phasenmodulation weiterhin für die bisher üblichen Zwecke genutzt werden, z.B. zur Erhöhung der Datenrate.

In einer bevorzugten Ausführungsform sind die Datensignale mit Walsh-
15 Funktionen gespreizt. Walsh-Funktionen haben den Vorteil, dass diese streng orthogonal sind. Sie werden im Folgenden mit $W(n,m)$ bezeichnet, wobei n die Ordnung der benutzten Walsh-Funktionenfamilie (mit 2^n als Chips bezeichneten Elementen und 2^n verschiedenen Walsh-Funktionen) und m die jeweilige Walsh-Funktion daraus bezeichnet ($1 \leq m \leq 2^n$). Sie werden zur Spreizung sowohl als
20 Signatursequenzen zum Trennen von Nutzerkanälen als auch zur höherstufigen orthogonalen Modulation verwendet. Die höherstufige orthogonale Modulation bietet den Vorteil einer um den Faktor n erhöhten Nutzbitrate sowie geringerer Bitfehlerwahrscheinlichkeit.

In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform sind die Datensignale mit neuartigen
25 Golay-Walsh-Sequenzen als Spreizsequenzen gespreizt.

Golay-Walsh-Sequenzen entstehen durch Multiplikation einer Golay-Sequenz mit einer Walsh-Funktion.

- 30 Diese neuartigen Spreizsequenzen werden im Folgenden als $AW(n,m)$ analog der Walsh-Funktionen $W(n,m)$ bezeichnet.

Die vorteilhafte komplementäre Eigenschaft der Golay-Sequenzen bleibt in den neuartigen Spreizsequenzen erhalten, da die Golay-Walsh-Sequenzen nach Golay ebenfalls komplementäre Sequenzen sind (siehe dazu z.B. M.J.E. Golay, Complementary Sequences, IRE Transactions on Information Theory, Bd. IT-7, S. 82-87, April 1961). Daher weisen die Golay-Walsh-Sequenzen, genauso wie die Golay-Ausgangssequenzen, eine perfekte Autokorrelationsfunktion (AKF) mit nur einem Wert ungleich null auf, also einen idealen Empfangsimpuls. Synchronisationsfehler bei der Übertragung wirken sich durch die Addition des durch die komplementären Spreizsequenzen gespreizten Datensignals nicht mehr aus. Die Nebenmaxima der Autokorrelation werden weiterhin durch die Addition der Autokorrelation komplementärer Sequenzen beseitigt.

Durch das erfindungsgemäße Verfahren bleibt bei den neuartigen Golay-Walsh-Sequenzen auch die Orthogonalität untereinander erhalten. So weisen die Kreuzkorrelationsfunktionen (KKF) der Golay-Walsh-Sequenzen keine oder nur minimale Werte auf. Damit sind sie wie die originalen Walsh-Sequenzen dank des erfindungsgemäßen Verfahrens sowohl als Signatursequenzen zur Kanaltrennung als auch für die orthogonale höherstufige Modulation zur Erhöhung der Nutzbitrate und Senkung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit geeignet.

Das komplementäre gespreizte Datensignal wird erst im Empfänger erzeugt. Dazu werden die Chips einer empfangenen Sequenz abwechselnd mit +1 und -1 multipliziert (sogenannte Bewertung), entweder seriell bei der Verzweigung der Sequenz oder parallel nach Speicherung der empfangenen Chips. Anders als in herkömmlichen Codemultiplexverfahren wird somit nur ein gespreiztes Datensignal eines Paares komplementärer gespreizter Datensignale übertragen und auf der zur Verfügung stehenden Systembandbreite muss nur die Hälfte der Daten übertragen werden. Dies verringert zusätzlich die Anfälligkeit des Systems gegenüber Störungen des übertragenen Datensignals und eröffnet Spielraum zur Übertragung weiterer Datensignale auf demselben Frequenzband.

Insbesondere treten die vorgenannten Vorteile des erfindungsgemäßen Verfahrens in CDMA-Systemen auf. Hier ergibt sich durch die Anwendung des Verfahrens eine schnelle Leistungsregelung, ein vereinfachter Soft-Handover an den Zellengrenzen sowie ein Frequenzwiederverwendungsfaktor $N = 1$ zwischen Nachbarzellen, d.h. mehr Teilnehmerkapazität durch Verwenden von mehr als einer Frequenz in einer Zelle.

10 In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung werden zur Spreizung Walsh-Funktionen $W(n,m)$ eingesetzt, welche in diesem Fall den Spreizsequenzen S entsprechen.

Da Walsh-Sequenzen streng orthogonal sind, können im Beispiel der Walsh-Funktionenfamilie 3. Ordnung acht Nutzer perfekt separiert werden. Walsh-Sequenzen sind demnach geeignet z.B. für den Downlink eines Mobilsystems, sofern dieser synchron ist und ein nicht frequenzselektiver Kanal vorliegt. Für den Uplink eines Codemultiplexsystems gilt diese Synchronität jedoch nicht, da die Signale der örtlich verteilten Nutzer die Basisstationen unter verschiedenen Verzögerungszeiten erreichen, so dass – auch unter nichtselektiven Kanälen – die orthogonale Eigenschaft der Walsh-Sequenzen verloren geht.

Die Mehrzahl der Werte der kreuzkorrelierten Paare liegt im Bereich der PN-Sequenzen. Extrem schlecht sind dagegen die Werte der Paare $W(3,3) / W(3,6)$ und $W(3,4) / W(3,5)$. Im letzteren Fall erreicht das Maximum der KKF bereits bei geringer Verschiebung von einem τ mit $N - 1 = 7$ fast den Maximalwert der AKF; damit ist unter asynchronen Verhältnissen keine sichere Nutzertrennung zu erreichen. Ungünstig sind auch die Breiten der AKF im Falle des Codes $W(3,1)$ und $W(3,8)$, wodurch bei frequenzselektiven Kanälen keine Unterdrückung benachbarter Kanäle möglich ist. Auch bei Walsh-Sequenzen höherer Ordnung mit

Sequenzlänge 32 oder höher sind die AKF- und KKF-Werte ähnlich unbefriedigend.

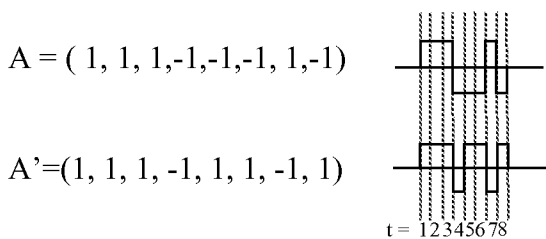
5 Unter frequenzselektiven Bedingungen können die Walsh-Funktionen als alleinige Nutzercodes deshalb im Downlink nicht verwendet werden; man multipliziert die Codemultiplexsignale zusätzlich mit einem PN-Code, um das Pfadübersprechen zu unterdrücken. Damit wird bei zunehmender Mehrnutzerinterferenzen die allmähliche Qualitätsminderung (graceful degradation) nur als Rauschen wahrgenommen; sie ist damit nicht mehr als Nebensprechen erkennbar.

10

Das neuartige Verfahren der Erfindung kann für diese Probleme der Walsh-Funktionen Abhilfe schaffen.

15 In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung sind die Spreizsequenzen S orthogonale Golay-Walsh-Sequenzen, die verbesserte Korrelationseigenschaften gegenüber den Walsh-Funktionen aufweisen, wie im Folgenden beschrieben.

20 Zur Veranschaulichung der Bildung der Golay-Walsh-Sequenzen wird folgendes Paar komplementärer Golay-Sequenzen der Länge 8 verwendet, d.h. mit acht Chips:



wobei t den Zeitpunkt bezeichnet, zu dem der jeweilige Chip in einem Decodierer ankommt.

Selbstverständlich können Golay-Sequenzen jeder anderen Länge verwendet werden, die sich zur Kombination mit Walsh-Funktionen eignen, d.h. insbesondere jene mit gleicher Chiplänge.

- 5 Die Golay-Sequenz A wird mit den geraden Walsh-Funktionen der Ordnung 3 – $W(3,m)$ – multipliziert, so dass sich die Golay-Walsh-Sequenzen $AW(3,m)$ ergeben. Beispielhaft ist die Bildung der $AW(3,1)$, $AW(3,3)$, $AW(3,5)$ und $AW(3,7)$. Diese sind in der folgenden Tabelle 1 mit zwei Phasenstufen 0° und 180° dargestellt, wobei diese aus acht Subpulsen, welche den Chips entsprechen, bestehen:

10

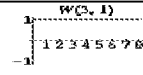
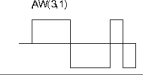
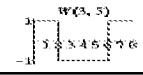
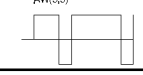
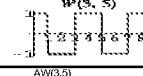


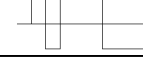
$W(3,1)$		1	1	1	1	1	1	1	1	
$AW(3,1) \equiv A$		1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	
$W(3,3)$		1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	
$AW(3,3)$		1	1	-1	1	1	1	1	-1	
$W(3,5)$		1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	
$AW(3,5)$		1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	
$W(3,7)$		1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	
$AW(3,7)$		1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	

Tabelle1

Die Familie der für ein Codemultiplexsystem geeigneten, orthogonalen Walsh- und Golay-Walsh-Sequenzen hat die Größe N, so dass N gespreizte Datensignale in einem Frequenzband übertragen werden können.

15

In einer zweiten bevorzugten Ausführungsform umfasst das Verfahren die zusätzlichen Schritte des Bildens eines gewandelten gespreizten Datensignals durch Multiplikation des gespreizten Walsh-Datensignals mit einer Golay-Sequenz, des Bildens des zeitumgekehrten gewandelten gespreizten Datensignals, des Bildens

20

des komplementären gewandelten gespreizten Datensignals aus dem gespreizten gewandelten Datensignal und des komplementären zeitumgekehrten gewandelten Datensignals aus dem zeitumgekehrten gewandelten Datensignal durch abwechselnde Multiplikation der Chipsequenz mit +1 und -1, der Korrelation des gewandelten gespreizten Datensignals mit einer Golay-Walsh-Sequenz, des zeitumgekehrten gewandelten gespreizten Datensignals mit der zeitumgekehrten Golay-Walsh-Sequenz, des komplementären gewandelten gespreizten Datensignals mit der komplementären Golay-Walsh-Sequenz und des komplementären zeitumgekehrten gewandelten gespreizten Datensignals mit der komplementären zeitumgekehrten Golay-Walsh-Sequenz, des Summierens dieser vier Korrelationen und des Verknüpfens der beiden gebildeten Summen durch Konjunktion.

Nebenmaxima sowohl in der AKF und gleichzeitig in allen KKF's bei Walsh-Sequenzen oder Golay-Walsh-Sequenzen, welche bei wenigen Verschiebungen $\tau > 0$ noch existierten, werden durch diese Ausführungsform vollständig beseitigt.

Diese zweite Ausführungsform des Verfahrens hat daher den Vorteil, dass die Korrelationseigenschaften der übertragenen gespreizten Datensignale bis zum perfekten Optimum verbessert werden. Sowohl die erfindungsgemäßen Summen der Auto- als auch die der Kreuzkorrelationsfunktionen der entspreizten Datensignale weisen absolut keine Nebenmaximawerte verschieden von Null auf im Gegensatz zu Anwendungen ohne dieses Verfahren.

Ohne das erfindungsgemäße Verfahren weisen manche der bisher als Signatursequenzen in Codemultiplexsystemen verwendeten Sequenzen, wie z.B. Gold-Sequenzen und Walsh-Funktionen, schlechte aperiodische AKF und hohe Werte der KKF auf, außerdem geht ihre Orthogonalität schon bei kleinen Synchronisationsfehlern oder Fehlern durch Signalverzerrung oder Mehrwegeausbreitung verloren. Die Diagramme der Figs. 8 und 9 zeigen die Verbesserungsmöglichkeiten dieser Erfindung in Vielfachen gegenüber bisher verwendeter Walsh-Sequenzen bzw. Gold-Sequenzen:

Figur 8 zeigt die Vervielfachung des Haupt- zu Nebenmaximumverhältnisses von AKF und KKF gegenüber Walsh-Sequenzen.

- 5 Figur 9 zeigt die Vervielfachung des Haupt- zu Nebenmaximumverhältnisses von KKF und aperiodischer AKF gegenüber Gold-Sequenzen.

