



(19)  
 Bundesrepublik Deutschland  
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2004 059 957 A1** 2006.06.14

(12)

## Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2004 059 957.2**

(22) Anmeldetag: **13.12.2004**

(43) Offenlegungstag: **14.06.2006**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04L 7/10** (2006.01)  
**H04L 7/08** (2006.01)

(71) Anmelder:  
**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der  
 angewandten Forschung e.V., 80686 München, DE**

(74) Vertreter:  
**Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049  
 Pullach**

(72) Erfinder:  
**Wagner, Carmen, 91094 Langensendelbach, DE;  
 Köhler, Stefan, 96472 Rödentel, DE; Stadali,  
 Holger, 91058 Erlangen, DE; Hofmann, Günter,  
 96123 Litzendorf, DE; Breiling, Marco, Dr., 91054  
 Erlangen, DE**

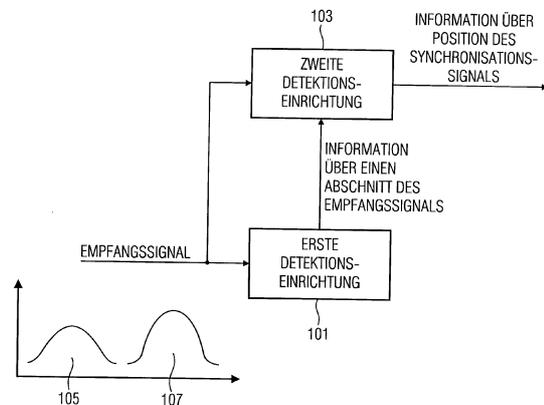
(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
 gezogene Druckschriften:  
**DE 199 17 337 A1**  
**EP 10 32 157 A1**  
**EP 08 20 156 A2**  
**Boztas, S.; Hammons, R.; Kumar, V.: "4-Phase-Se-  
 quences with near-optimum Correlation  
 Properties",  
 IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 38,  
 Nr. 3, Mai 1992, S. 1101-1113;**

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Synchronisationsvorrichtung und Vorrichtung zum Erzeugen eines Synchronisationssignals**

(57) Zusammenfassung: Eine Synchronisationsvorrichtung zum Bestimmen einer Position eines Synchronisationssignals in einem Empfangssignal, wobei das Synchronisationssignal auf einem Grobsynchronisationssignal und einem Feinsynchronisationssignal basiert, umfasst eine Signalverarbeitungseinrichtung, die ausgebildet ist, um, basierend auf dem Grobsynchronisationssignal, einen Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, und um, basierend auf dem Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals, die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal für eine Synchronisation zu bestimmen.



**Beschreibung**

**[0001]** Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf die Synchronisation eines Empfängers und eines Senders in digitalen Übertragungssystemen.

## Stand der Technik

**[0002]** In digitalen Übertragungssystemen werden die zu übertragenden Informationsbits zu Informationsblöcken zusammengefasst, wobei ein Informationsblock einer Rahmenstruktur entspricht. Jeder Informationsblock umfasst neben den Informationsbits eine Anzahl von Zusatzinformationsbits, die für eine Abwicklung der Datenübertragung notwendig sind.

**[0003]** Da mit einem Empfänger die ausgesendete Information detektiert werden kann, muss neben einer Wiedergewinnung eines Abtasttaktes festgestellt werden, zu welchem Zeitpunkt ein jeweiliger Informationsblock empfangen wird. Mit anderen Worten ausgedrückt muss im Empfänger eine Blocksynchronisation durchgeführt werden, um den Empfänger und um den Sender relativ zueinander zu synchronisieren.

**[0004]** Um eine Synchronisation zu erzielen sendet ein Sender beispielsweise ein Synchronisationssignal aus, das dem Empfänger bekannt ist. Im Empfänger wird ein Empfangssignal, das das Synchronisationssignal umfasst, verarbeitet, um eine Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal, bzw. um einen Zeitpunkt des Auftretens des Synchronisationssignals, zu erfassen. Hierzu kann beispielsweise eine Kreuzkorrelation zwischen dem Empfangssignal und einer Kopie des Synchronisationssignals durchgeführt werden, um das Synchronisationssignal in dem Empfangssignal aufzufinden. Da es für eine genaue Positionsbestimmung notwendig ist, ein breitbandiges Synchronisationssignal auszusenden, ist die Positionsbestimmung mit einer erheblichen Rechenkomplexität verbunden, da stets breitbandige Signale in einem hohen Abtasttakt verarbeitet werden müssen.

**[0005]** Soll beispielsweise auf ein sehr breitbandiges digitales Signal (HF-Bandbreite B) synchronisiert werden, das heißt, sollen entweder feste bekannte Synchronisationssignale (Präambeln) in einem fortlaufenden Empfangssignal gefunden werden oder sollen feste bekannte Präambeln innerhalb von Signalabschnitten (Signalbursts) gefunden werden, so muss das Empfangssignal aufgrund des Abtasttheorems mindestens mit Bandbreite B abgetastet und verarbeitet werden, um die Synchronisationssignale zu finden. Wenn der Sender oder der Empfänger gerade eingeschaltet worden sind, dann liegt beispielsweise noch keinerlei Information darüber vor, wo sich das Synchronisationssignal (Präambel) befinden könnte.

**[0006]** Aus diesem Grund muss das gesamte Empfangssignal über einen längeren Zeitraum mit der hohen Bandbreite B abgetastet und verarbeitet werden. Wird beispielsweise bei einer Bandbreite von 77 MHz mit 100 MHz abgetastet, so müssen zum Auffinden der Präambel ohne Vorinformation 100 Millionen Tests pro Sekunde hinsichtlich des Präambelstarts, also hinsichtlich eines Anfangs der Präambel in dem Empfangssignal, durchgeführt werden. Wird in jedem Test beispielsweise eine Kreuzkorrelation durchgeführt, so beinhaltet jeder Test sehr viele Rechenoperationen, zu deren Durchführung erhebliche Systemressourcen notwendig sind. Dieser Aufwand macht z. B. die direkte und blinde (on-line) Suche einer Präambel in einem breitbandigen Signal unmöglich.

## Aufgabenstellung

**[0007]** Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein aufwandsreduziertes Synchronisationskonzept zu schaffen.

**[0008]** Diese Aufgabe wird durch eine Synchronisationsvorrichtung gemäß Anspruch 1 oder durch eine Vorrichtung zum Synchronisieren eines Empfängers und eines Senders gemäß Anspruch 26 oder durch eine Vorrichtung zum Erzeugen eines Synchronisationssignals gemäß Anspruch 27 oder durch ein Synchronisationsverfahren gemäß Anspruch 44 oder durch ein Verfahren zum Synchronisieren eines Empfängers und eines Senders gemäß Anspruch 45 oder durch ein Verfahren zum Erzeugen eines Synchronisationssignals gemäß Anspruch 46 oder durch ein Computerprogramm gemäß Anspruch 48 gelöst.

**[0009]** Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, dass eine Synchronisation eines Empfängers und eines Senders aufwandsreduziert und effizient durchgeführt werden kann, wenn die Synchronisation zweistufig durchgeführt wird. Erfindungsgemäß wird zunächst eine Grobsynchronisation auf der Basis eines Grobsynchronisationssignals, das schmalbandig ist durchgeführt, wobei das Grobsynchronisationssignal ein

Teil eines Synchronisationssignals ist. Erfindungsgemäß wird auf diese Weise zunächst ein Abschnitt eines Empfangssignals erfasst, in dem das Synchronisationssignal liegt. Da das Grobsynchronisationssignal schmalbandig ist, kann Grobsynchronisation mit einer niedrigen Verarbeitungsrate kosteneffizient durchgeführt werden. In einer zweiten Stufe wird in dem erfassten Abschnitt des Empfangssignals nach einem breitbandigen Feinsynchronisationssignal, das ebenfalls von dem Synchronisationssignal umfasst ist, gesucht, um eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals genau zu bestimmen, um das Synchronisationssignal in dem Empfangssignal genau zu lokalisieren. Da das Feinsynchronisationssignal breitbandiger als das Grobsynchronisationssignal ist, wird die Feinsynchronisation, das heißt, die genaue Bestimmung der Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal, mit einer höheren Verarbeitungsrate als bei dem Grobsynchronisationssignal durchgeführt.

**[0010]** Das erfindungsgemäße Synchronisationskonzept basiert darauf, dass ein Synchronisationssignal, das von einem Sender aussendbar ist, auf dem Grobsynchronisationssignal und auf dem Feinsynchronisationssignal basiert. Bevorzugt umfasst das Synchronisationssignal das Grobsynchronisationssignal und das Feinsynchronisationssignal, wobei das Feinsynchronisationssignal zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal aussendbar ist und wobei das Feinsynchronisationssignal eine größere Bandbreite als das Feinsynchronisationssignal hat.

**[0011]** Um die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal für eine Synchronisation zu bestimmen, schafft die vorliegende Erfindung eine Signalverarbeitungseinrichtung, die ausgebildet ist, um basierend auf dem Grobsynchronisationssignal den Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen, indem das Feinsynchronisationssignal liegt, und um basierend auf dem Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal für eine Synchronisation zu bestimmen.

**[0012]** Bevorzugt ist die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren, um den Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen. Der Abschnitt des Empfangssignals wird beispielsweise durch einen Zeitpunkt einer Detektion des Grobsynchronisationssignals (Detektionszeitpunkt) bestimmt. Um die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal zu bestimmen, ist die Signalverarbeitungseinrichtung gebildet, um das Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals, der auf der Basis des Grobsynchronisationssignals ungefähr bestimmt worden ist, zu detektieren.

**[0013]** Da das Grobsynchronisationssignal erfindungsgemäß eine Bandbreite aufweist, die geringer als eine Bandbreite des Feinsynchronisationssignals ist, kann die Detektion des Grobsynchronisationssignals mit einer niedrigen Verarbeitungsrate durchgeführt werden, um Signalverarbeitungsressourcen zu sparen. Die Detektion des Feinsynchronisationssignals wird hingegen mit einer höheren Verarbeitungsrate durchgeführt, so dass Signalverarbeitungsressourcen gezielt verteilt werden können. Hierzu ist die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet, um die Detektion des Grobsynchronisationssignals in dem Empfangssignal mit einer ersten Abtastrate durchzuführen, und um eine Detektion des Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Abtastrate durchzuführen, wobei die zweite Abtastrate größer als die erste Abtastrate ist. Mit dem Begriff „Abtastrate“, der sich auf den Begriff „Verarbeitungsrate“ bezieht wird im folgenden eine Anzahl Operationen pro Zeiteinheit, also die Taktrate, bezeichnet.

**[0014]** Da eine Abtastrate aufgrund des Abtasttheorems durch die Signalbandbreite vorgeben ist, kann die Suche nach dem Grobsynchronisationssignal, das bevorzugt schmalbandig ist, in einem niedrigen Abtasttakt (Verarbeitungstakt) durchgeführt werden. Demgegenüber wird die Position des Feinsynchronisationssignals in einem höheren Verarbeitungstakt, der mit einer höheren Abtastrate zusammenhängt, durchgeführt. Die während der ersten Synchronisationsphase (Grobsynchronisation) erzielte Aufwandsreduktion kann daher bei einem großen Verhältnis der Bandbreiten zueinander signifikant sein.

**[0015]** Erfindungsgemäß wird der Synchronisationsvorgang ferner beschleunigt, da in der Grobsynchronisationsphase bevorzugt nur eine ungefähre Bestimmung des Abschnitts, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, durchgeführt wird. Um den Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen, ist es daher ausreichend, wenn die Signalverarbeitungseinrichtung lediglich ein Auftreten des Grobsynchronisationssignals detektiert.