Durch diese Ausführungsform kann das gespreizte Datensignal optimal aus dem Rauschen erkannt und es kann optimal aus Störsignalen oder Gleichkanalinterferenzen herausgefiltert werden.

In einem asynchronen CDMA-System addieren sich zum Nutzwert mit der Amplitude N die N-1 anderen Nutzer leistungsmässig am Eingang der Entscheidungsstufe, Leistungsregelung vorausgesetzt. Damit wird nach dem neuen erfindungsgemässen Verfahren das Nutz- zu Störleistungsverhältnis $N^2 / (N-1) \sim N$. D.h., mit Sequenzlänge N = 64 erhält man bereits 18 dB – zur bipolaren Übertragung würden bereits 13 dB ausreichen – , bzw. bis zu 30 dB bei Sequenzlänge 1024. Dies sind Werte, wie sie mit bisherigen Sequenzen nicht erreicht werden konnten, siehe Diagramm 1 und 2. Bisher war mit Gold-Sequenzen bei asynchronem Betrieb mit N=1024 etwa 3 dB erreichbar. Mit anderen Worten, Synchronität ist keine notwendige Voraussetzung mehr wie bei bisherigen CDM-Systemen mit deren Walsh- oder Gold-Sequenzen und die Teilnehmerzahl wird nicht durch Nebensprechen anderer Teilnehmer reduziert.

- 25 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nun anhand von Zeichnungen näher beschrieben.

Figur 1 zeigt ein Flussdiagramm, in welchem ein Verfahren zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals gemäß einer ersten Ausführungsform der Erfindung dargestellt ist.

Figur 2 zeigt schematisch eine erste Realisierung einer Vorrichtung zum Ausführen des Verfahrens der ersten Ausführungsform nach Fig. 1 .

Figur 3 zeigt schematisch eine zweite Realisierung einer Vorrichtung zum Ausführen des Verfahrens der ersten Ausführungsform nach Fig. 1.

Figur 4 zeigt eine graphische Darstellung der Summe der Kreuzkorrelationssummen $KF_{AW(3,5)/AW(3,3)}$ und $KF_{AW(3,5)/AW(3,5)}$, d.h. ohne Addition der Kreuzkorrelationssummen der zeitumgekehrten gespreizten Datensignale gemäß dem Verfahren der ersten Ausführungsform nach Fig. 1.

Figur 5 zeigt eine tabellarische Darstellung der Summe der Autokorrelationssummen KF_1 bis KF_4 von $AW(3,1)$ und der Kreuzkorrelationssummen KKF_1 bis KKF_4 zwischen $AW(3,1)$ und jeweils $AW(3,3)$, $AW(3,5)$ und $AW(3,7)$ gemäß dem Verfahren der ersten Ausführungsform nach Fig. 1. Anhand von Fig. 1 wird nun das Verfahren nach einer der Ausführungsformen der Erfindung beschrieben. Zunächst wird in Schritt 101 das zu übertragende Datensignal im Sender mit einer Spreizsequenz S , z.B. einer PN-Sequenz, einer Goldfolge, einer Walsh-Funktion oder einer Golay-Walsh-Sequenz, gespreizt, d.h. ein Bit des Datensignals wird in eine Spreizsequenz S codiert, so dass ein gespreiztes Datensignal DS mit einer der verwendeten Spreizsequenz S entsprechenden Anzahl von Chips entsteht.

Figur 6 stellt die Korrelationen von Walsh-Sequenzen dritter Ordnung nach Ausführung der Verfahrensschritte der ersten Ausführungsform in einem Diagramm dar.

Figur 7 stellt die Korrelationen von Golay-Walsh-Sequenzen dritter Ordnung nach Ausführung der Verfahrensschritte der ersten Ausführungsform in einem Diagramm dar.

Figur 8 zeigt die Vervielfachung des Haupt- zu Nebenmaximumverhältnisses von AKF und KKF gegenüber Walsh-Sequenzen gemäß einer zweiten Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens.

- 5 Figur 9 zeigt die Vervielfachung des Haupt- zu Nebenmaximumverhältnisses von KKF und aperiodischer AKF gegenüber Gold-Sequenzen gemäß der zweiten Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens.

10 Figur 10 zeigt ein Flussdiagramm, in welchem ein Verfahren zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals gemäß der zweiten Ausführungsform der Erfindung dargestellt ist.

Figur 11 zeigt schematisch eine erste Realisierung einer Vorrichtung zum Ausführen des Verfahrens der zweiten Ausführungsform nach Fig. 10.

15

Figur 12 zeigt schematisch eine zweite Realisierung einer Vorrichtung zum Ausführen des Verfahrens der zweiten Ausführungsform nach Fig. 10.

20 Figur 13 fasst das Gesamtergebnis des neuen Verfahrens von AKF und KKF für das Beispiel der Walsh-Sequenzen $W(3,m)$ zusammen.

Die erste Ausführungsform des Verfahrens sowie deren Realisierungen wird im Folgenden anhand der Figs. 1 bis 8 erläutert:

- 25 In einem Codierer wird für die Übertragung der Datensignale mehrerer Teilnehmer innerhalb eines Frequenzbandes jeweils eine der Spreizsequenzen S mit dem zu übertragenden Datensignal des zugeordneten Teilnehmers multipliziert, d.h. codiert. Da diese gespreizten Datensignale DS orthogonal zueinander sind, können die Datensignale unterschiedlicher Teilnehmer später von dem Empfänger
30 fast störungsfrei wieder rekonstruiert werden.

Daraufhin werden die gespreizten Datensignale DS A/D-gewandelt und in Schritt 102 übertragen, z.B. über ein Funknetzwerk in einem CDMA-Mobilfunksystem oder über ein Glasfaserkabel in einem Backbone-Netzwerk.

5 Nach der Übertragung des gespreizten Datensignals DS im Schritt 102 wird es gemäß den Schritten 103 bis 106 im Empfänger digitalisiert und decodiert. Dabei kann der später im Einzelnen beschriebene erfindungsgemäße Decodierer zum Entspreizen des gespreizten Datensignals DS eingesetzt werden, von welchem
 10 zwei beispielhafte Realisierungen für die Chiplänge 8 der Spreizsequenzen in Fig. 2 und 3 dargestellt sind.

Zunächst wird in Schritt 103 aus dem empfangenen, z. B. mit einer Walsh-Sequenz gespreizten Datensignal DS ein zeitumgekehrtes gespreiztes Datensignal DS_{rev} gebildet. Dazu werden die empfangenen Chips des gespreizten Datensignals
 15 DS in umgekehrter Reihenfolge gespeichert.

Dann werden in Schritt 104 von diesen beiden gespreizten Datensignalen DS, DS_{rev} die jeweiligen bewerteten gespreizten Datensignale DS' , DS'_{rev} gebildet.

20 Dies geschieht durch serielle oder parallele alternierende Bewertung des jeweiligen gespreizten Datensignals mit +1 und -1, wie beispielhaft in der folgenden Tabelle 2 für die Golay-Walsh-Sequenz AW(3,7) dargestellt:

AW(3,7)		1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
Alternierende Bewertung		1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
AW(3,7)'		1	1	1	-1	1	1	-1	1

Tabelle 2

25

Die Schritte 103 und 104 können auch in umgekehrter Reihenfolge ausgeführt werden.

Die vier gespreizten Datensignale DS , DS_{rev} , DS' , DS'_{rev} werden dann mit der im Empfänger für den betreffenden Teilnehmer gespeicherten Spreizsequenz S bzw. deren Derivaten S' , S_{rev} , oder S'_{rev} gemäß der Erfindung korreliert, um das ursprünglich versandte gespreizte Datensignal DS aus der Vielzahl von empfangenen gespreizten Datensignalen anderer Teilnehmer, welche auf das Frequenzband moduliert wurden, herauszufiltern.

Es ist zu beachten, dass das gespreizte Datensignal DS mit den Spreizsequenzen S , das zeitumgekehrte gespreizte Datensignal DS_{rev} mit den zeitumgekehrten Spreizsequenzen S_{rev} , das bewertete gespreizte Datensignal DS' mit den bewerteten Spreizsequenzen S' und das bewertete zeitumgekehrte Datensignal DS'_{rev} mit den bewerteten zeitumgekehrten Spreizsequenzen S'_{rev} autokorreliert bzw. kreuzkorreliert werden, wobei die schon beschriebenen Auto- bzw. Kreuzkorrelationssummen benutzt werden:

15

$$AKF_k = \sum_{i=0}^{N-k-1} X_i X_{i+k} \text{ bzw. } KKF_k = \sum_{i=0}^{N-k-1} X_i Y_{i+k}$$

dabei ist N die Anzahl der Chips einer Sequenz, i jeweils ein Chip in der Sequenz und k die Laufzeitverschiebung der Sequenz bei der Berechnung der einzelnen Korrelationsfunktionen KF_k (Verschiebung in Anzahl der Subpulse τ).

Die nachfolgenden Tabellen 3, 4, 5 und 6 zeigen als Beispiel die verschiedenen oben dargestellten Kreuzkorrelationsfunktionen für die Golay-Walsh-Sequenzen $AW(3,7)$ und $AW(3,1)$. Jeweils eine Spalte entspricht der Laufzeit mit welcher die Signale zueinander angekommen sind. Bei diesem Beispiel wird angenommen, dass in der Vorrichtung zur Berechnung der Korrelationen die Golay-Walsh-Sequenz $AW(3,1)$ und ihre Derivate gespeichert sind.

										AW(3,7)							
AW(3,1)	1									1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
	1								1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	
	1							1	-1	1	1	1	-1	-1	-1		
	-1						-1	1	-1	-1	-1	1	1	1			
	-1					-1	1	-1	-1	-1	1	1	1				
	-1				-1	1	-1	-1	-1	1	1	1					
	1			1	-1	1	1	1	-1	-1	-1						
	-1		-1	1	-1	-1	-1	1	1	1							
KKF1			-1	2	-3	0	-1	2	-3	0	1	6	3	0	-3	-2	-1
			t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄	t ₁₅

Tabelle 3

										AW(3,7)'							
AW(3,1)'	1									1	1	1	-1	1	1	-1	1
	-1								-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	
	1							1	1	1	-1	1	1	-1	1		
	1						1	1	1	-1	1	1	-1	1			
	-1					-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1				
	1				1	1	1	-1	1	1	1	-1	1				
	1			1	1	1	-1	1	1	-1	1						
	1		1	1	1	-1	1	1	-1	1							
KKF2			1	2	3	0	1	2	3	0	-1	6	-3	0	3	-2	1
			t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄	t ₁₅

Tabelle 4

										AW(3,7)_{Rev}							
AW(3,1)_{Rev}	-1								1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	
	1							-1	-1	-1	1	1	1	-1	1		
	-1						1	1	1	-1	-1	-1	1	-1			
	-1					1	1	1	-1	-1	-1	1	-1				
	-1				1	1	1	-1	-1	-1	1	-1					
	1			-1	-1	-1	1	1	1	-1	1						
	1			-1	-1	-1	1	1	1	-1	1						
	1		-1	-1	-1	1	1	1	-1	1							
KKF3			-1	-2	-3	0	3	6	1	0	-3	2	-1	0	-3	2	-1
			t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄	t ₁₅

Tabelle 5

										AW(3,7)_{Rev'}							
AW(3,1)_{Rev'}	-1								1	-1	1	1	-1	1	1	1	
	-1							1	-1	1	1	-1	1	1	1		
	-1						1	-1	1	1	-1	1	1	1			
	1					-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1				
	-1				1	-1	1	1	-1	1	1	1					
	-1			1	-1	1	1	-1	1	1	1						
	1			-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1						
	-1		1	-1	1	1	-1	1	1	1							
KKF4			1	-2	3	0	-3	6	-1	0	3	2	1	0	3	2	1
			t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄	t ₁₅

Tabelle 6

5

Abschließend wird in Schritt 106 die Summe über die vier Kreuzkorrelationsummen des Beispiels aus den Tabellen 3 bis 6 gebildet (vgl. Tabelle 7):

			t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄	t ₁₅
Σ KKF1 - KKF4			0	0	0	0	0	16	0	0	0	16	0	0	0	0	0

Tabelle7

Trifft in dem Decodierer mit gespeicherten Golay-Walsh-Sequenzen AW(3,1) das
 5 gespreizte Datensignal AW(3,3) oder AW(3,5) ein, ergeben die entsprechend den
 Tabellen 3 bis 7 berechnete Summen der Kreuzkorrelationen überall den Wert
 null.

Die Autokorrelationen ergeben sich entsprechend, wenn das empfangene ge-
 10 spreizte Datensignal DS mit derselben Spreizsequenz S gespreizt wurde die im
 Decodierer gespeichert ist:

$$\Sigma AKF1 - AKF4$$

Die Autokorrelationsfunktionen AKF1 werden dabei analog zu den oben darge-
 15 stellten Kreuzkorrelationen gebildet:

AKF1 = Korrelation des gespreizten Datensignals DS mit der gespeicherten
 Spreizsequenz S.

20 AKF2 = Korrelation des gespreizten bewerteten Datensignals DS' mit der ge-
 speicherten bewerteten Spreizsequenz S'.

AKF3 = Korrelation des zeitumgekehrten gespreizten Datensignals DS_{Rev} mit
 der gespeicherten zeitumgekehrten Spreizsequenz S_{Rev}.

25

AKF4 = Korrelation des empfangenen bewerteten zeitumgekehrten Datensignal
 DS_{Rev}' mit der gespeicherten bewerteten zeitumgekehrten Spreizse-
 quenz S_{Rev}'.

Durch das erfindungsgemäße Verfahren werden die AKF- und KKF-Eigenschaften der Walsh-Sequenzen wesentlich verbessert. Das Ergebnis nach Ausführung der unten bezeichneten Verfahrensschritte zeigt folgendes Beispiel
5 der ersten acht Korrelationen in Fig. 6.

Im Gegensatz zu den KKF der Walsh-Sequenzen ohne erfindungsgemäßes Verfahren sind mit dem Verfahren die Nebenmaxima zum überwiegenden Teil verschwunden. Allein drei Korrelationspaare $W(3,1) / W(3,3)$ (siehe Fig.6), $W(3,2) /$
10 $W(3,4)$ und $W(3,5) / W(3,7)$ von insgesamt 27 Möglichkeiten der Kreuzkorrelation zeigen kleine Nebenmaxima. Selbst die Autokorrelationssummen, die bei den originalen Walsh-Sequenzen dreiecksförmig breit und damit ungeeignet zur Synchronisation sind, sind verbessert und enthalten neben der Nutzsignalspitze jeweils ein vorteilhaftes Minimum, das hilft, geringe Zeitverschiebungen auszuregeln.
15

So befindet sich nun auf jeder Seite des Hauptmaximums der AKF ein Minimum mit einer Nullstelle bzw. sogar -1, so dass eine Laufzeitverschiebung von τ selbst bei Beeinträchtigung des Hauptmaximums ausgeglichen werden kann. Auch weisen vier der sieben KKF gar keine Werte ungleich null auf.
20

Erfolgt die Spreizung mit Golay-Walsh-Sequenzen $AW(n,m)$, so werden mit dem erfindungsgemäßen Verfahren auch deren AKF- und KKF-Eigenschaften wesentlich verbessert: Diese haben folgende, innere Symmetrieeigenschaft, die im Empfangsfilter zur idealen Impulskompression mit geringen Nebenmaxima ausgenutzt
25 wird: bei der obigen Addition werden für die Summe der AKF alle Nebenmaximawerte zu null wie aus der Tabelle in Fig. 5 ersichtlich und graphisch in Fig. 7 dargestellt. Dies ist ein großer Vorteil verglichen mit der AKF für eine Übertragung des Datensignals ohne das erfindungsgemäße Verfahren.

Des Weiteren haben die KKF zwischen den mit dem erfindungsgemäßen Spreizmodulationsverfahren gespreizten Datensignalen höchstens vier, im Vergleich zur AKF sehr kleine Werte, welche im Falle der beispielhaft angegebenen Werte für die Golay-Walsh-Sequenz mit acht Chips auch nur für jeweils drei der sieben weiteren benutzten Golay-Walsh-Sequenzen existieren, im Falle der AW(3,1) für AW(3,6), AW(3,7) und AW(3,8), wie in Fig. 5 und Fig.7 ersichtlich wird.

Fig. 5 wird im Folgenden näher erläutert. Die vier Zeilen der ersten Gruppe betreffen den Fall, dass im erfindungsgemäßen Empfänger die Golay-Walsh-Sequenz AW(3,1) und ihre Derivate gespeichert sind. Kommt in diesem Empfänger ein gespreiztes Datensignal AW(3,1) an, so ergibt die Korrelation (erste Zeile der ersten Gruppe in Fig. 5) nur einen einzigen Ausgangsimpuls der Amplitude 32 in der Spalte t_8 , in der die beiden Sequenzen keine gegenseitige Verschiebung aufweisen ($\tau = 8$ oder Index $k = 0$). Das entspricht dem Fall der Autokorrelation.

Kommt dagegen im Empfänger mit der gespeicherten Sequenz AW(3,1) eine gespreizte Sequenz AW(3,3,) an, so ergibt die Korrelation dieser beiden Sequenzen überall null, entsprechend der zweiten Zeile der ersten Gruppe von Tabelleneinträgen.

Kommt ein gespreiztes Signal AW(3,5) an, so ergibt sich wie im zweiten Fall auch in der dritten Zeile überall der Wert null.

Kommt ein gespreiztes Datensignal AW(3,7) an, so ergibt sich entsprechend der vierten Zeile in den Spalten t_6 und t_{10} ein Ausgangswert von 16. Dieser Korrelationswert zwischen den gespreizten Signalen AW (3,1) und AW(3,7) ist jedoch so weit vom Wert 32 der Autokorrelation des Signals AW(3,1) mit sich selbst entfernt, so dass eine eindeutige Erkennung des gewünschten Signals AW(3,1) gewährleistet ist.

Die drei Gruppen in Fig. 5 betreffen die Fälle, wenn der Empfänger die Sequenzen AW(3,3), bzw. AW(3,5) bzw. AW(3,7) und deren Derivate gespeichert hat. In allen Fällen besteht ein großer Abstand zwischen dem jeweiligen Nutzsignal mit dem Wert 32 und den Störsignalen mit dem Wert +/-16

5

Würde das erfindungsgemäße Verfahren ohne den Schritt der Zeitumkehr 103 und die Summierung der so berechneten Korrelationswerte ausgeführt werden, so würden mehr Werte der KKF ungleich null und ihre Beträge wären größer. Als Beispiel hierfür zeigt Fig. 4 das Ergebnis der direkten KKF ohne Zeitumkehr zwischen den Golay-Walsh-Sequenzen AW(3,5) und AW (3,3) angeführt. Wie ersichtlich, treten dort vier große Störspitzen auf, die zu Störungen beim Decodieren führen würden.

10

Natürlich könnten einige oder alle der hier aufgeführten und weitere eventuell eingefügte Verfahrensschritte auch im Frequenzbereich ausgeführt werden.

15

Zur empfängerseitigen Umsetzung des Verfahrens wird im Folgenden ein Decodierer beschrieben, welcher in zwei verschiedenen Ausführungsformen in den Fig. 2 und 3 dargestellt ist.

20

Der Empfänger empfängt gespreizte Datensignale DS, welche zunächst z.B. mittels eines Subpulsfilters geglättet und analog/digital gewandelt werden. Diese werden dann an den Eingang E des Decodierers angelegt. Die Einhüllende des gespreizten Datensignals DS nach einem Subpulsfilter und A/D-Wandler wird als positive oder negative Digitalzahl, hier symbolisiert als +1 bzw. -1, je nach Phasenlage des gespreizten Datensignals DS, ausgegeben. In diesen Ausführungsbeispielen handelt es sich bei den gespreizten Datensignalen DS um binäre Datensignale der Länge 8, d.h. acht Chips, welche mittels der Spreizsequenzen S gespreizt wurden. Selbstverständlich kann der Codierer entsprechend für jede Datensignallänge 2^n angepasst werden.

30

- 25 -

In einem Verzweiger 1 wird das digitale gespreizte Datensignal DS verzweigt.

Die seriell empfangenen Sequenzen des gespreizten Datensignals DS werden daraufhin gespeichert und in eine parallele Form gebracht. Dies kann z.B. mittels
5 eines Schieberegisters oder eines anderen Seriell-Parallel-Umsetzers erfolgen. In der beschriebenen Ausführungsform werden die acht Chips hintereinander in die Schieberegister 2, 4, 5, 7 gespeist, welche nach jeder Subpulsdauer τ über die Zeit weiterschalten. Die Zeitpunkte, zu welchen die Chips in die Schieberegister 2, 4, 5, 7 gespeist wurden, werden durch die Zeitangaben t_1 bis t_8 angegeben. Zwei der
10 Schieberegister 5, 7 werden in umgekehrter Reihenfolge befüllt, was der Zeitumkehr aus Schritt 104 des erfindungsgemäßen Verfahrens entspricht, da bei dem späteren Auslesen der Sequenz aus den Schieberegistern 5, 7 die zeitliche Anordnung der Chips vertauscht ist, also ein zeitumgekehrtes Auslesen erfolgt. In einer alternativen Ausführungsform, welche in Fig. 3 dargestellt ist, kommen nur zwei
15 Schieberegister 4, 7 zum Einsatz. Natürlich verzweigt der Verzweiger 1 das digitale gespreizte Datensignal DS dann auch nur zweifach.

Zwei der in den Schieberegistern 2, 4, 5, 7 gespeicherten Sequenzen des gespreizten Datensignals DS werden in Komplementärform gebracht indem die Chips der
20 Sequenzen alternierend mit +1 bzw. -1 bewertet werden. Nach der ersten Subpulsdauer τ wird z.B. nach der ersten Stelle des Schieberegisters 2, 7 ein zweites Signal abgeleitet und abwechselnd in einem Filterteil mit + und - bewertet. Durch die Bewertung des empfangenen Signalcodes mit der einfachen Folge von alternierenden Phasensprüngen $B_i = +, -, +, -, +, -, +, -$ (oder Digitalwerte +1, -1 usw.
25 oder z.B. L, 0 usw. bei QPSK) entsteht das zugehörige bewertete gespreizte Datensignal DS', für ein mit einer Golay- oder Golay-Walsh-Sequenz gespreiztes Datensignal DS das komplementäre Datensignal DS'. Alternativ kann die Bewertung des empfangenen Signalcodes mit der +/- Folge auch in paralleler Schaltung erfolgen, wie in den Ausführungsformen der Fig. 2 und 3 dargestellt.

30

Sobald die Schieberegister gefüllt sind, werden die Chips parallel ausgelesen. Zwei der vier gespeicherten Sequenzen der gespreizten Datensignale DS , DS' , darunter eine der beiden Sequenzen in bewerteter Form, werden wie oben erwähnt zeitumgekehrt ausgelesen, so dass Signalsequenzen eines zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DS_{rev} , DS_{rev}') entstehen. Die Signalsequenzen werden
5 daraufhin (entsprechend Schritt 105 in Fig.1) in Korrelationsfiltern (KF1, KF2, KF3, KF4) mit der jeweiligen, dort gespeicherten, Spreizsequenz $S(3,m)$, $S(3,m)_{rev}$, $S(3,m)'$, $S(3,m)_{rev}'$ korreliert.

10 Der Decodierer kann so aufgebaut werden, dass für jede der verschiedenen Spreizsequenzen S des Mehr-Teilnehmerbetriebs eine Decodierschaltung nach Fig. 2 oder 3 mit jeweils gespeicherten Spreizsequenzen S vorgesehen wird. In einer bevorzugten Ausführungsform wird nur eine Dekodierschaltung verwendet, deren Korrelationsschaltungen einen schreibbaren Speicher aufweisen, in den die
15 Spreizsequenz S für den jeweiligen Teilnehmer gespeichert werden kann, beispielsweise bei der Initialisierung des Kommunikationsvorganges.

Abschließend wird in dem Summationsfilter 8 die Summe über die vier Auto- bzw. Kreuzkorrelationen der vier parallel verarbeiteten Signalsequenzen gebildet.

20 Dies kann beispielsweise mit dem Filterteil 8, gezeigt in den Fig. 2 und 3 vor dem Ausgang A der Vorrichtung, geschehen, welcher eine einfache Addition ist. Als Nutzsignal wird dabei das Autokorrelationssignal (mit Wert 32 in den Beispielen nach Fig. 5) erkannt, das von den deutlich kleineren Nebenmaxima (mit Wert 16)
25 deutlich unterschieden ist und elektronisch ohne Weiteres verarbeitet werden kann.