**[0016]** Bevorzugt ist die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet, um eine Korrelation (beispielsweise eine Kreuzkorrelation) zwischen dem Empfangssignal und einem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren. Diese Korrelation kann mit einer niedrigen Abtastrate laufend durchgeführt werden, so dass das Empfangssignal

aufwandsreduziert durchsucht wird, um den Abschnitt des Empfangssignals, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, grob zu bestimmen.

**[0017]** Um die Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals und somit um die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal zu bestimmen, ist die Signalverarbeitungseinrichtung bevorzugt ausgebildet, um eine Korrelation zwischen dem Abschnitt des Empfangssignals und einem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen. Diese Korrelation wird erfindungsgemäß mit einer höheren Abtastrate in einem hohen Verarbeitungstakt durchgeführt, um die Position des Synchronisationssignals genau zu erfassen.

**[0018]** Bei dem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal kann es sich beispielsweise um eine Kopie des Grobsynchronisationssignals handeln, die dem Empfänger bekannt ist. Analog kann es sich bei dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal um eine dem Empfänger bekannte Kopie des Feinsynchronisationssignals handeln.

**[0019]** Wie es bereits erwähnt worden ist, umfasst das Synchronisationssignal das Grobsynchronisationssignal (im folgenden auch mit Akquisitions-Burst oder A-Burst bezeichnet) sowie das Feinsynchronisationssignal (auch mit Tracking-Burst oder T-Burst bezeichnet). Zum Beispiel ist das Synchronisationssignal (Präambel) zweiteilig, so dass erfindungsgemäß eine zweigeteilte Suche durchgeführt wird. Der eine Teil der Präambel besitzt eine relativ niedrige Bandbreite BA, mit der eine Online-Suche, das heißt eine Suche, bei der durchgängig über einen längeren Zeitraum gesucht wird bis das Feinsynchronisationssignal gefunden wurde, möglich wird. Dafür wird beispielsweise der entsprechende Teilfrequenzbereich der Bandbreite BA aus dem Empfangssignal der Breite B herausgefiltert und mit einer relativ niedrigen Abtastrate (Größenordnung BA) abgetastet. Die weitere Datenverarbeitung und Suche muss ebenso in dem Takt BA erfolgen. Durch diesen A-Burst ist die ungefähre Position der anderen Präambel (Feinsynchronisationssignal) ermittelbar. Aufgrund der geringen Bandbreite BA ist die Positionsgenauigkeit jedoch recht gering. Das Feinsynchronisationssignal besitzt beispielsweise hingegen die volle Bandbreite B. Rund um die erwartete, vom A-Burst prädierte Position des B-Bursts in dem Empfangssignal wird ein Suchfenster aufgemacht (Abschnitt des Empfangssignals). Innerhalb dieses Fensters wird das Empfangssignal der vollen Bandbreite B abgetastet und im Takt B verarbeitet. Durch die Einschränkung auf ein Fenster wird die Verarbeitung trotz der hohen Bandbreite möglich, wobei nun die Position des T-Bursts hochgenau bestimmt werden kann. Dafür wird, wie es beispielsweise erwähnt worden ist, eine Korrelation berechnet. Beispielsweise kann so bei einer Bandbreite BA = 6 MHz und eine Bandbreite B = 77 MHz eine Aufwandsreduktion bezüglich der Verarbeitung im Takt B um Faktor 16 erzielt werden.

**[0020]** Weitere bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend bezugnehmend auf die beiliegenden Zeichnungen detailliert erläutert. Es zeigen:

**[0021]** [Fig. 1](#) ein prinzipielles Blockdiagramm einer erfindungsgemäßen Synchronisationsvorrichtung zum Bestimmen einer Position eines Synchronisationssignals in einem Empfangssignal;

**[0022]** [Fig. 2](#) ein Blockdiagramm einer Synchronisationsvorrichtung gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel;

**[0023]** [Fig. 3](#) ein prinzipielles Blockdiagramm des erfindungsgemäßen Korrelationsbords, der in der Empfängerinheit angeordnet ist.

**[0024]** [Fig. 4](#) ein prinzipielles Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers;

**[0025]** [Fig. 5](#) die zeitlichen Zusammenhänge

**[0026]** [Fig. 6](#) beispielhaft vier Zeitsignale;

**[0027]** [Fig. 7](#) eine Berechnungsvorschrift;

**[0028]** [Fig. 8](#) ein Flußdiagramm der erfindungsgemäßen Signalverarbeitung

**[0029]** [Fig. 9](#) ein Beispiel für einen Pre-Trigger;

**[0030]** [Fig. 10](#) eine Berechnungsvorschrift;

- [0031] [Fig. 11](#) einen Grundaufbau eines erfindungsgemäßen Empfängers für die Akquisition;
- [0032] [Fig. 12](#) eine Zuordnungsvorschrift;
- [0033] [Fig. 13](#) ein Konstellations-Diagramm;
- [0034] [Fig. 14](#) eine Übertragungsfunktion eines Filters;
- [0035] [Fig. 15a](#) eine Verteilung des komplexen Signals auf 9 unterschiedliche Frequenzbänder;
- [0036] [Fig. 15b](#) eine Frequenztabelle;
- [0037] [Fig. 16](#) einen A-Burst;
- [0038] [Fig. 17](#) Abstände im Burst-Multiplex;
- [0039] [Fig. 18](#) ein Blockdiagramm eines systematischen Encoders für CRC-12-Code;
- [0040] [Fig. 19](#) ein Blockdiagramm eines terminierten rekursiven systematischen Faltungskodierers; und
- [0041] [Fig. 20](#) eine Erzeugung des T-Bursts.

#### Ausführungsbeispiel

[0042] Die Synchronisationsvorrichtung umfasst eine erste Detektionseinrichtung **101** mit einem Eingang und einem Ausgang, der mit einer zweiten Detektionseinrichtung **103** gekoppelt ist. Die zweite Detektionseinrichtung umfasst einen Eingang, der mit dem Eingang der ersten Detektionseinrichtung gekoppelt ist sowie einen Ausgang.

[0043] Erfindungsgemäß ist an den Eingang der ersten Detektionseinrichtung **101** ein Empfangssignal anlegbar, wobei das Empfangssignal, wie es in [Fig. 1](#) dargestellt ist, ein Synchronisationssignal, bestehend aus einem Grobsynchronisationssignal **105** und einem Feinsynchronisationssignal **107** umfassen kann.

[0044] Die erste Detektionseinrichtung **101** ist ausgebildet, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren, um den Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt. Nach der Detektion des Grobsynchronisationssignals liefert die erste Detektionseinrichtung **101** über den Ausgang eine Information über einen Abschnitt des Empfangssignals, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, an die zweite Detektionseinrichtung **103**. Die zweite Detektionseinrichtung **103** ist ausgebildet, um eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen und um eine Information über die Position des Synchronisationssignals, die durch die Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals festgelegt ist, auszugeben. Dabei ist die erste Detektionseinrichtung ausgebildet, um das Grobsynchronisationssignal mit einer ersten Abtastrate, das heißt, in einem ersten Takt, zu detektieren. Die zweite Detektionseinrichtung **103** ist demgegenüber ausgebildet, um die Position des Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Abtastrate, das heißt, in einem zweiten Takt, zu erfassen. Dabei ist die erste Abtastrate geringer als die Abtastrate (bzw. der erste Takt ist geringer als der zweite Takt).

[0045] Erfindungsgemäß weist das Grobsynchronisationssignal eine Bandbreite auf, die geringer als eine Bandbreite des Feinsynchronisationssignals ist. Um das Grobsynchronisationssignal zu detektieren umfasst die erste Detektionseinrichtung **101** beispielsweise ein Filter zum Filtern des Empfangssignals, um das Grobsynchronisationssignal aus dem Empfangssignal herauszufiltern. Handelt es sich bei dem Grobsynchronisationssignal um ein Bandpasssignal mit einer Mittelfrequenz, so belegt das Grobsynchronisationssignal einen vorbestimmten Frequenzbereich, der durch die Mittelfrequenz sowie durch die Bandbreite des Grobsynchronisationssignals festgelegt ist. Durch das Filter wird somit eine Empfangssignalkomponente herausgefiltert, die den vorbestimmten Frequenzbereich belegt, herausgefiltert, wobei das Filter ein Bandpassfilter sein kann. Falls das Grobsynchronisationssignal gesendet wurde, so ist dessen empfangene Version nach der Filterung in der Empfangssignalkomponente enthalten.

[0046] Handelt es sich bei dem Grobsynchronisationssignal um ein Bandpasssignal, so umfasst die erste Detektionseinrichtung beispielsweise einen Abwärtsmischer zum Abwärtsmischen der Empfangssignalkomponente

nente, die ebenfalls ein Bandpasssignal ist, um beispielsweise eine Empfangssignalkomponente im Basisband zu erhalten, die für eine Detektion des Grobsynchronisationssignals im Basisband bereitgestellt werden kann.

**[0047]** Bei dem Grobsynchronisationssignal kann es sich jedoch bereits um ein Basisbandsignal handeln, so dass der vorbestimmte Sequenzbereich im Basisband ist. In diesem Falle ist das Filter ein Tiefpassfilter, um eine Empfangssignalkomponente im Basisband herauszufiltern.

**[0048]** Handelt es sich bei dem Empfangssignal um ein analoges Signal, so kann die erste Detektionseinrichtung **101** ferner eine Abtasteinrichtung umfassen, um eine Analog-Digital-Wandlung der Empfangssignalkomponente mit der ersten Abtastrate durchzuführen.

**[0049]** Gemäß einem weiteren Aspekt umfasst die erfindungsgemäße Signalverarbeitungseinrichtung beispielsweise eine steuerbare Abtasteinrichtung, die ausgebildet ist, um das Empfangssignal mit der ersten Abtastrate abzutasten, wenn die erste Detektionseinrichtung **101** das Grobsynchronisationssignal nicht detektiert hat, und um das Empfangssignal mit der zweiten Abtastrate abzutasten, sobald die erste Detektionseinrichtung **101** das Grobsynchronisationssignal detektiert hat. Hierzu kann die Synchronisationsvorrichtung ferner eine Steuerungseinrichtung umfassen, die ansprechend auf ein Detektionssignal, das die Detektion des Grobsynchronisationssignals anzeigt und das von der ersten Detektionseinrichtung **101** ausgebar ist, die Abtasteinrichtung ansteuert, um eine höhere Abtastrate, zum Beispiel um die zweite Abtastrate, einzustellen.

**[0050]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann es sich bei dem Empfangssignal bereits um ein mit der zweiten Abtastrate abgetastetes digitales Signal handeln. Um die Detektion des Grob-Synchronisationssignals mit der ersten Abtastrate durchzuführen, kann die erste Detektionseinrichtung **101** ferner einen Abtastratenumsetzer aufweisen, wobei der Abtastratenumsetzer ausgebildet ist, um das Empfangssignal unterabzutasten, um ein Empfangssignal mit der ersten Abtastrate zu erhalten.

**[0051]** Handelt es sich bei dem Empfangssignal um ein mit einer niedrigen Abtastrate, beispielsweise mit der ersten Abtastrate, abgetastetes digitales Signal, so kann die zweite Detektionseinrichtung **103** eine Überabtasteinrichtung aufweisen, um das Empfangssignal überabzutasten, so dass ein Empfangssignal mit einer höheren Abtastrate, beispielsweise mit der zweiten Abtastrate, erhalten wird.

**[0052]** Für eine Detektion des Grobsynchronisationssignals in dem Empfangssignal, beziehungsweise in der Empfangssignalkomponente, die ein Teil des Empfangssignals ist, durchzuführen, umfasst die erste Detektionseinrichtung **101** gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung einen Detektor, der beispielsweise ausgebildet ist, um eine Korrelation zwischen der Empfangssignalkomponente und einem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen. Bei dem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal kann es sich beispielsweise um eine Kopie des Grobsynchronisationssignals im Basisband oder im Bandpass handeln.