Die zweite Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens sowie deren Realisierung als Vorrichtung wird im folgenden anhand der Fig. 8 bis 13 erläutert:

30

Die zweite Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens baut auf der ersten Ausführungsform auf.

Zum Decodieren wird sowohl die Summe der Korrelationen des gespreizten Datensignals DS mit gespeicherten Walsh-Sequenzen $W(n,m)$ als auch nach Multiplikation mit der Golay-Walsh-Sequenz $AW(n,1)$ die Korrelationen des so entstandenen gewandelten gespreizten Datensignals $DAW(n,m)$ mit gespeicherten Golay-Walsh-Sequenzen $AW(n,m)$, $AW(n,m)'$, $AW(n,m)_{rev}$ und $AW(n,m)_{rev}'$ gebildet, siehe Schritte 106 und 111. Nachdem die beiden Summen in Schritt 106 und 111 gebildet sind, werden im letzten Schritt 112 beide Summen durch Konjunktion verknüpft:

$$({}_1\Sigma^4 KF_z) \blacktriangleleft ({}_5\Sigma^8 KF_z).$$

Das Ergebnis nach Ausführung der Verfahrensschritte 101 bis 106 ohne die Ergänzung der zweiten Ausführungsform zeigen die Beispiele der ersten acht Korrelationen in den Figs. 6 und 7.

Zu jedem Wert eines Nebenmaximums einer KKF der Walsh-Sequenzen korrespondiert ein Nullwert der KKF der entsprechenden Golay-Walsh-Sequenzen bis auf das Hauptmaximum AKF bei $\tau = 0$, das voll erhalten bleibt. Mithin werden alle Nebenmaxima bei allen Verschiebungen $\tau > 0$ durch die Operation der logischen UND-Funktion unterdrückt, während die AKF das gewünschte Ergebnis aufweist: die ideale Form der Einheitspuls-Spitze bei $\tau = 0$ für die Entdeckung des Nutzsignals und gleichzeitig bei allen Verschiebungen $\tau > 0$ sind alle Nebenmaxima gleich Null.

Die drei Korrelationspaare $W(3,1) / W(3,3)$ (siehe Fig. 6), $W(3,2) / W(3,4)$ und $W(3,5) / W(3,7)$ von insgesamt 27 Möglichkeiten der Kreuzkorrelation zeigen kleine Nebenmaxima. Die Autokorrelationssummen, die bei den originalen

Walsh-Sequenzen dreiecksförmig breit und damit ungeeignet zur Synchronisation sind, sind zwar verbessert, enthalten aber neben der Nutzsignalspitze jeweils immer noch hohe Nebenmaxima. Dies wird in Fig. 5 ersichtlich. Kommt ein gespreiztes Datensignal $AW(3,7)$ an, so ergibt sich entsprechend der vierten Zeile in den Spalten t_6 und t_{10} ein Ausgangswert von 16. Dieser Wert wird jedoch durch die im Folgenden dargestellte Konjunktion mit der Summe der Walsh-Sequenzen-Korrelationen, die überall den Wert Null hat, unterdrückt.

Die im Empfänger durch Multiplikation erzeugten Golay-Walsh-Sequenzen $AW(n,m)$ haben folgende, innere Symmetrieeigenschaft, die im Empfangsfilter zur idealen Impulskompression ausgenutzt wird: bei der obigen Addition werden für die Summe der AKF alle Nebenmaximawerte zu null wie aus der Tabelle in Fig. 5 ersichtlich und graphisch in Diagramm 2 dargestellt. Mithin gilt bei einer UND-Verknüpfung der AKF-Ergebnisse der Zeilen $W(3,1)/W(3,1)$ mit den Ergebnissen der entsprechenden Golay-Walsh-Sequenz $AW(3,1)/AW(3,1)$ für die Summe der AKF:

Beispiel 1:

$$W(3,1)/W(3,1): \quad 0,8,0,16,0,24,0,32,0,24,0,16,0,8,0$$

Logisch „UND“

$$AW(3,1)/AW(3,1): 0,0,0,0,0,0,0,32,0,0,0,0,0,0,0$$

$$= \quad 0,0,0,0,0,0,0,32,0,0,0,0,0,0,0$$

Des Weiteren haben die KKF zwischen den mit den Verfahrensschritten 101 bis 106 gespreizten Datensignalen der ersten Ausführungsform immer noch vier, im Vergleich zur AKF sehr kleine Werte, welche im Falle der beispielhaft angegebenen Werte für die Golay-Walsh-Sequenz mit acht Chips auch für jeweils drei der sieben weiteren benutzten Golay-Walsh-Sequenzen existieren, im Falle der $AW(3,1)$ für $AW(3,6)$, $AW(3,7)$ und $AW(3,8)$, wie in Fig. 6 und Fig. 7 ersichtlich wird.

Durch die zweite Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens werden sowohl die AKF- wie auch die KKF-Eigenschaften der Walsh-Sequenzen bis zum absoluten Optimum verbessert, denn die UND-Verknüpfung der Summen der KKF von Walsh-Sequenzen mit denen der Golay-Walsh-Sequenzen führt zum vollständigen Auslöschen der Nebenmaxima, wie die folgenden zwei Beispiele zeigen:

Beispiel 2:

$$W(3,1)/W(3,3): \quad 0,8,0,0,0,-8,0,0,0,-8,0,0,0,8,0$$

10 $\qquad\qquad\qquad$ Logisch „UND“

$$AW(3,1)/AW(3,3): \quad 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0$$

$$\text{Diagramm 4} = \quad 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0$$

Beispiel 3:

15 $W(3,1)/W(3,7): \quad 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0$

$\qquad\qquad\qquad$ Logisch „UND“

$$AW(3,1)/AW(3,7): \quad 0,0,0,0,0,16,0,16,0,0,0,0,0,0,0$$

$$= \quad 0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0$$

20 Dies gilt ebenfalls für alle weiteren Summen der KKF wie aus den beiden Diagrammen ersichtlich.

Figur 13 fasst das Gesamtergebnis des neuen Verfahrens von AKF und KKF für das Beispiel der Walsh-Sequenzen $W(3,m)$ zusammen.

25

Der Vergleich mit einer UND-Operation im Empfänger des Ausgangswerts aus den Korrelationssummen der Walsh-Sequenzen nach Verfahrensschritten 101 bis 106 mit dem Schwellwert aus den Korrelationssummen der Golay-Walsh-Sequenzen liefert also eine absolut reine Impulsspitze ohne Nebenmaxima für die AKF und alle KKF bleiben ebenfalls absolut Null wie im Diagramm 5 oben dargestellt.

30

Das Verfahren ist ebenfalls anwendbar, wenn statt der Walsh-Sequenzen die entsprechenden Golay-Walsh-Sequenzen ausgesandt werden. Im ersten Teil des Verfahrens der Schritte 101 bis 106 werden Golay-Walsh-Sequenzen korreliert und summiert, im zweiten Teil des Verfahrens entstehen dann im Empfangsfilter nach dem Multiplikationsschritt die korrespondierenden Walsh-Sequenzen und deren Korrelationssummen mittels der Schritte 107 bis 111. Es existieren zu jeder Sequenzlänge N mehrere Golay-Sequenzen, aus denen Golay-Walsh-Sequenzen erzeugt werden können (siehe dazu z.B. M.J.E. Golay, Complementary Sequences, IRE Transactions on Information Theory, Bd. IT-7, S. 82-87, April 1961), die ebenfalls als Basis für das neue Verfahren eingesetzt werden können.

Die genannten Decodierer können alternativ mit digitalen Signalprozessoren (DSP) realisiert werden. Eine weitere Möglichkeit der Realisierung besteht darin, die schnelle Fouriertransformation DFFT und/oder die schnelle Hadamardtransformation im Decodierer zu verwenden. Entsprechendes gilt für eine Vorrichtung zur Übertragung digitaler Datensignale, welche einen Codierer und den Decodierer gemäß der Erfindung umfasst.

20

Bezugszeichenliste

	1	Verzweiger
	2	Schieberegister
25	3	Multiplikationsfilter
	4 und 5	Schieberegister
	6	Multiplikationsfilter
	7	Schieberegister
	8	Summationsfilter
30	KF1	Korrelationsfilter 1
	KF2	Korrelationsfilter 2

	KF3	Korrelationsfilter 3
	KF4	Korrelationsfilter 4
	9	Schieberegister
	10	Multiplikationsfilter
5	11	Verzweiger
	12	Schieberegister
	13	Multiplikationsfilter
	14 und 15	Schieberegister
	16	Multiplikationsfilter
10	17	Schieberegister
	18	Summationsfilter
	KF5	Korrelationsfilter 5
	KF6	Korrelationsfilter 6
	KF7	Korrelationsfilter 7
15	KF8	Korrelationsfilter 8
	19	Konjunktionsfilter

Patentansprüche

- 5 1. Verfahren zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals (DS), welches mittels einer Spreizsequenz (S) gespreizt ist, die folgenden Schritte umfassend:
- a) Bilden (103) eines zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DS_{Rev}) aus dem gespreizten Datensignal (DS);
- 10 b) Bilden (104) des komplementären gespreizten Datensignals (DS') aus dem gespreizten Datensignal (DS) und des komplementären zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DS_{Rev}') aus dem zeitumgekehrten Datensignal durch abwechselnde Multiplikation der Chips der Sequenz mit +1 und -1 ;
- 15 c) Korrelation (105) des gespreizten Datensignals (DS) mit der Spreizsequenz (S), des zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DS_{Rev}) mit der zeitumgekehrten Spreizsequenz (S_{Rev}), des komplementären gespreizten Datensignals (DS') mit der komplementären Spreizsequenz (S') und des komplementären zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DS_{Rev}') mit der komplementären zeitumgekehrten Spreizsequenz (S_{Rev}'); und
- 20 d) Summieren (106) der vier Korrelationen aus Schritt c).
2. Verfahren zum Entspreizen nach Anspruch 1, wobei die Spreizsequenz (S) eine Walsh-Funktion ($W(n,m)$) ist.
- 25 3. Verfahren zum Entspreizen nach Anspruch 1, wobei die Spreizsequenz (S) ein Exemplar eines Paares komplementärer Golay-Walsh-Sequenzen ($AW(n,m)$, $AW(n,m)'$) (101) ist, welche durch Multiplika-

tion einer Golay-Sequenz (A) eines Paares von Golay-Sequenzen zur Basis zwei (A, A') mit einer Walsh-Funktion (W(m,n)) entstehen.

- 5 4. Verfahren nach Anspruch 3, wobei nur ein Exemplar eines Paares komplementärer gespreizter Datensignale (DS, DS') vom Sender zum Empfänger übertragen wird und die komplementären gespreizten Datensignale (DS', DS_{Rev}') aus dem gespreizten Datensignal (DS) bzw. aus dem zeitunggekehrten gespreizten Datensignal (DS_{Rev}) gebildet werden.
- 10
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, des Weiteren die folgenden Schritte umfassend:
- 15 e) Bilden (107) eines gewandelten gespreizten Datensignals (DAW) durch Multiplikation des gespreizten Datensignals (DS) mit einer Golay-Walsh-Sequenz (AW(n,1));
- f) Bilden (108) des zeitunggekehrten gewandelten gespreizten Datensignals (DAW_{Rev});
- g) Bilden (109) des komplementären gewandelten gespreizten Datensignals (DAW') aus dem gespreizten gewandelten Datensignal (DAW) und des komplementären zeitunggekehrten gewandelten gespreizten Datensignals (DAW_{Rev}') aus dem zeitunggekehrten gewandelten gespreizten Datensignal (DAW_{Rev}) durch abwechselnde Multiplikation der Chipsequenz mit +1 und -1;
- 20
- h) Korrelation (110) des gewandelten gespreizten Datensignals (DAW) mit einer Golay-Walsh-Sequenz (AW), des zeitunggekehrten gewandelten gespreizten Datensignals (DAW_{Rev}) mit der zeitunggekehrten Golay-Walsh-Sequenz (AW_{Rev}), des komplementären gewandelten gespreizten Datensignals (DAW') mit der komplementären Golay-Walsh-Sequenz (AW') und des komplementären zeitunggekehrten gewandelten gespreizten Datensignals (DAW_{Rev}')
- 25
- 30