**[0053]** Um die Detektion des Grobsynchronisationssignals anzuzeigen, ist der von der ersten Detektionseinrichtung **101** umfasste Detektor beispielsweise ausgebildet, um ein Detektionssignal auszugeben, das beispielsweise einer Information über den Abschnitt des Empfangssignals, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, umfasst. Der Detektor kann beispielsweise ausgebildet sein, um das Detektionssignal auszugeben, wenn ein Wert der Korrelation eine Detektionsschwelle überschreitet. Bei dem Wert der Korrelation kann es sich beispielsweise um einen Kreuzkorrelationskoeffizienten an der Stelle Null handeln. Ferner kann der Wert der Korrelation auf einen Maximalwert der Korrelation normiert sein, so dass die Detektionsschwelle eine relative Größe sein kann, die beispielsweise bei einem relativen (d.h. normierten) Korrelationswert von 10% liegt.

**[0054]** Das von der ersten Detektionseinrichtung **101** gelieferte Detektionssignal kann beispielsweise einen Detektionszeitpunkt anzeigen, zu dem das Grobsynchronisationssignal detektiert worden ist, wobei der Detektionszeitpunkt einen Beginn des Abschnitts des Empfangssignals anzeigt, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt. Die zweite Detektionseinrichtung **103** ist ausgebildet, um das Detektionssignal zu empfangen, und um ansprechend auf das Detektionssignal einer Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals, der durch den Detektionszeitpunkt festgelegt ist, zu erfassen.

**[0055]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ist die erste Detektionseinrichtung **101** ausgebildet, um die zweite Detektionseinrichtung **103** zu aktivieren, so dass diese erst nach dem Detektionszeitpunkt mit einer Erfassung der Position des Feinsynchronisationssignals und somit mit einer Erfassung der Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal beginnt.

[0056] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockdiagramm einer Synchronisationsvorrichtung gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel.

[0057] Die Synchronisationsvorrichtung umfasst die erste Detektionseinrichtung **101** sowie die zweite Detektionseinrichtung **103**. Die Funktionalitäten der Synchronisationsvorrichtung sind in [Fig. 2](#) aus Veranschaulichungsgründen mit einem vertikalen Strich separiert, um den erfindungsgemäßen zweistufigen Ansatz zu verdeutlichen. Die links von dem vertikalen Strich eingezeichneten Funktionalitäten sind im Wesentlichen für die Akquisition zuständig (Akquisitions-Algorithmus), das heißt für die Detektion des Grobsynchronisationssignals in dem Empfangssignal. Die rechts von dem vertikalen Strich eingezeichneten Funktionalitäten sind hingegen für die genaue Bestimmung der Position des Feinsynchronisationssignals und somit der Position des Synchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zuständig (Tracking-Algorithmus).

[0058] Die in [Fig. 2](#) dargestellte zweite Detektionseinrichtung **103** umfasst eine Verzögerungseinrichtung **201** zum Verzögern des Empfangssignals, wobei die Verzögerungseinrichtung ausgebildet ist, um eine Detektionsverzögerung der ersten Detektionseinrichtung **101** zu kompensieren. Die Verzögerungseinrichtung **201** kann beispielsweise ein First-In-First-Out(FIFO)-Speicher sein mit einer Speichertiefe, die die gewünschte Verzögerung realisiert.

[0059] Die Verzögerungseinrichtung **201** weist einen Ausgang auf, der mit einem Detektor **203**, der von der zweiten Detektionseinrichtung **103** umfasst ist, gekoppelt ist. Der Detektor **203** ist ausgebildet, um eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zu detektieren. Beispielsweise ist der Detektor **203** ausgebildet, um eine Korrelation zwischen dem Abschnitt des Empfangssignals und einem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal zu bestimmen, um die Position des Feinsynchronisationssignals zu erfassen.

[0060] Bei dem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal kann es sich beispielsweise um eine Kopie des Feinsynchronisationssignals handeln, wobei die Kopie beispielsweise ein Basisbandsignal oder ein Bandpasssignal sein kann.

[0061] Die zweite Detektionseinrichtung **103** weist in dem in [Fig. 2](#) dargestellten Ausführungsbeispiel ferner einen ersten Korrelator **205** auf. Der erste Korrelator **205** umfasst einen Eingang, der mit dem Ausgang der Verzögerungseinrichtung **201** gekoppelt ist, einen weiteren Eingang, der mit einem Ausgang der ersten Detektionseinrichtung **101** gekoppelt ist, und einen zweiten Ausgang, der mit einem Eingang eines zweiten Korrelators **207** gekoppelt ist.

[0062] Der erste Korrelator **205** und der zweite Korrelator **207** können beispielsweise von dem im Zusammenhang mit dem in [Fig. 1](#) dargestellten Ausführungsbeispiel beschriebenen Detektor umfasst sein.

[0063] Das Empfangssignal, das an dem Eingang der ersten Detektionseinrichtung **101** und dem Eingang der zweiten Detektionseinrichtung **103** anliegt, ist beispielsweise ein von der Antenneneinheit geliefertes Basisbandsignal, welches in (komplexe) Basisband heruntergemischt wurde und somit in I- und Q-Komponenten vorliegt. Das Empfangssignal wurde beispielsweise in einem Abtasttakt  $B_{\text{cloc}}$  abgetastet und liegt somit in digitaler Form an.

[0064] Die erste Detektionseinrichtung **101** ist ausgebildet, um die Akquisition durchzuführen, das heißt, um eine fortwährende Suche der A-Bursts (Grobsynchronisationssignale) zum Aufsynchronisieren auf einen Sender durchzuführen. Umfasst das Empfangssignal beispielsweise Synchronisationssignale, die von einer Mehrzahl von Sendern, wobei jedes Synchronisationssignal ein Grobsynchronisationssignal umfasst, das einen anderen Frequenzband belegt, so kann das von der ersten Detektionseinrichtung **101** umfasste Filter durchstimmbare sein, um die Empfangssignalkomponente herauszufiltern, die den Frequenzbereich belegt, in dem das zu detektierende Grobsynchronisationssignal liegt.

[0065] Der erste Korrelator **205** ist ausgebildet, um eine Information über den Abschnitt des Empfangssignals (Fensterposition) über den weiteren Eingang zu empfangen, so dass der rechenintensivere Teil des Tracking-Algorithmus, das heißt Bestimmung der Position des Feinsynchronisationssignals, nur in den Abschnitten des Empfangssignals (Fenstern) durchgeführt wird. Dabei ist der erste Korrelator **205** ausgebildet, um nach dem T-Burst im Raster  $B_{\text{samples}}$  durchzuführen. Hierzu ist der erste Korrelator **205** ausgebildet, um eine Korrelation zwischen dem Abschnitt des Empfangssignals mit einem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal zu bestimmen, um das Feinsynchronisationssignal (T-Burst) zu finden. Der zweite Korrelator **207** ist ausgebildet, um eine Feinkorrelation im Überabtasttakt durchzuführen. Der zweite Korrelator **207** arbeitet

mit den Korrelationswerten, die von dem ersten Korrelator **205** bestimmt worden sind, und sucht den T-Burst in einem sehr feinen Raster.

**[0066]** Der z.B. von der ersten Detektionseinrichtung **107** ausgeführte Akquisitionsalgorithmus nutzt das Grobsynchronisationssignal (A-Burst) im Empfangssignal, um die ungefähre Position eines T-Bursts im Empfangssignal vorherzusagen.

**[0067]** Vor dem Eingang des Tracking-Algorithmus wird das Empfangssignal mit dem FIFO **201** gezielt verzögert. Aufgrund der Positionsvorhersage des Akquisitions-Algorithmus schneidet der Tracking-Algorithmus ein Fenster aus dem Empfangssignal heraus, innerhalb dessen der T-Burst gesucht wird.

**[0068]** Erfindungsgemäß erfolgt die Suche in zwei Schritten. Im ersten Schritt werden die Korrelationswerte für den T-Burst im Raster  $B_{\text{Sample}}$  im vorhergesagten Fenster bestimmt. Die Korrelation wird durch den ersten Korrelator **205** durchgeführt.

**[0069]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ist der zweite Korrelator **205** ausgebildet, um die Korrelation auf der Basis von Teilkorrelationen zu bestimmen, um den Einfluss von Frequenzversatz auf die Korrelationswerte deutlich zu verringern. Bei dem Frequenzversatz handelt es sich um einen Frequenzunterschied zwischen Sender und Empfänger. Hierzu ist der erste Korrelator **205**, der beispielsweise von dem oben beschriebenen Detektor umfasst ist, ausgebildet, um eine erste Teilkorrelation zwischen einer ersten Teilmenge von Empfangssignalwerten in dem Abschnitt des Empfangssignals und einer ersten Teilmenge von Werten des mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signals zu bestimmen, und um eine zweite Teilkorrelation zwischen einer zweiten Teilmenge von Empfangssignalwerten in dem Abschnitt des Empfangssignals und einer zweiten Teilmenge von Werten des mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signals zu bestimmen. Dabei unterscheiden sich die jeweiligen ersten Teilmengen und zweiten Teilmengen um mindestens einen Wert. Bevorzugt handelt es sich bei den ersten Teilmengen und zweiten Teilmengen um verschiedene Abschnitte von den jeweiligen Signalen. Die Korrelation wird durch eine Überlagerung der ersten Teilkorrelation und der zweiten Teilkorrelation bestimmt. Um den Phasenversatz zu eliminieren kann der Detektor beziehungsweise der erste Korrelator **205** ausgebildet sein, um eine Phasenbeziehung zwischen korrespondierenden Werten der ersten Teilkorrelation und der Teilkorrelation zu erfassen, wobei die Phasenbeziehung einen Frequenzversatz zwischen Sender und Empfänger umfasst. Bei den korrespondierenden Werten der ersten Teilkorrelation und der zweiten Teilkorrelation handelt es sich um Teilkorrelationswerte, die an der selben Stelle der jeweiligen Teilkorrelation auftreten. Ausgehend von der bestimmten Phasenbeziehung ist der Detektor beziehungsweise der erste Korrelator **205** ausgebildet, um die Phasenbeziehung durch eine Gewichtung der ersten Teilkorrelation oder durch eine Gewichtung der zweiten Teilkorrelation zu eliminieren, um einen Einfluss des Frequenzversatzes auf die Werte der Korrelation zu reduzieren. Dabei werden die jeweiligen Korrelationswerte beispielsweise mit einer inversen Phasenbeziehung bewertet.

**[0070]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung umfasst der von der zweiten Detektionseinrichtung **103** umfasste Detektor einen Interpolator zum Interpolieren zwischen den Werten der Korrelation, um eine Feinkorrelation zu erhalten, und um die Position des Feinsynchronisationssignals auf der Basis der Feinkorrelation mit einer höheren Genauigkeit zu erfassen. In dem in [Fig. 2](#) dargestellten Ausführungsbeispiel wird diese Interpolation beispielsweise von dem zweiten Korrelator **207** durchgeführt, der ausgebildet sein kann, um eine Überabtastung, bei der Nullen zwischen die Werte der Korrelation eingefügt werden, um eine Interpolation, durchzuführen. Zum Zwecke der Interpolation kann der Interpolator von dem zweiten Korrelator **207** umfasst sein und beispielsweise als ein Interpolationsfilter ausgeführt sein.

**[0071]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann das Feinsynchronisationssignal ferner eine Information umfassen, die neben der Synchronisationsinformation mitausgesendet wird. Diese Information kann beispielsweise durch eine Phasenrelation zwischen aufeinanderfolgenden Werten des Feinsynchronisationssignals kodiert sein. Bei der Phasenrelation kann es sich beispielsweise um einen Phasensprung um  $180^\circ$  handeln, der an einer vorbestimmten Position in dem Feinsynchronisationssignal stattfinden kann, so dass beispielsweise eine zweite Hälfte des Feinsynchronisationssignals zusätzlich um  $180^\circ$  gedreht worden ist, beispielsweise durch eine Multiplikation mit  $-1$ . Die zweite Detektionseinrichtung **103** ist dann ausgebildet, um die Information durch erfassende Phasenbeziehung zu detektieren. Dabei wird bevorzugt der Phasensprung detektiert, so dass die Information aus der Phasendekodierung wiedergewonnen werden kann.