- mit der komplementären zeitumgekehrten Golay-Walsh-Sequenz (AW_{Rev}');
- i) Summieren (111) der vier Korrelationen aus Schritt c); und
- j) Verknüpfen (112) der Summen aus Schritt d) und der Summe aus Schritt i) durch Konjunktion.
- 5
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei das komplementäre gespreizte Datensignal (DS') vor dem zeitumgekehrten gespreizten Datensignal (DS_{Rev}') gebildet wird.
- 10
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei die abwechselnde Multiplikation der Chips der Sequenz mit +1 und -1 einer Sequenz des Datensignals (DS, DS_{Rev}) durch abwechselnde Multiplikation der Chips der Sequenz mit +1 und -1 erfolgt.
- 15
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, wobei die Sequenzen (DS, S) eine Länge von 2^n Chips aufweisen, wobei n eine natürliche Zahl ist.
- 20
9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1 bis 8, wobei die Verfahrensschritte zumindest teilweise im Frequenzbereich ausgeführt werden.
- 25
10. Decodierer zum Entspreizen eines gespreizten Datensignals (DS), umfassend:
- Mittel (1) zur Verzweigung des gespreizten Datensignals (DS);
- Mittel (2, 4, 5, 7) zum Speichern von mindestens zwei verzweigten gespreizten Datensignalen (DS);
- Mittel (3, 6) zum Bilden und Speichern von komplementären gespreizten Datensignalen (DS') aus den gespreizten Datensignalen (DS);
- 30

- Mittel zum Auslesen der gespeicherten gespreizten Datensignale (DS, DS'), wobei jeweils ein gespreiztes Datensignale (DS) und ein komplementäres gespreiztes Datensignale (DS') als zeitumgekehrte gespreizte Datensignale (DSRev, DSRev') ausgelesen werden;
- 5 Mittel (KF1, KF2, KF3, KF4) zur Korrelation (105) des gespreizten Datensignals (DS) mit der Spreizsequenz (S), des zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DSRev) mit der zeitumgekehrten Spreizsequenz (SRev), des komplementären gespreizten Datensignals (DS') mit der komplementären Spreizsequenz (S') und des komplementären zeitumgekehrten gespreizten Datensignals (DSRev') mit der komplementären zeitumgekehrten Spreizsequenz (SRev'); und
- 10 Mittel (8) zum Summieren der vier Korrelationen.
11. Decodierer nach Anspruch 10, wobei das Datensignale (DS) mittels einer Walsh-Funktion ($W(n,m)$) gespreizt ist.
- 15
12. Decodierer nach Anspruch 10, wobei das Datensignals (DS) mittels einer Golay-Walsh-Sequenz ($AW(n,m)$) gespreizt ist, welche durch Multiplikation einer Golay-Sequenz (A) eines Paares von Golay-Sequenzen zur Basis zwei (A, A') mit einer Walsh-Funktion ($W(m,n)$) entsteht.
- 20
13. Decodierer nach Anspruch 10 bis 12, wobei die Mittel zur Bildung der Komplementärsequenzen (3, 6) Multiplikationsfilter sind, welche die einzelnen Chips einer Sequenz abwechselnd mit +1 und -1 multiplizieren.
- 25
14. Decodierer nach einem der Ansprüche 10 bis 13, wobei die Mittel zur Korrelation (KF1, KF2, KF3, KF4) Korrelationsfilter, die Mittel zum Summieren (8) Summationsfilter und die Mittel zum Speichern (2, 4, 5, 7) Schieberegister sind.
- 30

- 5 15. Vorrichtung zur digitalen Kommunikation mit Spreizmodulation, welches senderseitig einen Codierer zum Spreizen von Datensignalen mit Spreizsequenzen (S) und empfängerseitig einen Decodierer nach einem der Ansprüche 10 bis 14 umfasst.