**[0072]** Gemäß einem weiteren Aspekt ist die zweite Detektionseinrichtung **103** ausgebildet, um aus der Korrelation Qualitätswerte für eine Empfangsqualität abzuleiten. Dabei kann beispielsweise mit Hilfe der Korrelation eine Kanaldämpfung abgeleitet werden, die einen Einfluss auf die Qualität des Empfangssignals hat. Dar-

über hinaus kann mit Hilfe der Korrelation ferner beispielsweise eine Leistung von additiven Störsignalen, beispielsweise Rauschen, erfasst werden, die ebenfalls einen Einfluss auf die Qualität des Empfangssignals hat.

**[0073]** Die Korrelationswerte, die geschätzte Phasenrelation, die einem geschätzten Kanalbit entspricht, sowie die Qualitätswerte werden in dem in [Fig. 3](#) dargestellten Ausführungsbeispiel von dem zweiten Korrelator **205** bestimmt. Darüber hinaus kann der erste Korrelator **205** abgebildet sein, um Signalisierungsinformation (Signalisierungs-Flags) ausgegeben. Diese Informationen können beispielsweise an ein Software-Modul übergeben werden, welches die Korrelationswerte in einem sehr viel feineren Raster als B\_Sample interpoliert (Feinkorrelation) und damit eine hochgenaue Schätzung einer Ankunftszeit des Synchronisationssignals finden kann. Außerdem können aus den Korrelationswerten weitere Qualitätswerte bestimmt werden.

**[0074]** Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel ist die zweite Detektionseinrichtung ausgebildet, um ein Positionssignal auszugeben, das eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals anzeigt, um die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal anzuzeigen.

**[0075]** Gemäß einem weiteren Aspekt liefert die vorliegende Erfindung eine Empfängereinheit, die beispielsweise ein Korrelationsbord, eine Prozessoreinheit und eine optische Internetschnittstelle aufweist, eine Prozessoreinheit und eine optische Internetschnittstelle. Darüber hinaus kann die Empfängereinheit einen Takt- und Triggeregenerator umfassen, der alle notwendigen Taktsignale für eine Antenneneinheit und die Empfängereinheit zur Verfügung stellt. Die Verteilung der Signale kann dabei beispielsweise über Lichtwellenleiter oder Koaxialkabel erfolgen.

**[0076]** Zur besseren Integration kann das Korrelationsboard, auf dem die für eine Korrelationsberechnung notwendigen Funktionalitäten zusammengefasst sind, beispielsweise als reine PCIx-Einsteckkarte ausgeführt sein. Somit können alle vorhandenen Be- und Entlüftungsmechanismen der Prozessoreinheit genutzt werden. Durch Verwendung handelsüblicher optischer Interneteinsteckkarten (10/100 Mbps) erfolgt eine Anwendung eines Steuerlinks ebenfalls direkt an die Prozessoreinheit.

**[0077]** Im Korrelationsbord können beispielsweise alle Algorithmen zur Sendezeitpunktbestimmung (Synchronisation) als Softwaremodule angeordnet und auf einer kommerziell verfügbaren Rechenplattform basiert portiert werden. Bevorzugt werden große Teile der Algorithmen als Hardwaremodule auf eine FPGA-Plattform implementiert (FPGA = Field Programmable Gate Array).

**[0078]** Die Empfängereinheit kann ferner ausgebildet sein, um Signale von einer Mehrzahl von Sendern, beispielsweise 150 Sender, zu verarbeiten. Sollen beispielsweise Signale von einem bestimmten Sender empfangen werden, so wird erfindungsgemäß auf diesem bestimmten Sender unter Verwendung des oben stehend beschriebenen erfindungsgemäßen Konzeptes zu synchronisieren.

**[0079]** [Fig. 3](#) zeigt ein prinzipielles Blockdiagramm des erfindungsgemäßen Korrelationsbords, der in der Empfängereinheit angeordnet ist.

**[0080]** Das Korrelationsbord weist einen Eingang **301** auf, der mit einer Schnittstelle **303**, beispielsweise einer Lichtwellenleiterschnittstelle bei 2.6 Gigabit (LWL). Ein Ausgang der Schnittstelle **303** ist mit einem Eingang eines Verarbeitungsblocks **305** gekoppelt. Der Verarbeitungsblock **305** kann beispielsweise eine Datendemultiplexerfunktionalität, eine Synchronisations- und Akquisitionsfunktionalität aufweisen. Diese Funktionalitäten können beispielsweise in einem FPGA integriert sein.

**[0081]** Der Verarbeitungsblock **305** umfasst eine Mehrzahl von Ausgängen, wobei jeder Ausgang mit jeweils einem Tracking-Algorithmusblock **306** (zweite Detektionseinrichtung) gekoppelt ist. Jeder der Tracking-Algorithmusblöcke **306** weist einen Ausgang auf, wobei die Mehrzahl der Ausgänge der Tracking-Algorithmusblöcke **306** mit einem Paketmanagerblock **308** gekoppelt ist. Dabei können die Tracking-Algorithmusblöcke **306** und der Paketmanagerblock **308** beispielsweise also FPGA-Module ausgebildet sein.

**[0082]** Der Paketmanagerblock **308** ist über eine Schnittstelle **310**, beispielsweise eine PCIx-Schnittstelle mit einem Anschluss **312** gekoppelt.

**[0083]** Das Korrelationsbord umfasst ferner eine Spannungsversorgungseinheit **314** sowie einen weiteren Verarbeitungsblock **316**. Der weitere Verarbeitungsblock **316** ist beispielsweise ausgebildet, um eine Generierung eines Triggers und eines Referenztaktes für einen Datenlink per PLL durchzuführen. An einen Eingang des weiteren Verarbeitungsblock **316** sind über einen Anschluss **318** Daten von einem Takt- und einem Trig-

gergenerator anlegbar, die beispielsweise per Koaxialkabel übermittelt werden.

**[0084]** Das in [Fig. 3](#) dargestellte Korrelationsbord ist in vier Abschnitte gegliedert: die Datenlinkschnittstelle, die PCIx-Schnittstelle, die Takt- und Triggeneraufbereitung und die Datenverarbeitung.

**[0085]** Analog zu einer Sendeeinheit der Datenlinks wird für den Empfang des Datenstroms die Gigabittechnologie eingesetzt. Sie übernimmt alle notwendigen Schritte, wie beispielsweise Synchronisation, Byte-Alignment Taktaufbearbeitung etc. zum Empfang der Daten. Hierzu kann beispielsweise ein FPGA vorgesehen werden, das ausschließlich diese Aufgabe erfüllt und die Daten weiter verteilt. Zur Entwicklung der Algorithmen und deren Inbetriebnahme ist ein weiteres FPGA vorgesehen. Es soll alle notwendigen Operationen aufnehmen, die zur Verarbeitung eines Senders notwendig sind. Ein weiteres FPGA bildet die Schnittstelle zur Prozessoreinheit. Es handelt sich dabei um einen Funktionsblock, der in das FPGA implementiert ist, und der die Spezifikation von PCIx erfüllt und andererseits notwendige Anpassung an den Algorithmus ermöglicht.

**[0086]** Die Triggersignale aus einer Antenneneinheit werden mit dem Takt und Triggenerator synchronisiert. Durch eine Verteilung eines Triggersignals auch an das Korrelationsbord wird es nun möglich, die Synchronität aller Empfänger auch bei Ausfall und Wiederaufstarten einer Antenneneinheit zu gewährleisten, falls in der Empfangseinheit eine Mehrzahl von Empfängern angeordnet ist. Im Einzelnen bedeutet dies die folgenden Schritte. Das Triggersignal der Antenneneinheit, das auf dem Korrelationsbord aus den erhaltenen Synchronisationsdaten reproduziert wird, wird mit dem Trigger-Signal kommend vom Takt- und Triggenerator verglichen und auf Plausibilität (richtige Periode, etc.) überprüft. Die Verzögerung (Delay) aus den beiden Triggersignalen wird bestimmt und ausgeglichen, wobei der Verzögerungswert von einem absoluten Systemstartzeitpunkt abgezogen wird.

**[0087]** [Fig. 4](#) zeigt ein prinzipielles Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers.

**[0088]** Der Empfänger umfasst eine Antenneneinheit **401**, die einen Ausgang **403** und einen Eingang **405** aufweist. Der Ausgang **403** ist über eine Leitung mit einer Verzögerung  $\Delta t_3$  mit einem Korrelationsbord **407**, das von einer Empfängereinheit **409** umfasst ist, gekoppelt.

**[0089]** Der Empfänger umfasst ferner einen Takt- und Triggenerator **411**, dessen erster Ausgang mit einem Eingang des Korrelationsbords **407** verbunden ist und dessen zweiter Ausgang über eine Leitung mit einer Verzögerung  $\Delta t_1$  mit dem Eingang **405** der Antenneneinheit verbunden ist. Dabei beträgt die Verzögerung der Antenneneinheit **401**  $\Delta t_2$ , und die Verzögerung des Korrelationsbords **407**  $\Delta t_4$ .

**[0090]** Dabei beschreibt  $\Delta t_1$  eine Laufzeit vom Takt- und Triggenerator **411** zur Antenneneinheit **401**, wobei die Kabellänge beispielsweise geringer als 400 Meter ist, und wobei ein Maximalwert der Verzögerung bei 1, 4 Mikrosekunden liegt.  $\Delta t_2$  gibt die Verzögerung der Aufbereitung in der Antenneneinheit an. Ein Maximalwert dieser Verzögerung liegt beispielsweise bei 100 ns.  $\Delta t_3$  gibt die Laufzeit von der Antenneneinheit zum Takt- und Triggenerator an, wobei eine Kabellänge geringer als 400 m sein kann. Diese Laufzeit sollte bevorzugt nahe bei  $\Delta t_1$  liegen. Ein Maximalwert für diese Laufzeit beträgt beispielsweise 1.4 Mikrosekunden. Die Verzögerung der Aufbereitung auf dem Korrelationsbord wird durch  $\Delta t_4$  angegeben. Ein Maximalwert dieser Verzögerung liegt beispielsweise bei 100 ns.

**[0091]** Aus den obigen Verzögerungen kann nun eine Gesamtverzögerung des Triggersignals, das über die Antenneneinheit zum Korrelationsbord gelangt, zu dem, das direkt vom Takt- und Triggenerator kommend am Korrelationsbord anliegt, von maximal 3 ms bestimmt werden. Um eine eindeutige Zuordnung der einzelnen Triggersignale untereinander zu erreichen, muss die Triggerperiode größer als die doppelte Verzögerung sein, das heißt größer als eine zweifache Summe über die Einzelverzögerungen  $\Delta t_1$  bis  $\Delta t_4$ .

**[0092]** Wie es bereits erwähnt worden ist, werden Teile der Algorithmen zur Sendezeitbestimmung (Synchronisation) in Hardware umgesetzt. Die notwendigen weiteren Schritte werden beispielsweise von einem Prozessor übernommen. Bei diesem Prozessor muss es sich nicht zwingender Weise um einen PPC handeln, es ist ebenso möglich eine herkömmliche Prozessorvariante zu verwenden.

**[0093]** Das Hardware-Modul liegt in der Implementierung für jeden Sender, der mit der erfindungsgemäßen Empfangseinheit kommuniziert, einmal vor. Dagegen kann die Software so ausgeführt werden, dass sie nur einmal vorkommt und alle Sender auswertet. Dabei kann eine Schnittstelle zwischen dem Hardware- und dem Software-Modul aus Gründen einer günstigeren Implementierung gegebenenfalls auch verschoben werden. So werden zum Beispiel nicht alle Teilrelationswerte im FPGA korrelerent aufaddiert (mit Rotationsterm, Phasen-

relation und so weiter) sondern erst in der Software.

**[0094]** Im Folgenden wird die erfindungsgemäße Triggerung und Empfangssignal-Fensterung (Abschnitt des Empfangssignals) beschrieben.

**[0095]** Der Akquisitions-Algorithmus übergibt dem Tracking-Algorithmus ein Pre-Trigger-Signal  $a_{pre-trigger}$ , welches genau  $a_{predist}$  B\_samples ausgelöst wird, bevor der Tracking-Algorithmus das nächste Empfangssignal-Fenster aufmachen soll. Dieser Pre-Trigger wird nach dem Fund eines A-Bursts aktiviert.

**[0096]** Beim Auslösen des Fensterstarts können je nach Implementierung und Konfiguration des Senders zwei Situationen vorkommen. [Fig. 5](#) verdeutlicht die zeitlichen Zusammenhänge.

**[0097]** Im oberen Diagramm von [Fig. 5](#) beschreibt  $t_A$  den Start-Zeitpunkt des A-Bursts im Empfangssignal,  $t_F$  ist der korrekte Start-Zeitpunkt des Fensters zu den T-Burst, und  $t_P$  ist der Zeitpunkt, wann der Akquisitions-Algorithmus den A-Burst erkannt hat und den Pre-Trigger auslösen könnte. Der Zeitraum  $t_P - t_A$  vom Abstand des A- zum nachfolgenden T-Burst bestimmt, wobei das Fenster bereits B\_samples vor der Korrelationssequenz des T-Burst startet, und wird somit durch die Konfiguration des Senders festgelegt.

**[0098]** Am Eingang des Tracking-Algorithmus wird stets davon ausgegangen, dass der Pre-Trigger genau B\_samples vor dem gewünschten Fenster-Start kommt. Je nach Implementierung und Sender-Konfiguration kann entweder die Situation im oberen Diagramm oder im unteren Diagramm von [Fig. 5](#) erhalten werden, wann der Akquisitionsalgorithmus den A-Burst auffindet, und wann das Fenster für den T-Burst gestartet werden muss.

**[0099]** Wenn der Abstand  $t_F - t_B$  größer als  $a_{predist}$  [in B\_samples] ist, dann würde der A-Algorithmus den Pre-Trigger zu früh auslösen. In diesem Fall muss der A-Algorithmus den Pre-Trigger bis zu einem Zeitpunkt  $T_B$  verzögern, so dass  $t_F - t_B = a_{predist}$ , und den verzögerten Trigger an den T-Algorithmus weitergeben. Der FIFO-Puffer vor dem Eingang des C-Algorithmus darf in diesem Fall das Eingangssignal gar nicht verzögern.

**[0100]** Wenn der Abstand  $t_F - t_P < a_{predist}$  ist, dann würde der Akquisitions-Algorithmus den Pre-Trigger zu spät auslösen. In diesem Fall muss der FIFO-Puffer das Eingangssignal um  $a_{predist}$  ( $t_F - t_P$ ) die P-samples verzögern, so dass dahinter der korrekte Fensterstart zum Zeitpunkt  $t_F$  erfolgt mit  $t'_F - t_P = a_{predist}$ . Dabei löst der Akquisitions-Algorithmus den Pre-Trigger unverzögert aus, sobald er einen A-Burst findet, also zum Zeitpunkt  $t_P$ .

**[0101]** In [Fig. 6](#) sind beispielhaft vier Zeitsignale dargestellt: Das (unverzögerte) Empfangssignal basesig, das Pre-Trigger-Signal  $a_{pre-trigger}$ , das Ausgangssignal des FIFOs sowie die Position der Korrelationssequenz, mit der der T-Burst im Empfänger korreliert wird (während der Teilkorrelationsberechnung).

**[0102]** Im obigen Bild wird davon ausgegangen, dass  $recsigdel$  positiv ist, dass der untere Fall aus [Fig. 5](#) vorliegt. Wie oben beschrieben sind hier wieder der Start des A-Bursts  $t_A$  (gemessen in seinem ersten gültigen B\_sample, das heißt ohne Einschwingvorgänge der Filter) der Zeitpunkt  $t_P$  des Pre-Triggers und der gewünschte Fenster-Start  $t'_F$  im (durch den FIFO) verzögerten Empfangssignal eingezeichnet.

**[0103]** Es sollte beachtet werden, dass der T-Burst implementierungsbedingt mit ein paar gepaddeten Nullen beginnt. Der T-Burst-Start ist jedoch bereits das erste B\_sample, das heißt, die erste gepaddete Null.

**[0104]** Der Abstand (1) der beiden Burst-Starts (beim A-Burst gemessen ab dem ersten gültigen B-sample ohne Filtereinschwingungen, beim T-Burst hingegen gemessen ab der ersten vorne gepaddeten Null) ist  $a_{dist_B} - a_{initdel}$  (in B\_samples) und ist somit allein von der Senderkonfiguration bestimmt. Hierbei ist  $a_{dist_B}$  der Wert von  $at_{dist}$  (in S\_cycles) umgerechnet auf B\_cycles und kann somit nicht ganzzahlig werden.

**[0105]** Hingegen ist der Abstand (2) von  $t_P - t_A$  ein reines Processing Delay, also implementierungsabhängig. Sein Wert beträgt  $a_{algorithshift} + a_{pipdel}$ .

**[0106]** Mit (3) wird der Abstand  $t'_F - t_P = a_{predist}$  (in B-samples) gekennzeichnet.

**[0107]** In  $t'_F$  beginnt die Fensterung des Empfangssignals, und die Korrelationssequenz wird „ganz links“ an das Empfangssignal angelegt. Dabei erfolgt die Fensterung so, dass eine optimale Überdeckung zwischen

empfangenem T-Burst und Korrelationssequenz in der Mitte der berechneten  $t_{\text{nocorrvals}}$  Korrelationswerte zu erwarten ist. Der „Vorlauf“ beträgt also  $t_{\text{nocorrvals}}/2$  Korrelationswerte, was einem Vorlauf (4)  $t_{\text{noprecorrvals}} = t_{\text{nocorrvals}}/2 \cdot B_{\text{samples}}$  im Empfangssignalfenster entspricht.

**[0108]** Schließlich muss noch berücksichtigt werden, dass der T-Burst im Sender und die dazugehörige Korrelationsfrequenz im Empfänger unterschiedlich lang mit Nullen gepaddet werden. Für den T-Burst  $X = 0/1$  des betrachteten Senders besitzt die Länge des Zero-Paddings am Start den Wert  $tX_{\text{startpadlen}}$ , für die zugehörige Korrelationsfrequenz im Empfänger ist die Zero-Padding-Länge  $tX_{\text{frontpaddlength}}$ . Dementsprechend beginnt die Korrelationsfrequenz bereits  $tX_{\text{frontpaddlength}} - tX_{\text{startpadlen}}$  B-samples vor dem verzögerten T-Burst, wobei dieser Wert für einen Sender für  $X = 0$  und  $1$  stets gleich ist. Auch bei der FIFO-Verzögerung muss diese Längendifferenz (5) des Zero-Paddings berücksichtigt werden. Durch das längere Zero-Padding in der Korrelationssequenz muss auch das Empfangssignal-Fenster deutlich länger werden als T-Burst.

**[0109]** Weiterhin ist in [Fig. 6](#) die Verzögerung (6) im FIFO zu sehen. Diese Verzögerung  $\text{recsigdel}$  (in B-samples) kann, wie es in [Fig. 7](#) dargestellt ist, berechnet werden, wobei  $\text{at\_dist\_Brnd}$  der gerundete Wert von  $\text{at\_dist\_B}$  ist.

**[0110]** [Fig. 8](#) zeigt ein Flußdiagramm der erfindungsgemäßen Signalverarbeitung:

- der Fensterstart des Empfangssignals kann entweder vom T-Algo selbst oder aber vom A-Algo getriggert werden
- der A-Algo benutzt zum Starten des Fensters keinen Trigger sondern einen Pre-Trigger, der eine festgelegte Anzahl  $a_{\text{predist}}$  B-samples vor dem Fensterstart aktiviert wird. Dadurch erreicht man, dass auch bei max. Frequenzversatz  $\text{maxfreqoffppm}$  und maximal langer Prädiktion im T-Algo (d.h. über  $t_{\text{losttrackthresh}} + 1$  T-Burst-Perioden zu je  $t_{\text{burstperiod\_B}}$  B-samples) der Pre-Trigger des A-Algos stets vor dem Trigger des T-Algos kommt, d.h.

$$a_{\text{predist}} \geq (t_{\text{losttrackthresh}} + 1) \cdot t_{\text{burstperiod}} \cdot B \cdot \text{maxfreqoffppm} \cdot 10^{-6}.$$

**[0111]** In dem Beispiel im folgenden Abschnitt wird die Motivation des Pre-Triggers und seine Funktion näher erläutert.

- das Verlassen des Wartezustands wird vom ersten Trigger ausgelöst, d.h. entweder dem T-Trigger oder dem A-Pre-Trigger
- wenn der A-Pre-Trigger den Wartezustand beendet hat, dann müssen vor dem Start der Empfangssignalfensterung  $a_{\text{predist}}$  B-samples abgewartet werden; im Falle des T-Triggers kann der Fensterstart sofort erfolgen
- im Hauptteil der Ablaufsteuerung wird zuerst bestimmt, welcher der zwei im Minisender einprogrammierten T-Bursts gesendet worden ist (Nr. 0 oder Nr. 1); die Korrelation und alle weiteren Berechnungen sind für die Parameter dieses T-Bursts durchzuführen. Zur Bestimmung des ausgestrahlten T-Bursts wird ein Flag  $t_{\text{choice}}$  verwendet, das innerhalb der Ablaufsteuerung berechnet werden kann, wie es in [RD6] beschrieben ist.
- Für die korrekte Bestimmung des T-Burst (unter den zwei Möglichkeiten), den der Sender abgestrahlt hat, muss innerhalb der Ablaufsteuerung ein Zähler  $a_{\text{multipl\_cntr}}$  mitgeführt werden, wie er in [RD6] beschrieben ist; im Unterschied zum Minisender reicht es im Empfänger jedoch, wenn  $a_{\text{multipl\_cntr}}$  vor dem 1. T-Burst einer Akquisitions-Periode (und nicht bereits vor dem A-Burst) auf 0 zurückgesetzt wird
- bei der Empfangssignalfensterung werden ab dem aktuellen Empfangssignals-Sample  $t_{\text{paddcorseqlen}} + t_{\text{nocorrvals}} - 1$  B-samples in einen Puffer kopiert, wobei
  - $t_{\text{paddcorseqlen}}$  die Länge der zero-padded Korrelationssequenz ist
  - $t_{\text{nocorrvals}}$  die Anzahl zu berechnender Korrelationswerte ist.
- die SNIR-Schätzung erfolgt im FPGA nach der Formel

$$\text{SNIRest} = t_{\text{SNIRcorrfact}} \cdot \text{maxsqcorr} / \text{abs}(\text{recenerg} \cdot t_{\text{corseqlen}} - \text{maxsqcorr})$$

**[0112]** Dabei ist

- $\text{SNIRest}$  das geschätzte SNIR (in linearem Maß)
- $\text{maxsqcorr}$  der im Teilkorrelations-Algorithmus gemessene maximale quadrierte Korrelationsbetrag
- $\text{abs}()$  die Betrag-Funktion, um numerische Probleme zu umgehen (falls der Nenner des obigen Ausdrucks negativ wird)
- $\text{recenerg}$  die im Teilkorrelations-Algorithmus gemessene Energie im Empfangssignals über die Länge der (zero-padded) Korrelationssequenz