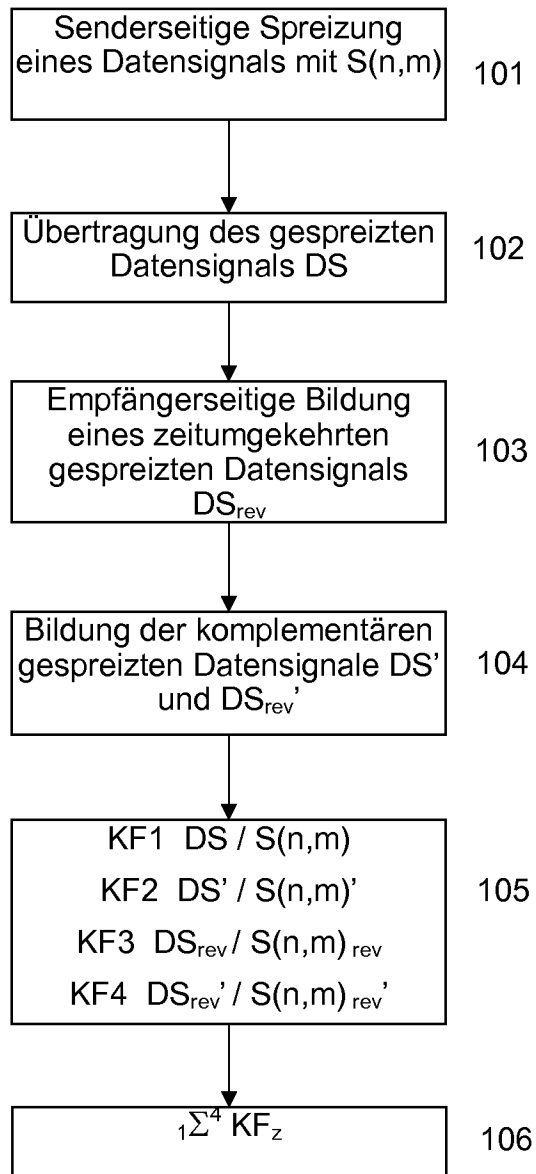


Fig. 1

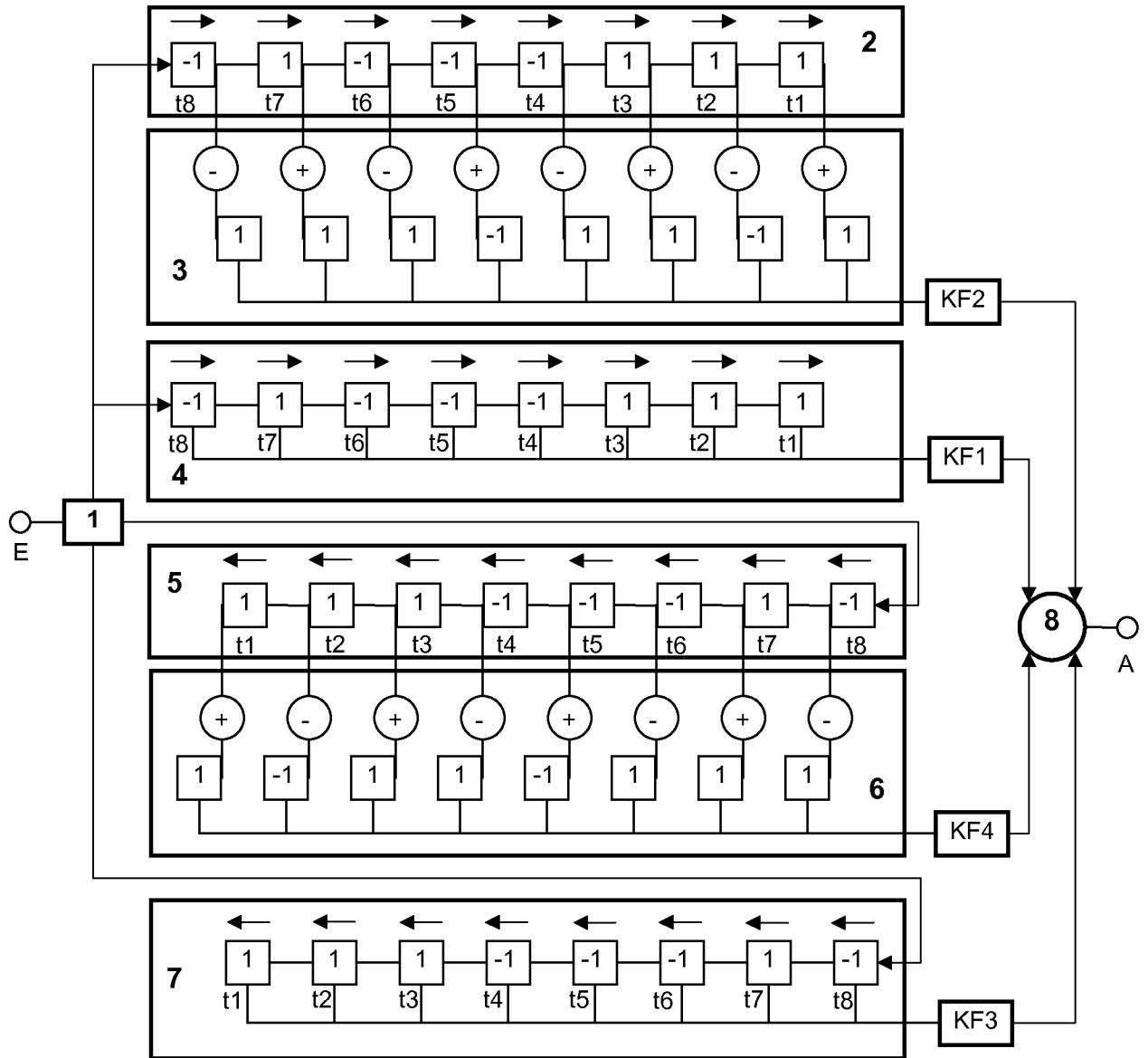


Fig. 2

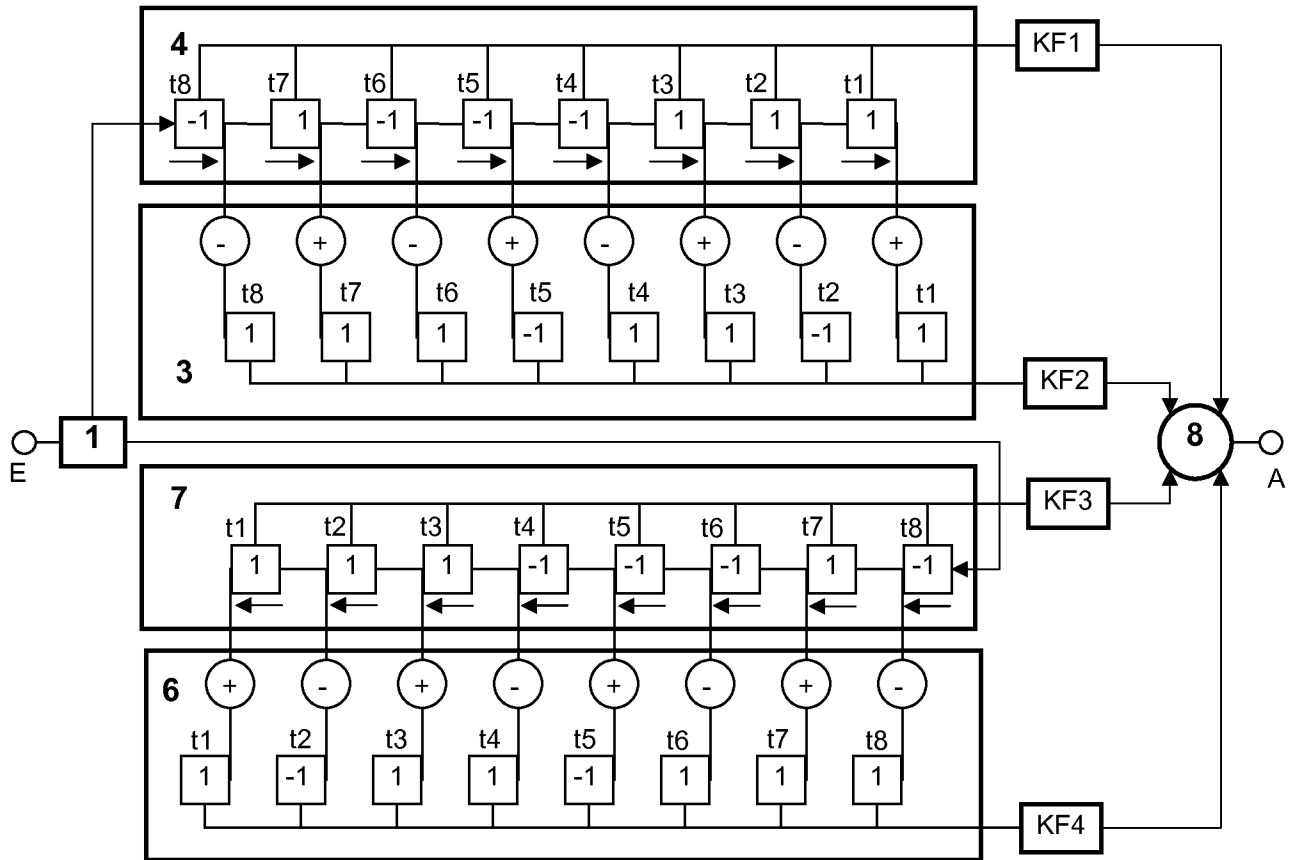


Fig. 3

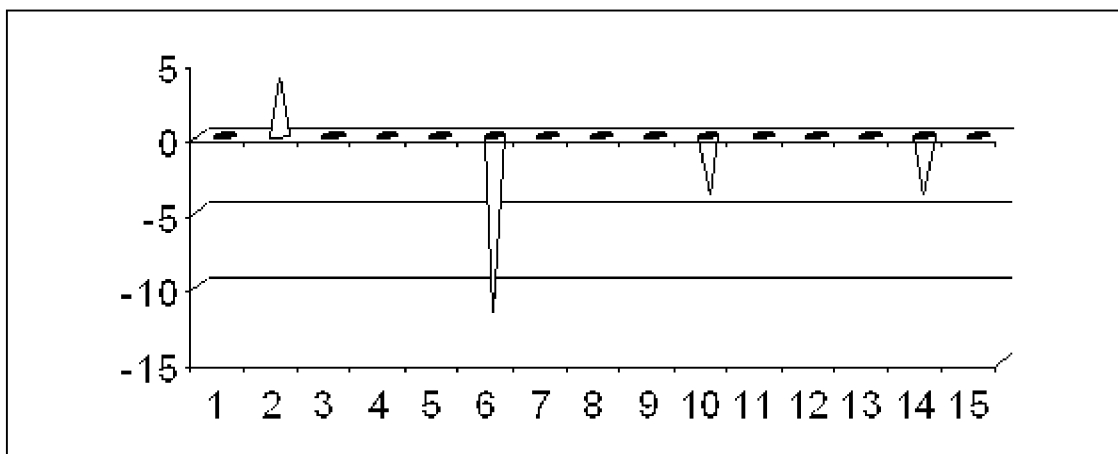


Fig. 4

	Zeitachse (Verschiebung in Anzahl der Subpulse τ)														
	t_{15}	t_{14}	t_{13}	t_{12}	t_{11}	t_{10}	t_9	t_8	t_7	t_6	t_5	t_4	t_3	t_2	t_1
Korrelationssummen															
AW(3,1) / AW(3,1)	0	0	0	0	0	0	0	32	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,1) / AW(3,3)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,1) / AW(3,5)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,1) / AW(3,7)	0	0	0	0	0	16	0	0	0	16	0	0	0	0	0
AW(3,3) / AW(3,1)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,3) / AW(3,3)	0	0	0	0	0	0	0	32	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,3) / AW(3,5)	0	0	0	0	0	-16	0	0	0	-16	0	0	0	0	0
AW(3,3) / AW(3,7)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,5) / AW(3,1)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,5) / AW(3,3)	0	0	0	0	0	-16	0	0	0	-16	0	0	0	0	0
AW(3,5) / AW(3,5)	0	0	0	0	0	0	0	32	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,5) / AW(3,7)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,7) / AW(3,1)	0	0	0	0	0	16	0	0	0	16	0	0	0	0	0
AW(3,7) / AW(3,3)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,7) / AW(3,5)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AW(3,7) / AW(3,7)	0	0	0	0	0	0	0	32	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 5

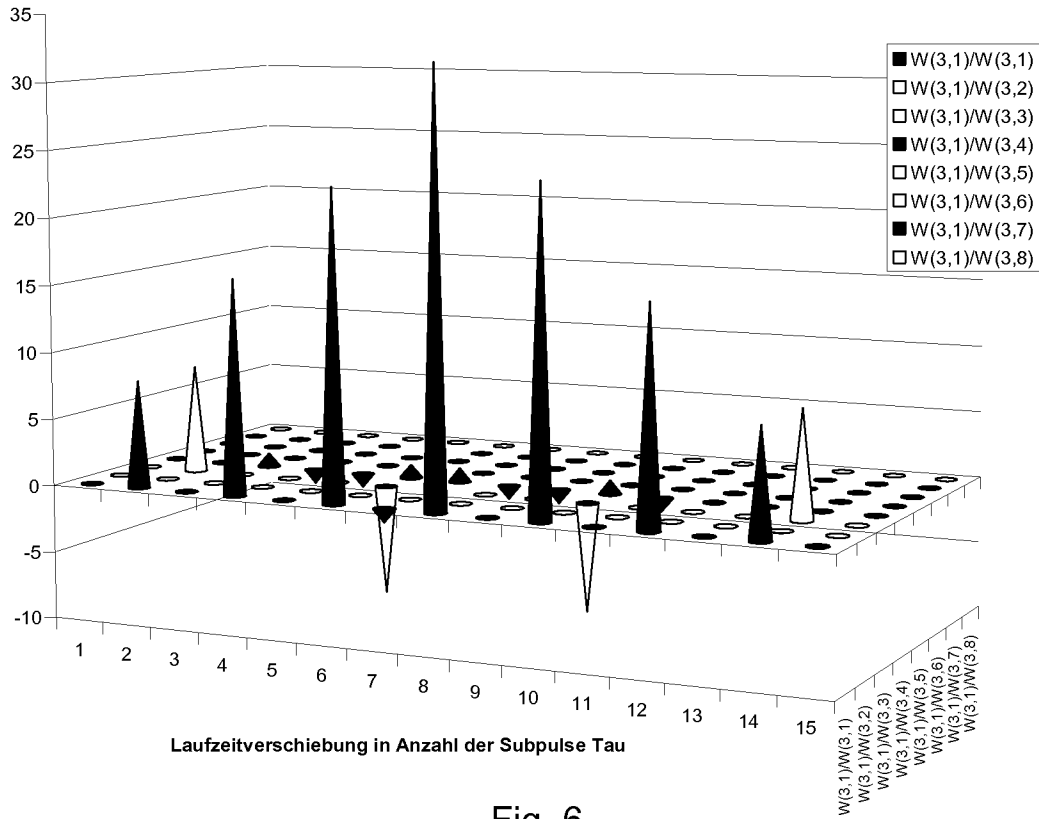


Fig. 6

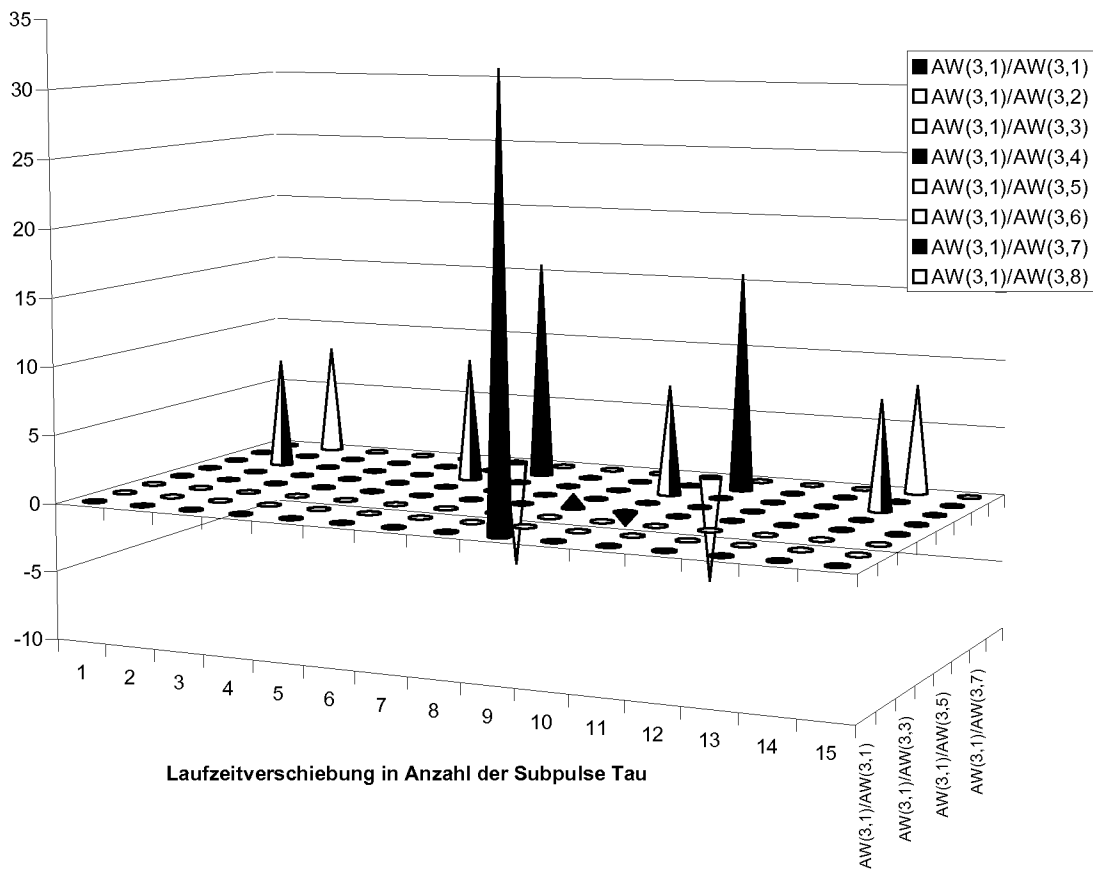


Fig. 7

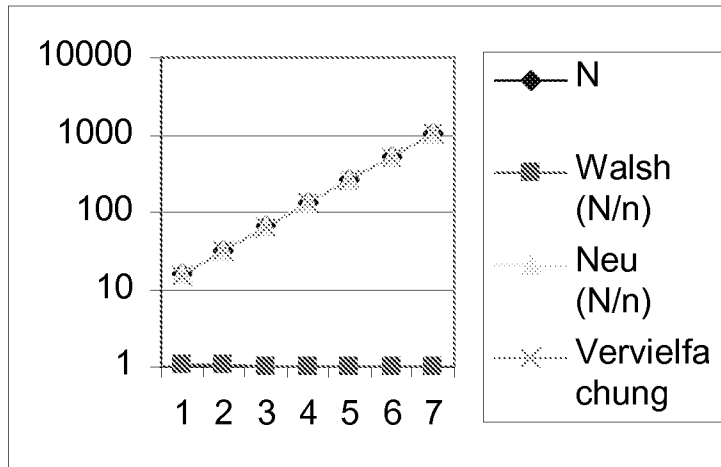


Fig. 8

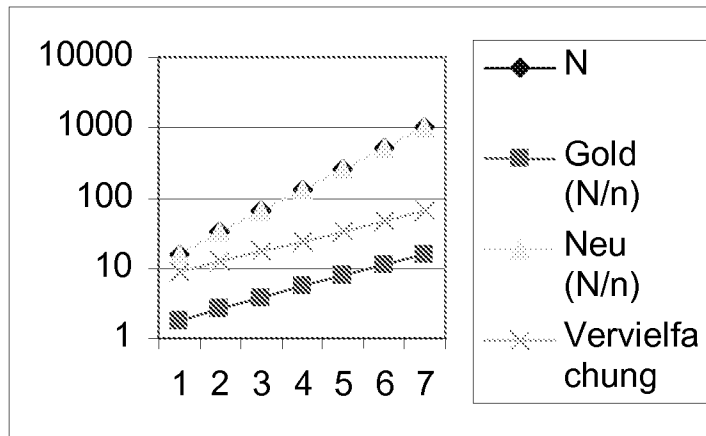
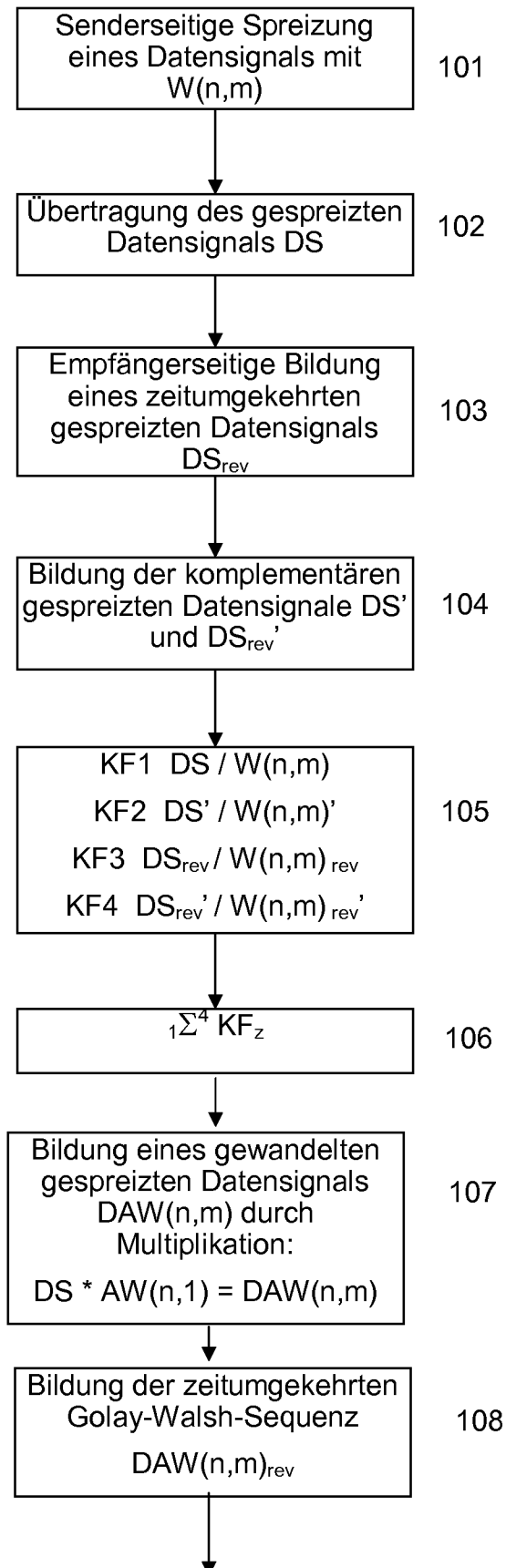


Fig. 9



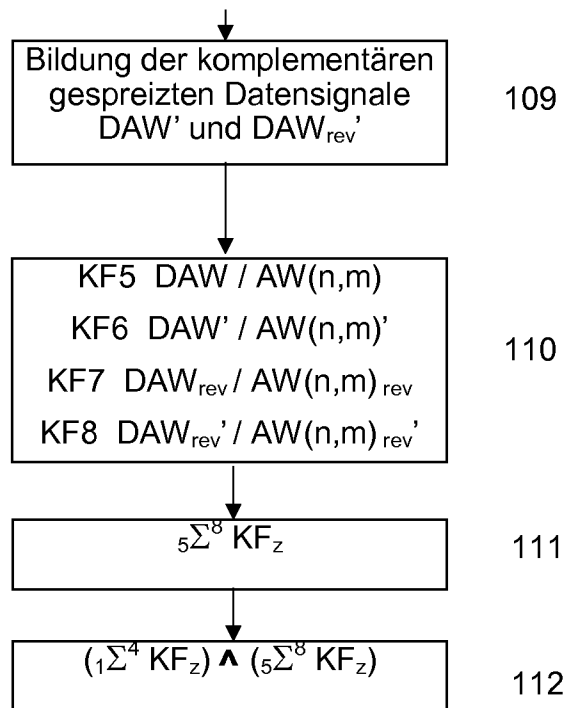
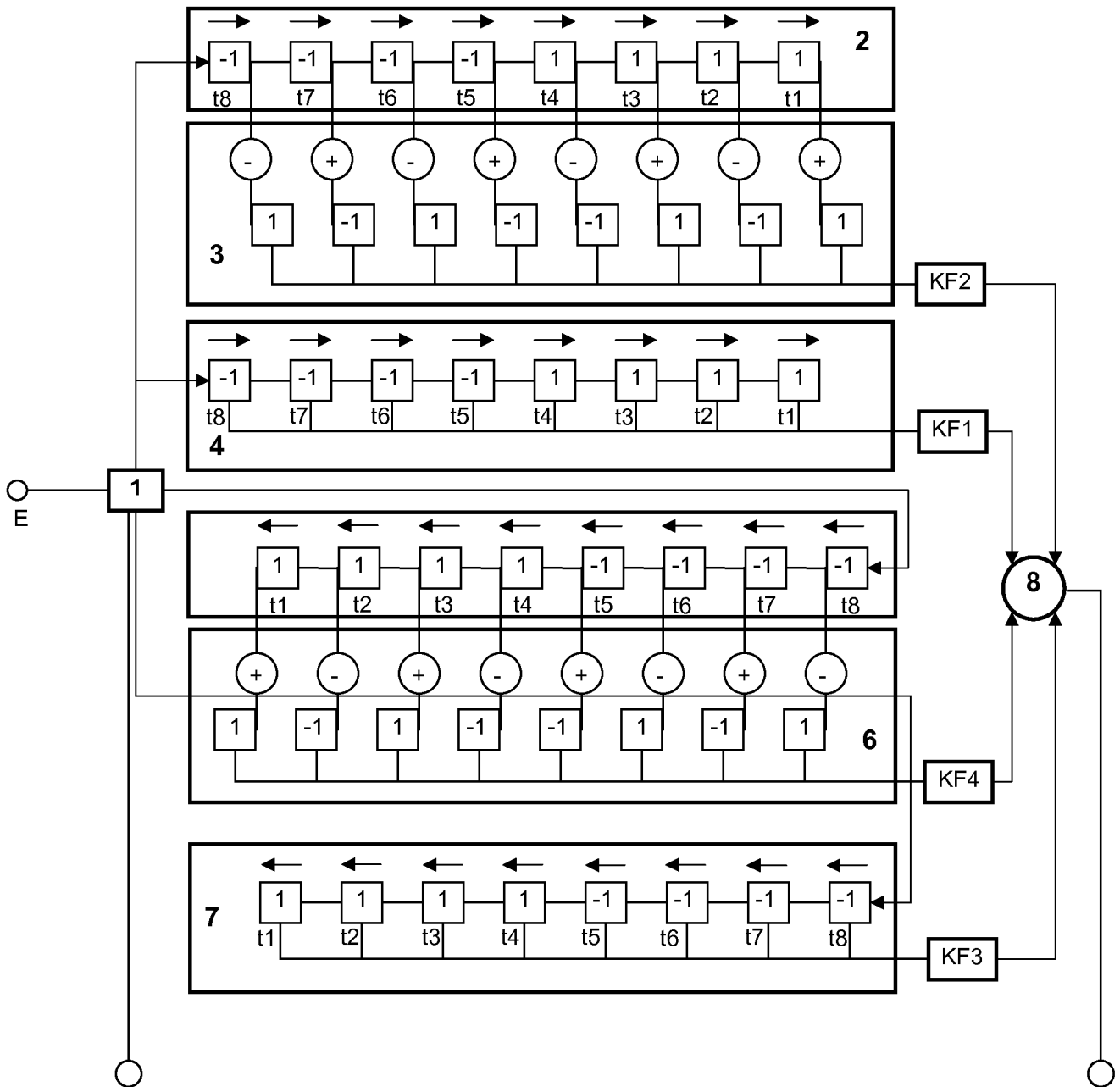


Fig. 10



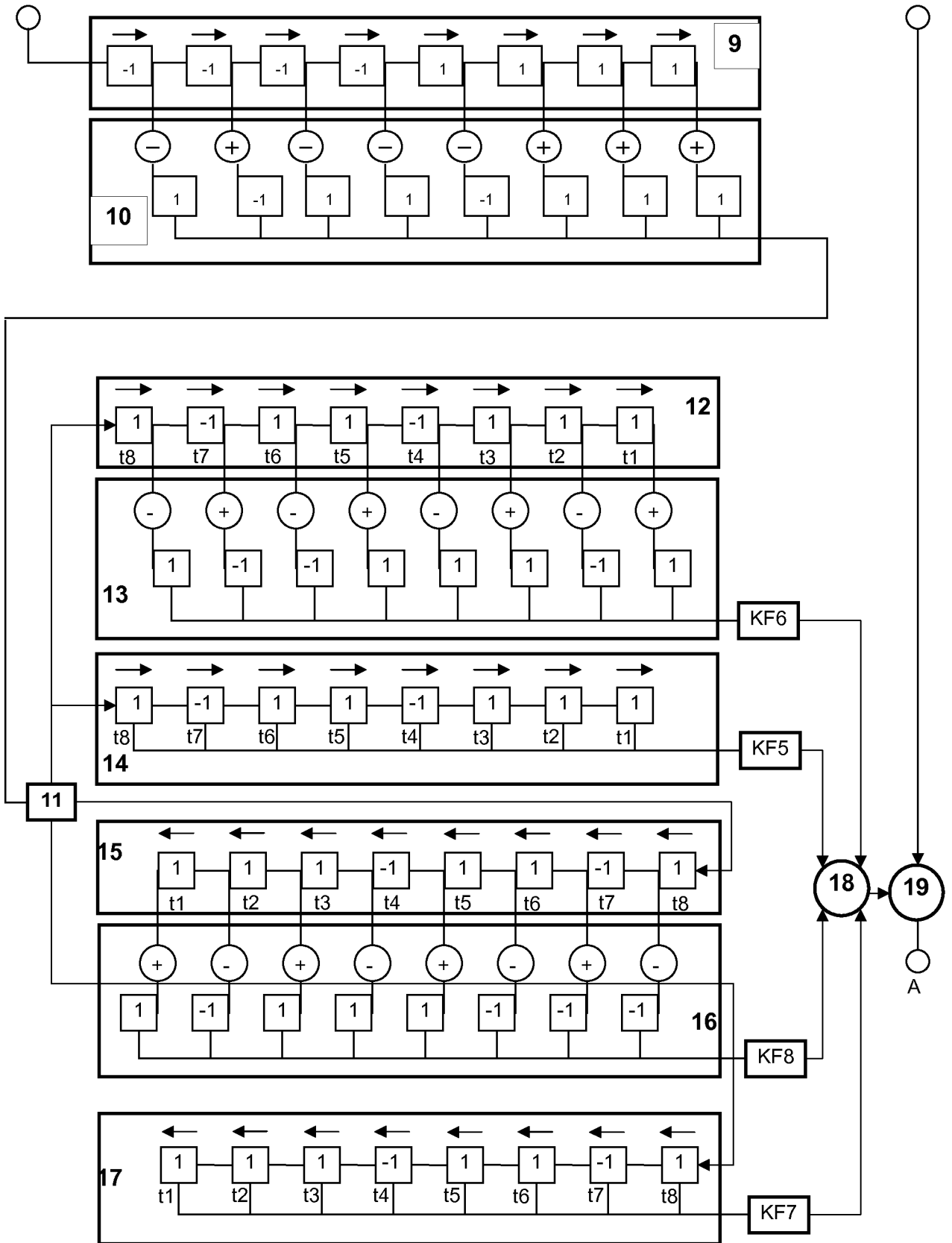
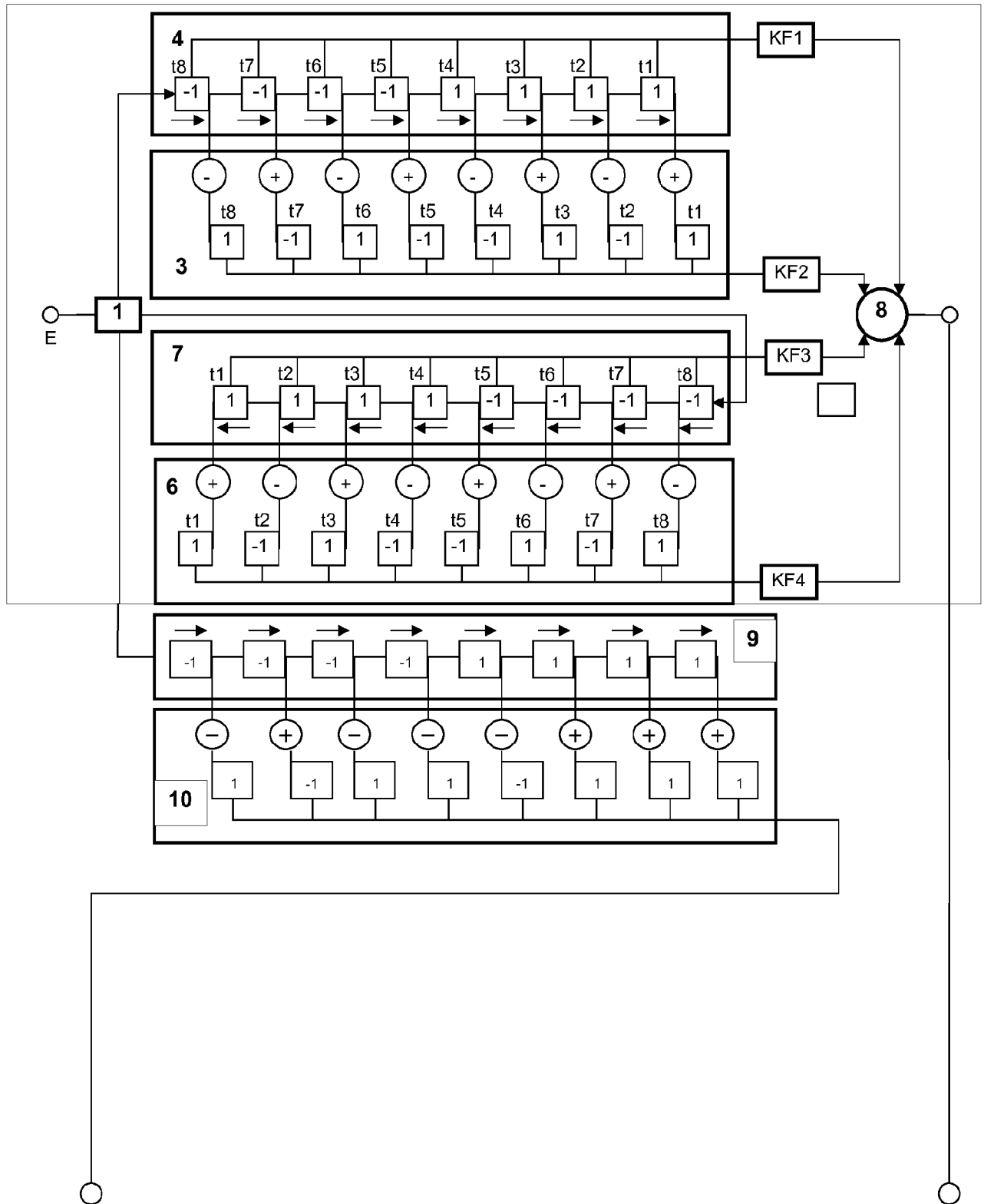