- $t_{\text{corrseqenerg}}$  die Energie der gespeicherten Korrelationssequenz; dieser Wert hängt vom Sendeburst ab, d.h., bei Bestimmung des ausgestrahlten Sendebursts wählt das Hardware-Modul unter den zwei möglichen Werten aus
- $t_{\text{SNIRcorrfact}}$  ein Korrektur-Faktor, der die Länge des Zero-Paddings in der Korrelationssequenz berücksichtigt; dieser Wert hängt vom Sendeburst ab, d.h., bei Bestimmung des ausgestrahlten Sendebursts wählt das Hardware-Modul unter den zwei möglichen Werten aus
  - ein T-Burst gilt dann als gültig bzw. gefunden, wenn das geschätzte SNIRest größer als eine Schwelle  $t_{\text{SNIRthresh}}$  ist; diese Schwelle muss so gewählt werden, dass zwar noch genügend viele T-Bursts gültig erklärt werden, dass aber andererseits die Wahrscheinlichkeit des fälschlichen Fundes eines T-Bursts an einer Position, wo gar kein T-Burst ist, gering bleibt.
  - wird ein T-Burst gefunden ( $\text{SNIRest} \geq t_{\text{SNIRthresh}}$ ), dann ist der T-Algo wieder synchronisiert und beginnt mittels seines T-Triggers, die nächsten Fensterstarts zu präzisieren; weiterhin werden die Korrelationswerte zur genaueren Analyse an das Software-Modul „Feinkorrelation“ übergeben
  - die Übergabe der Korrelationswerte an die Feinkorrelation stellt die unidirektionale Schnittstelle zwischen FPGA-Hardware und Software dar; die Beschreibung der Feinkorrelations-Software erfolgt in Kapitel 10
  - bei gültigen Bursts wird der T-Trigger für den nächsten Fensterstart ausgehend von der Position des im Teilkorrelations-Algorithmus gefundenen Korrelationsmaximums präzidiert; zu dieser Position werden  $t_{\text{burstperiod\_Brnd}} B_{\text{samples}}$  für eine T-Burst-Periode hinzugezählt und  $t_{\text{noprecorrvals}} B_{\text{samples}}$  wieder abgezogen, damit das Fenster der Breite  $t_{\text{nocorrvals}} = 2 \cdot t_{\text{noprecorrvals}}$  Korrelationswerten nahezu symmetrisch um das präzidierte nächste Korrelationsmaximum herum liegt
  - zur Feststellung, ob der T-Algo gerade synchronisiert ist, wird ein Flag `synchlossflag` benutzt, das im Falle einer Synchronisierung den Wert 0 besitzt und 1 ist, wenn der T-Algo nicht synchronisiert ist
  - während er synchronisiert ist, führt der T-Algo mit der Variablen `nolosttracks` stets Buch darüber, wieviele der letzten T-Bursts in Folge verloren worden sind,
  - wird der aktuelle T-Burst nicht gefunden ( $\text{SNIRest} < t_{\text{SNIRthresh}}$ ), dann wird überprüft, ob der T-Algo gerade synchronisiert ist; ist dies nicht der Fall, so wird sofort zum Warten auf den nächsten A-Pre-Trigger übergegangen
  - ist hingegen der T-Algo noch synchronisiert, so wird geschaut, ob er mit dem Verlust des aktuellen T-Bursts auch die Synchronisation verliert; dies ist dann der Fall, wenn er zuvor schon  $t_{\text{losttrackthresh}}$  T-Bursts in Folge verloren hatte, d.h.  $\text{nolosttracks} \geq t_{\text{losttrackthresh}}$ ; in diesem Fall wird die Feinkorrelations-Software mittels der `synchlossflag==1` angewiesen, der ZRE den Verlust der Synchronisierung mitzuteilen; damit weiß der Baler in der ZRE, dass fortan bis zu einer Re-Akquisition erst einmal keine TOA-Werte von diesem Empfänger kommen werden; weiterhin deaktiviert der T-Algo seinen T-Trigger, so dass jetzt nur noch eine erfolgreiche Re-Akquisition durch den A-Algo den T-Algo wieder lostriggern lassen kann
  - sind bis (einschließlich) zum aktuellen T-Burst nicht mehr als  $t_{\text{losttrackthresh}}$  T-Bursts in Folge verlorengegangen ( $\text{nolosttracks} < t_{\text{losttrackthresh}}$ ), dann wird die Feinkorrelation für die berechneten Korrelationswerte aktiviert, selbst wenn der T-Burst nicht als gültig gilt und die Feinkorrelation deshalb wahrscheinlich sehr schlechte Qualitätswerte ermitteln wird; weiterhin wird der T-Trigger für den nächsten Fensterstart ausgehend vom aktuellen Fensterstart präzidiert: zu dieser Position werden einfach  $t_{\text{burstperiod\_Brnd}} B_{\text{samples}}$  (für eine T-Burst-Periode) hinzugezählt

**[0113]** [Fig. 9](#) zeigt ein Beispiel für einen Pre-Trigger des A-Algorithmus für  $t_{\text{losttrackthlesch}} = 2$ .

- (1)  $t_{\text{burstperiod\_B}}$
- (2)  $a_{\text{predist}}$
- (3) T-Trigger und korrekter Fensterstart des letzten gefundenen T-Bursts
- (4) falscher (präzidiertes) T-Trigger von nicht gefundenen T-Bursts
- (5) korrekter Fensterstart für nicht gefundene T-Bursts
- (6) Pre-Trigger des A-Algos abgeleitet aus A-Burst

**[0114]** Das Bild zeigt den Worst Case, wie der (präzidierte) Trigger des T-Algos vom korrekten Fensterstart weglafen kann: In (3) wird zum letzten Mal tatsächlich ein T-Burst gefunden – hier stimmen also T-Trigger und der korrekte Fensterstart noch überein. Nun wird über  $t_{\text{burstperiod\_B}} B_{\text{samples}}$  hinweg der nächste Fensterstart präzidiert und in (4) jeweils ein T-Trigger ausgelöst. Wenn wir maximalen Frequenzversatz haben, dann liegt der korrekte Fensterstart aber nicht in (4) sondern jeweils in (5), was sich aufgrund der verlängerten T-Burst-Periode stetig weiter von (4) entfernt. Nehmen wir an, dass beim Triggern in (4) jeweils keine T-Bursts gefunden werden. Der letzte T-Trigger wird in (4'), nämlich  $t_{\text{losttrackthresh}} + 1$  (hier drei) T-Burst-Perioden nach dem letzten gefundenen T-Burst (3) präzidiert; noch weiter wird niemals präzidiert, weil nach  $t_{\text{losttrackthresh}} + 1$  nacheinander verlorenen T-Bursts ein Synchronisation Loss erfolgt und fortan der T-Trigger deaktiviert ist (es kann dann nur noch der A-Algo triggern). Der zu (4') gehörige korrekte Fensterstart ist (5'); nehmen wir an, dass vor diesem T-Burst ein A-Burst liegt. Dann muss der A-Pre-Trigger in (6), also vor

(4') kommen, damit der korrekte Fensterstart in (5') statt beim falschen prädizierten T-Trigger in (4') erfolgt. Dieser Abstand von (6) zu (5') ist  $a\_predist \geq (t\_losttrackthresh + 1) \cdot t\_burstperiod\_B \cdot maxfreqoffspmm * 10 - 6$ .

**[0115]** Das Processing Delay, welches sich durch die Ausführung des Akquisitions-Algorithmus ergibt und im Block FIFO berücksichtigt werden muss, wird im folgenden durch die Parameter  $a\_algoshift$  und  $a\_pipdel$  beschrieben.

**[0116]**  $A\_algoshift$  gibt die Differenz zwischen dem Start des Akquisitions-Bursts und dem gefundenen Korrelationspeak in  $B\_samples$  an, welche sich aus den verwendeten Filterlängen bei jeweils unterschiedlicher Frequenz, der Länge des Akquisition-Bursts und dem Parameter Windowlength total ergibt, während  $a\_pipdel$  die Verzögerung in  $B\_samples$  bezeichnet, die sich aus der Implementierung des Empfänger-Algorithmus in der Hardware ergibt.

**[0117]** In [Fig. 10](#) ist eine Berechnung der Differenz veranschaulicht.

**[0118]** [Fig. 11](#) zeigt einen Grundaufbau eines erfindungsgemäßen Empfängers für die Akquisition.

**[0119]** Der Empfänger umfasst einen Verarbeitungsblock **1101** mit einem Eingang und einer Mehrzahl von Ausgängen, die mit einem Filter **1103** gekoppelt sind. Das Filter **1103** weist eine Mehrzahl von Ausgängen aus, die mit einem Korrelationsblock **1105** gekoppelt sind. Der Korrelationsblock **1105** umfasst einen Ausgang, der mit einer Überabtast-Einrichtung **1107** gekoppelt ist. Die Überabtast-Einrichtung **1107** weist einen Ausgang auf, der mit einem weiteren Verarbeitungs-Block **1109** gekoppelt ist. Der weitere Verarbeitungs-Block **1109** weist einen Ausgang auf.

**[0120]** Das von dem Verarbeitungs-Block **1101** empfangene Signal wird unterabtastet und es wird eine  $fs/4$  Mischung durchgeführt, wobei  $fs$  die Abtastfrequenz bezeichnet. Das resultierende Signal wird in Polyphasen aufgeteilt, wobei die Polyphasen über die Mehrzahl der Ausgänge dem Filter **1103**, das ein Matched-Filter sein kann, zugeführt. Das Filter **1103** umfasst beispielsweise eine Mehrzahl von Einzelfiltern, wobei jedes der Einzelfilter der jeweiligen Polyphase zugeordnet ist. Auf der Basis der gefilterten Signale wird in dem Korrelationsblock **1105** eine Korrelation durchgeführt, die dann in der Überabtasteinrichtung **1107** überabtastet wird. Das von dem Korrelationsblock **1107** gelieferte Signal wird dem weiteren Verarbeitungsblock **1109** zugeführt. Der weitere Verarbeitungsblock **1109** ist ausgebildet, um eine Berechnung der Positionen der Korrelationsmaxima durchzuführen sowie um ein Trägersignal auszugeben.

**[0121]** Der Eingang 0-1 gibt das ins komplexe Basisband gemischte Empfangssignal im Abtasttakt  $B\_clock$  an die Ebene 0-2 weiter.

**[0122]** Am Ausgang 0-7 wird das in Ebene 0-6 für einen der 150 Sender erhaltene Träger-Signal im Abtasttakt  $B\_clock\_4$  an den an den Block weitergeleitet, in dem Teil-Korrelationswerte im Tracking-Algorithmus berechnet werden, weitergegeben. Das Träger-Signal hat den Wert 1 im Falle eines detektierten Korrelationsmaximums, ansonsten ist das Träger-Signal identisch 0. Um aufgrund dieses Träger-Signals den Ausschnitt innerhalb dessen der dem detektierten Akquisitions-Burst folgende Tracking-Burst gesucht werden soll, herauszuschneiden zu können, muss das am Eingang 0-1 anliegende Signal, also das "Empfangs-Signal", abhängig von den Gruppen-Laufzeiten der verwendeten Filter, der für den Akquisitions-Algorithmus benötigten Zeit usw. verzögert werden.

**[0123]** Wie es bereits erwähnt wurde, ist der in [Fig. 11](#) gezeigte Empfänger ausgebildet, um eine Akquisition (Grob-Synchronisation) im Falle von einer Mehrzahl von Sendern, auf die synchronisiert werden soll, ausgebildet. Die Ebene 0-4 hat daher beispielsweise einen Ausgang für jeden der 150 Sender. Damit existieren die Blöcke 0-5 und 0-6 sowie der Ausgang 0-7 ebenfalls 150-Mal.

**[0124]** Gemäß einem weiteren Aspekt schafft die vorliegende Erfindung eine Vorrichtung zum Synchronisieren eines Empfängers und eines Senders, wobei der Sender ausgebildet ist, um ein Synchronisations-Signal, das auf einem Grobsynchronisationssignal für eine Grob-Synchronisation und auf einem Feinsynchronisationssignal für eine Fein-Synchronisation basiert, auszusenden.

**[0125]** Die Vorrichtung zum Synchronisieren umfasst eine Abtast-Einrichtung zum Abtasten einer Empfangs-Version des Synchronisations-Signals, um ein Empfangs-Signal zu liefern, eine Signal-Verarbeitungseinrichtung, wie sie obenstehend beschrieben worden ist, wobei die Signal-Verarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um ein Positions-Signal zu liefern, das eine Position des Synchronisations-Signals in dem Empfangs-

signal anzeigt und eine Steuereinrichtung zum Steuern eines Abtastzeitpunktes der Abtasteinrichtung in Abhängigkeit von dem Positionssignal, um den Empfänger und den Sender zu synchronisieren.

**[0126]** Durch die Steuerung der Abtastzeitpunkte der Abtast-Einrichtung kann somit eine Block-Synchronisation erreicht werden.

**[0127]** Neben einer Empfangsstruktur liefert die vorliegende Erfindung gemäß einem weiteren Aspekt eine Vorrichtung zum Erzeugen eines Synchronisationssignals, das aussendbar ist, um einen Empfänger und einen Sender zu synchronisieren. Die Vorrichtung umfasst eine Einrichtung zum Liefern eines Grobsynchronisationssignals mit einer ersten Bandbreite und eines Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Bandbreite, wobei die zweite Bandbreite geringer als die erste Bandbreite ist, und einer Einrichtung zum Bereitstellen des Synchronisationssignals unter Verwendung des Grobsynchronisationssignals und des Feinsynchronisationssignals.

**[0128]** Das Synchronisationssignal umfasst dabei das Grobsynchronisationssignal sowie das Feinsynchronisationssignal sowie eine beliebige Kombination der beiden Signale, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um das Feinsynchronisationssignal zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal bereit zu stellen. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass bei einer Aussendung des Synchronisationssignals das Grobsynchronisationssignal, das für eine Grob-Synchronisation im Empfänger vorgesehen ist, vor dem Feinsynchronisationssignal ausgesendet wird, so dass, im Empfänger, zunächst das Grobsynchronisationssignal detektiert wird, um einen Abschnitt des Empfangs-Signals festzulegen, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, und um unter Verwendung des Feinsynchronisationssignals eine Synchronisation durchzuführen.

**[0129]** Die Einrichtung zum Bereitstellen kann ausgebildet sein, um das Feinsynchronisationssignal an das Grobsynchronisationssignal anzufügen, so dass die so entstandene Präambel (Synchronisationssignal) beispielsweise zweiteilig ist. Die Einrichtung zum Bereitstellen kann ferner ausgebildet sein, um eine Mehrzahl von Feinsynchronisationssignalen bzw. um eine Mehrzahl von Kopien der Feinsynchronisationssignale aneinander anzufügen, so dass im Empfänger eine genauere Positionsbestimmung des Feinsynchronisationssignals möglich ist.

**[0130]** Gemäß einem weiteren Aspekt ist die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet, um das Feinsynchronisationssignal zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal so bereitzustellen, dass zwischen einer Bereitstellung des Grobsynchronisationssignals und einer Bereitstellung des Feinsynchronisationssignals ein vorbestimmtes Zeitintervall liegt. Dieses Zeitintervall kann beispielsweise gleich einer Detektionsverzögerung im Empfänger sein und wird eingefügt, um nach einer Detektion des Grobsynchronisationssignals im Empfänger das Feinsynchronisationssignal noch erfassen zu können. Darüber hinaus kann die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet sein, um eine Mehrzahl von Feinsynchronisationssignalen zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal bereit zu stellen. Die Feinsynchronisationssignale können entweder direkt aufeinander folgen oder es kann zwischen den Feinsynchronisationssignalen wieder eine Zeitverzögerung eingestellt werden, mit der ein Abstand zwischen aufeinander folgenden Feinsynchronisationssignalen beispielsweise einer Größenordnung einer Verzögerung aufweist, die mit einer Positionsbestimmung des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangs-Signals einhergeht.

**[0131]** Die Einrichtung zum Bereitstellen kann ferner ausgebildet sein, um die Mehrzahl von Feinsynchronisationssignalen beispielsweise als eine Folge durch zeitliches Anfügen von Kopien des Feinsynchronisationssignals aneinander bereit zu stellen, so dass, wie es bereits erwähnt worden ist, zwischen den Feinsynchronisationssignalen keine Verzögerung auftritt.

**[0132]** Gemäß einem weiteren Aspekt umfasst die Einrichtung zum Bereitstellen ein Impulsformungsfilter zum Filtern des Grobsynchronisationssignals und/oder des Feinsynchronisationssignals. Das Impulsformungsfilter kann ferner ausgebildet sein, um das gesamte Synchronisationssignal zu filtern. Bei dem Impulsformungsfilter kann es sich beispielsweise um ein Cosinus-Roll-off-Filter handeln mit einem Roll-off-Faktor, der gleich 1 ist. In diesem Fall hat die Filter-Charakteristik im Frequenzbereich eine reine Cosinus-Form.

**[0133]** Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung hat der Impulsformungsfilter eine variable Charakteristik, so dass das Feinsynchronisationssignal und das Grobsynchronisationssignal unterschiedlich gefiltert werden.

**[0134]** Gemäß einem weiteren Aspekt ist die Einrichtung zum Liefern ausgebildet, um das Grobsynchronisationssignal aus einer Datenfolge und um das Feinsynchronisationssignal aus einer weiteren Datenfolge zu er-

zeugen, wobei eine Bandbreite der Datenfolge geringer als eine Bandbreite der weiteren Datenfolge ist.

**[0135]** Gemäß einem Ausführungsbeispiel umfasst die Einrichtung zum Liefern einen Speicher, in dem die Datenfolge und die weitere Datenfolge abgelegt sind und abgerufen werden können. Dabei kann das Grobsynchronisationssignal beispielsweise gleich der Datenfolge sein und das Feinsynchronisationssignal die weitere Datenfolge sein.

**[0136]** Die Einrichtung zum Liefern kann ferner einen Generator umfassen, der ausgebildet ist, um die Datenfolge oder/und die weitere Datenfolge zu erzeugen. Der Generator kann beispielsweise ausgebildet sein, um die Datenfolge aus einem Galois-Feld mit vier Elementen zu erzeugen. Darüber hinaus kann der Generator ausgebildet sein, um die weitere Datenfolge aus einem Galois-Feld mit vier Elementen oder mit mehr als vier Elementen zu erzeugen.

**[0137]** Zum Erzeugen der Datenfolge und/oder zum Erzeugen der weiteren Datenfolge kann der Generator einen Schieberegister umfassen, wobei der Generator ausgebildet ist, um eine Initialbelegung des Schieberegisters einzustellen. Dabei kann der Schieberegister geeignet verdrahtet sein, so dass in Abhängigkeit von der jeweiligen Initialbelegung verschiedene Datenfolgen und verschiedene weitere Datenfolgen realisierbar sind.

**[0138]** Die Einrichtung zum Liefern kann ferner eine Zuordnungs-Einrichtung umfassen, um jedem Element der Datenfolge eine komplexwertige Zahl zuzuordnen, um eine komplexwertige Folge zu erhalten, und/oder um jedem Element der weiteren Datenfolge eine komplexwertige Zahl zuzuordnen, um eine weitere komplexwertige Folge zu erhalten. Mit anderen Worten ausgedrückt ist die Zuordnungs-Einrichtung ausgebildet, um die Datenfolge auf die komplexwertige Folge zu mappen, und um die weitere Datenfolge auf die weitere komplexwertige Folge zu mappen, wobei die Datenfolge und die komplexwertige Folge dieselbe Anzahl von Koeffizienten aufweisen, und wobei die weitere Datenfolge und die weitere komplexwertige Folge dieselbe Anzahl von Koeffizienten aufweisen. Dabei kann die Anzahl der Koeffizienten der komplexwertigen Folge sich von der Anzahl der Koeffizienten der weiteren komplexwertigen Folge unterscheiden. Beide komplexwertigen Folgen können jedoch dieselbe Anzahl der Koeffizienten umfassen.

**[0139]** Das Grobsynchronisationssignal und/oder das Feinsynchronisationssignal können Bandpasssignale oder Basisbandsignale sein. Handelt es sich bei dem Grobsynchronisationssignal um ein Bandpasssignal, so umfasst die Einrichtung zum Liefern ferner einen Aufwärts-Mischer, um das Grobsynchronisationssignal durch Aufwärtsmischen der komplexen Folge zu erzeugen. Der Aufwärts-Mischer kann ferner ausgebildet sein, um das Feinsynchronisationssignal durch Aufwärtsmischen der weiteren komplexwertigen Folge zu erzeugen. Da das Grobsynchronisationssignal schmalbandiger als das Feinsynchronisationssignal ist, belegt das Grobsynchronisationssignal einen Bandpass-Bereich mit einer Mittenfrequenz, die sich von einer weiteren Mittenfrequenz eines weiteren Frequenz-Bereichs unterscheiden kann, der von dem Feinsynchronisationssignal belegt ist. Gemäß einem weiteren Aspekt können die Mittenfrequenz und die weitere Mittenfrequenz jedoch gleich sein.

**[0140]** Gemäß einem weiteren Aspekt kann die Einrichtung zum Liefern ausgebildet sein, um ein weiteres Feinsynchronisationssignal, dessen Bandbreite größer als die Bandbreite des Grobsynchronisationssignals ist, zu liefern. Das weitere Feinsynchronisationssignal kann sich von dem Feinsynchronisationssignal unterscheiden und beispielsweise orthogonal hierzu sein. Die Einrichtung zum Bereitstellen ist dann ausgebildet, um das weitere Feinsynchronisationssignal wie das Feinsynchronisationssignal zu behandeln, wie es obenstehend beschrieben worden ist.

**[0141]** Gemäß einem weiteren Aspekt kann die Einrichtung zum Liefern ausgebildet sein, um eine Information durch eine Phasenänderung zwischen aufeinander folgenden Werten des Feinsynchronisationssignals in dem Feinsynchronisationssignal zu kodieren. Beispielsweise ist die Einrichtung zum Liefern ausgebildet, um die Information durch einen Phasensprung um 180 Grad zwischen einer Anzahl von Werten des Feinsynchronisationssignals und einer weiteren Anzahl von Werten des Feinsynchronisationssignals zu kodieren. Durch einen Phasensprung kann somit zusätzlich zu der Synchronisationsinformation beispielsweise ein Bit übertragen werden. Gemäß einem weiteren Aspekt kann das Feinsynchronisationssignal jedoch eine Mehrzahl von Phasensprüngen aufweisen, so dass eine Informationsfolge kodiert wird.

**[0142]** Gemäß einem weiteren Aspekt kann die Einrichtung zum Liefern ausgebildet sein, um eine Information durch eine Phasenänderung, beispielsweise einen Phasensprung um 180 Grad, zwischen aufeinander folgenden Werten des Grobsynchronisationssignals zu kodieren. Auf diese Weise wird der Empfänger in die Lage versetzt, eine Zusatzinformation durch eine Phasenänderungs-Detektion zu erfassen.

**[0143]** Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Erzeugen des Synchronisationssignals kann ferner einen Sender zum Aussenden des Synchronisationssignals umfassen. Der Sender kann beispielsweise ein Funk-sender sein.