Fig. 11



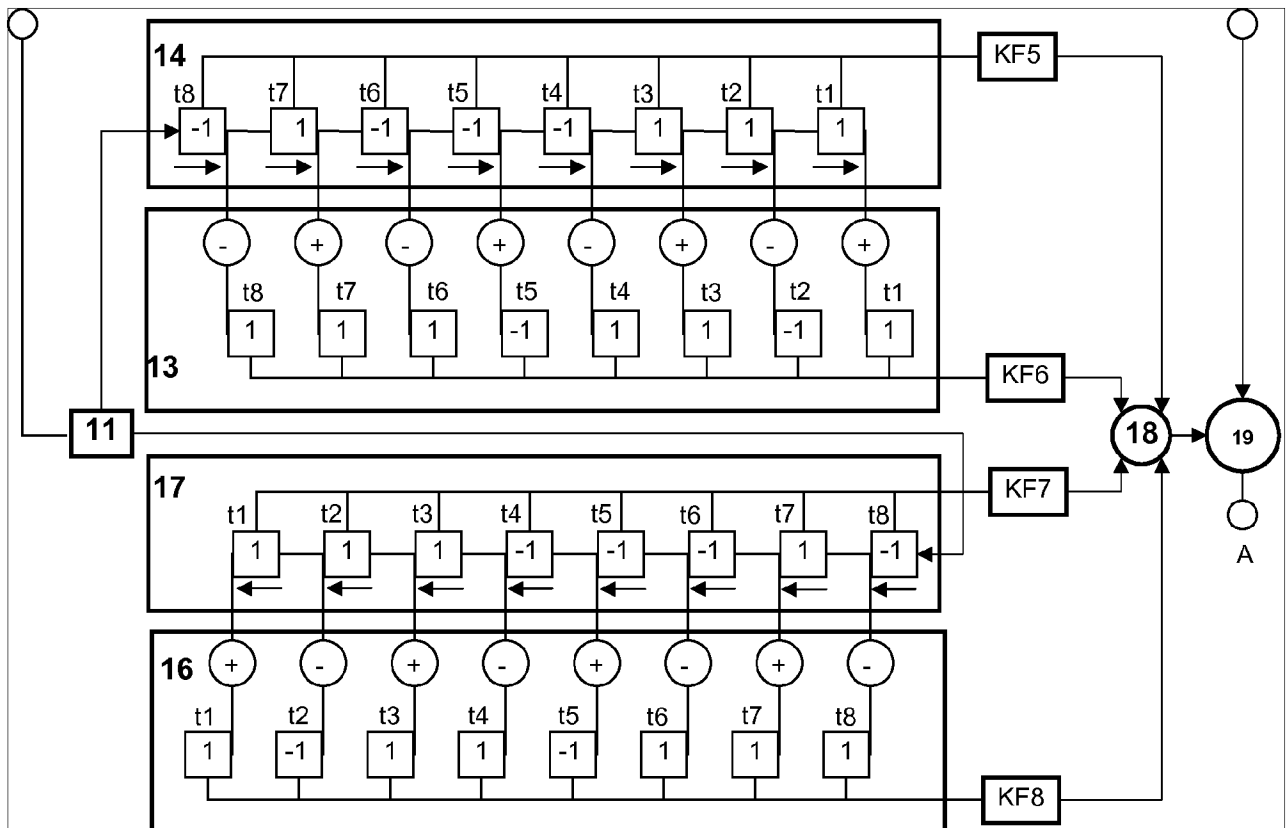


Fig. 12

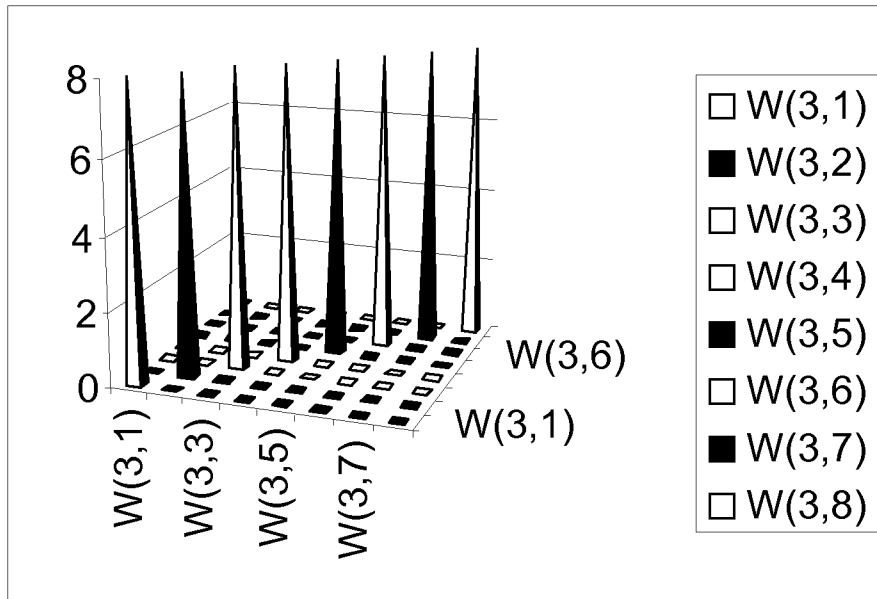


Fig. 13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/053383

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
 INV. H04B1/707 H04J11/00
 ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
 H04B H04J

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)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 1 726 114 A1 (RUDERSHAUSEN DR REINHART [DE]) 29 November 2006 (2006-11-29) abstract; figures 1-5 paragraph [0004] - paragraph [0015] paragraph [0019] - paragraph [0020] paragraph [0026] - paragraph [0027] -----	1-15
A	US 6 567 482 B1 (POPOVIC BRANISLAV M [SE]) 20 May 2003 (2003-05-20) abstract; figure 3 column 4, line 39 - column 7, line 25 column 10, line 7 - column 12, line 32 column 19, line 65 - column 21, line 18 ----- -/--	1-15

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

- "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

7 June 2010

Date of mailing of the international search report

14/06/2010

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Galli, Paolo

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2010/053383

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>GOLAY M: "Complementary series" IRE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, IEEE, USA, vol. 1, no. 2, 1 April 1961 (1961-04-01), pages 82-87, XP011217190 ISSN: 0096-1000 the whole document</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1-15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2010/053383

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date																																				
EP 1726114	A1	29-11-2006	NONE																																				
US 6567482	B1	20-05-2003	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 25%;">AU</td> <td style="width: 25%;">770399</td> <td style="width: 25%;">B2</td> <td style="width: 25%;">19-02-2004</td> </tr> <tr> <td>AU</td> <td>3688400</td> <td>A</td> <td>28-09-2000</td> </tr> <tr> <td>CA</td> <td>2364349</td> <td>A1</td> <td>14-09-2000</td> </tr> <tr> <td>CN</td> <td>1367965</td> <td>A</td> <td>04-09-2002</td> </tr> <tr> <td>EP</td> <td>1159796</td> <td>A2</td> <td>05-12-2001</td> </tr> <tr> <td>JP</td> <td>2002539667</td> <td>T</td> <td>19-11-2002</td> </tr> <tr> <td>JP</td> <td>2010081629</td> <td>A</td> <td>08-04-2010</td> </tr> <tr> <td>WO</td> <td>0054424</td> <td>A2</td> <td>14-09-2000</td> </tr> <tr> <td>TW</td> <td>463477</td> <td>B</td> <td>11-11-2001</td> </tr> </table>	AU	770399	B2	19-02-2004	AU	3688400	A	28-09-2000	CA	2364349	A1	14-09-2000	CN	1367965	A	04-09-2002	EP	1159796	A2	05-12-2001	JP	2002539667	T	19-11-2002	JP	2010081629	A	08-04-2010	WO	0054424	A2	14-09-2000	TW	463477	B	11-11-2001
AU	770399	B2	19-02-2004																																				
AU	3688400	A	28-09-2000																																				
CA	2364349	A1	14-09-2000																																				
CN	1367965	A	04-09-2002																																				
EP	1159796	A2	05-12-2001																																				
JP	2002539667	T	19-11-2002																																				
JP	2010081629	A	08-04-2010																																				
WO	0054424	A2	14-09-2000																																				
TW	463477	B	11-11-2001																																				

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen
PCT/EP2010/053383

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES INV. H04B1/707 H04J11/00 ADD.		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchiertes Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) H04B H04J		
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) EPO-Internal, INSPEC, WPI Data		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	EP 1 726 114 A1 (RUDERSHAUSEN DR REINHART [DE]) 29. November 2006 (2006-11-29) Zusammenfassung; Abbildungen 1-5 Absatz [0004] - Absatz [0015] Absatz [0019] - Absatz [0020] Absatz [0026] - Absatz [0027]	1-15
A	US 6 567 482 B1 (POPOVIC BRANISLAV M [SE]) 20. Mai 2003 (2003-05-20) Zusammenfassung; Abbildung 3 Spalte 4, Zeile 39 - Spalte 7, Zeile 25 Spalte 10, Zeile 7 - Spalte 12, Zeile 32 Spalte 19, Zeile 65 - Spalte 21, Zeile 18 ----- -/--	1-15
<input checked="" type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen <input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie		
* 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 erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher 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 7. Juni 2010		Absenddatum des internationalen Recherchenberichts 14/06/2010
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter Galli, Paolo

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/053383

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>GOLAY M: "Complementary series" IRE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, IEEE, USA, Bd. 1, Nr. 2, 1. April 1961 (1961-04-01), Seiten 82-87, XP011217190 ISSN: 0096-1000 das ganze Dokument</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1-15

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/053383

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 1726114	A1	29-11-2006	KEINE
US 6567482	B1	20-05-2003	AU 770399 B2 19-02-2004
			AU 3688400 A 28-09-2000
			CA 2364349 A1 14-09-2000
			CN 1367965 A 04-09-2002
			EP 1159796 A2 05-12-2001
			JP 2002539667 T 19-11-2002
			JP 2010081629 A 08-04-2010
			WO 0054424 A2 14-09-2000
			TW 463477 B 11-11-2001