**[0144]** Gemäß einem weiteren Aspekt liefert die folgende Erfindung eine Sendeeinrichtung mit einer Vorrichtung zum Erzeugen eines Synchronisationssignals, wie sie obenstehend beschrieben ist, eine Steuerungseinrichtung zum Ansteuern der Einrichtung zum Bereitstellen, so dass eine vorbestimmte zeitliche Abfolge der Grobsynchronisationssignale und der Feinsynchronisationssignale erzielt wird sowie einen Sender, um das Synchronisationssignal, das die zeitliche Abfolge der Grobsynchronisationssignale und der Feinsynchronisationssignale umfasst, auszusenden.

**[0145]** Erfindungsgemäß ist der Sender ausgebildet, um schmalbandige Acquisitions-Bursts auszusenden, mit denen eine aufwandsgünstige Auf-Synchronisation (Acquisition) auf das Signal eines Senders möglich ist. Dabei soll mit Hilfe des A-Bursts die Position des darauffolgenden T-Bursts vorausgesagt werden. Der Sender sendet breitbandige Tracking-Bursts aus. Diese sind so gestaltet, dass der Zeitpunkt ihres Eintreffens im Empfänger genau gemessen werden kann. Der Sender überträgt ferner Daten die beispielsweise in den T-Burst eingetastet sind (eingetastete Datenübertragung), mit einer niedrigeren Datenrate. Die Daten können mit Hilfe der bereits erwähnten Phasenänderung eingetastet werden.

**[0146]** Der Sender kann ferner ausgebildet sein, um in beispielsweise einem künftigen Spielzeugsystem Daten mit einem Burst-Übertragungsverfahren, welches sehr aufwandsarm empfangbar ist, zu übertragen (burstartige Datenübertragung).

**[0147]** Der Acquisitions-Burst (Grobsynchronisationssignal) dient der kostengünstig realisierbaren Synchronisation der Empfänger auf einzelne Sender beispielsweise in einem Multisender-Multiempfänger-Szenario. Die Acquisition soll einen groben Schätzwert für den Senderzeitpunkt des zur Positionsbestimmung verwendeten Tracking-Bursts liefern. Die Acquisitions-Bursts dienen sowohl zur initialen Synchronisation (Acquisition) als auch zur Re-Synchronisation (Re-Acquisition) im Falle eines Verlustes des Trackings.

**[0148]** Soll der Empfänger auf eine Mehrzahl von Sendern synchronisierbar sein, so müssen die einzelnen Sender unterscheidbar sein. Die einzelnen Sender, die jeweils ausgebildet sind, um die erfindungsgemäßen Synchronisationssignale auszusenden, nutzen dabei bevorzugt unterschiedliche Sequenzen einer bestimmten Länge, um eine Unterscheidung zu ermöglichen. Diese Sequenzen sind aus Gründen der kostenarmen Empfänger-Implementierung wesentlich schmalbandiger als die Tracking-Bursts (Feinsynchronisationssignale). Um dennoch eine hinreichend gute Unterscheidung erzielen zu können, können die einzelnen Sender beispielsweise 9 unterschiedliche "Unterträger" des verwendeten Frequenzbandes nutzen.

**[0149]** Die Zuteilung der relevanten Parameter (Sequenz, Frequenz) kann beispielsweise durch eine zentrale Datenbank erfolgen, die sicherstellt, dass keine zwei beliebigen Sender die gleiche Sequenz auf der gleichen Frequenz verwenden. Zusätzlich können sich weitere Randbedingungen bei der Sequenz-Zuteilung ergeben, die durch externe Programmierung abgefangen werden.

**[0150]** Die Sende-Sequenzen (Datenfolgen bzw. weitere Datenfolgen) können beispielsweise mittels eines Generators unter Verwendung eines Software-Programms, mit dem eine digitale Signalverarbeitung bzw. -übertragung simulierbar ist, erzeugt werden. Beispielsweise werden hierzu Sendesequenzen aus GF 4 (Galois-Feld mit vier Elementen) verwendet. Die Polynome für die Generierung der Sequenz können beispielsweise aus "4-Phase-Sequences with near-optimum Correlation Properties" von Serdar Boztas, Roger Hammons und Vijay Kumar, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 38, Nr. 3, Mai 1992, Seite 1101 ff, entnommen werden. Beispielsweise nehme man die dort abgedruckten Polynome und vertausche die Reihenfolge, z.B.: angegeben [11131123] und erzeuge [32113111] in Software.

**[0151]** Das Generatorpolynom ist zu [32113111] definiert. Die verschiedenen Sequenzen (Datenfolgen) erhält man durch Variation der initialen Belegung des Schieberegisters. Dabei sollte darauf geachtet werden, dass kein interner Registerwert in irgendeiner bereits erstellten Folge vorkommt, da die so entstehenden Folgen nicht mehr unkorreliert wären.

**[0152]** Die Symbolrate ist beispielsweise zu  $B\_clock\_48$  festgelegt, d.h.  $f_{symb} = 1/48 \cdot B\_clock$ . Die auf jeden Fall mögliche Länge der Sendesequenzen soll beispielsweise 511 Symbole betragen.

**[0153]** Wie es bereits erwähnt worden ist, können die Acquisitions-Bursts spektral geformt werden. Hierzu

wird die aus Elementen der Menge  $\{0,1,2,3\}$  bestehende Sequenz nun gemapped, gefiltert und auf einer bestimmten Trägerfrequenz ausgesendet werden.

**[0154]** Bei dem Mapping (Zuordnung) wird aus einem Element durch das Mapping das dazu gehörige Symbol erzeugt. In [Fig. 12](#) ist beispielhaft eine Vorschrift abgebildet, nach der die Sequenz gemapped werden kann.

**[0155]** [Fig. 13](#) zeigt ein Konstellations-Diagramm, in dem die Punktevorgabe veranschaulicht ist.

**[0156]** Die Impulsformung geschieht durch ein square-root raised cosine filter mit einem Roll-off Faktor  $\alpha = 1,0$ . Die dazu gehörige Formel für die Übertragungsfunktion lautet

$$H(f) = 1 \quad \text{für } |f| < f_N(1 - \alpha)$$

$$H(f) = \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2f_N} \left[ \frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{für } f_N(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N(1 + \alpha)$$

$$H(f) = 0 \quad \text{für } |f| > f_N(1 + \alpha)$$

$$\text{mit } f_N = \frac{B\_clock\_48}{2}$$

**[0157]** In [Fig. 14](#) ist die Übertragungsfunktion des Filters dargestellt.

**[0158]** Das entstandene, bei einer minimalen Abtastrate von  $2 B\_clock\_48$  vorliegende komplexe Signal ist nun beispielsweise auf 9 unterschiedliche Frequenzbänder zu verteilen. Diese Verteilung kann von dem oben beschriebenen Aufwärtsmischer durchgeführt werden.

**[0159]** [Fig. 15a](#) veranschaulicht die Verteilung des komplexen Signals auf 9 unterschiedliche Frequenzbänder. Dabei werden folgende Trägerfrequenzen ausgewählt und entsprechend der in [Fig. 15b](#) dargestellten Tabelle nummeriert. Dabei bezieht sich die Angabe relativ zur Trägerfrequenz der T-Bursts, die beispielsweise 2445 MHz beträgt.

**[0160]** Die T-Bursts sind im Sender programmierbar. Die T-Bursts weisen nach der Ausstrahlung beispielsweise folgende Eigenschaften auf: ihre Bandbreite überschreitet den Wert  $t\_burstbw$  nicht, ihre zeitliche Dauer beträgt ungefähr den einstellbaren Wert  $t\_burstlen$   $B\_cycles$  (plus zusätzliche zeitliche Aufweitung beim Übergang vom einprogrammierten  $B\_samples$  zum physikalischen Signal, z.B. Interpolation, dispersive analoge Schaltungen etc.), die maximale zeitliche Dauer beträgt  $t\_burstmaxlen$   $B\_cycles$  (plus die oben genannten Aufweitungen), was durch die Senderimplementierung vorgegeben wird, ihr SNIR nach dem Senderausgang beträgt den Wert  $Sender\ SNIR$  oder besser.

**[0161]** Erfindungsgemäß können in der Folge zwei Arten von T-Bursts unterschieden werden: die einzelnen T-Bursts, sowie sie nach ihrer Erzeugung und vor der Programmierung vorliegen, d.h. ohne zero-padding, und die (in den Sender) einprogrammierten T-Bursts, bei denen gegebenenfalls noch die Längenanpassung durch Zero-Padding erfolgt.

**[0162]** Im Sender können zwei T-Bursts einprogrammiert werden, die nach einem programmierbaren Auswahl-schema ausgestrahlt werden. Diese beiden T-Bursts werden als T-Burst 0 bzw. T-Burst 1 bezeichnet. Jeder der beiden T-Bursts liegt in komplexwertigen  $B\_samples$  vor, d.h. das auszustrahlende T-Burst-Signal wird in I- und Q-Komponente jeweils mit der Samplefrequenz  $B\_clock$  abgetastet.

**[0163]** Die T-Bursts werden derart erzeugt, dass sie in der verwendeten 6-Quantisierung optimal angesteuert werden. D.h. es wird der maximal darstellbare Wert +31 vom Signal tatsächlich angenommen.

**[0164]** Die Längen der im Sender einprogrammierten T-Burst 0 und 1 sind gemeinsam einstellbar, d.h. sie sind stets gleich, und sie betragen  $t\_sendburstlen$  (in  $B\_samples$ ). Vor dem Einprogrammieren in den Sender dürfen die beiden T-Bursts leicht verschiedene Längen  $t\_burstlen$  (jeweils für den T-Burst 0 bzw. 1) besitzen,

die sich nur um wenige  $B\_samples$  unterscheiden. Ein Angleichen von Bursts verschiedener Länge erfolgt mittels Zero-Padding (s.u.). Die maximale Länge der T-Bursts ist  $t\_burstmaxlen$  (in  $B\_samples$ ).

**[0165]** Die Granularität, in der die Länge der einprogrammierten T-Bursts variieren kann, ist (aus Implementierungsgründen) jeweils  $8 B\_samples$ , d.h. für den Sender sind die Burstlängen bis zu einem Vielfachen von 8 mit Nullen aufzufüllen (Zero-Padding). Der kürzere der beiden T-Bursts ist dabei mit mehr Nullen aufzufüllen als der längere, bei dem maximal 7 Nullen aufgefüllt werden müssen. Ist  $tX\_burstlen$  die Länge des ursprünglichen T-Bursts  $X$  (ohne Zero-Padding), so ist also

$$t\_sendburstlen = \text{ceil}(\max(t0\_burstlen, t1\_burstlen)/8) \cdot 8.$$

**[0166]** Damit die Mitte des ursprünglichen T-Bursts  $X$  (ohne zusätzliche Nullen) nahezu in der Mitte des einprogrammierten Zero-Padded Bursts  $tX\_sendburst$  liegt (das ist für die Eintastung des zu übertragenden Channelbits nötig, werden am Beginn des T-Bursts

$$tX\_startpadlen = \text{ceil}((t\_sendburstlen - tX\_burstlen)/2)$$

**[0167]** Nullen aufgefüllt, und der Rest, also

$$\text{floor}((t\_sendburstlen - tX\_burstlen)/2)$$

**[0168]** Nullen werden an seinem Ende aufgefüllt. Somit sind am Ende des Bursts genau so viele Nullen bzw. maximal eine Null mehr aufgefüllt wie an seinem Beginn.

**[0169]** Die Acquisitions-Bursts und Tracking-Bursts können beispielsweise im Zeitmultiplex übertragen werden.

**[0170]** Beim Multiplex aus A- und T-Bursts wird innerhalb einer Akquisitions-Periode immer genau ein A-Burst und anschließend  $at\_multipl\_len$  T-Bursts gesendet, wobei der Wert  $at\_multipl\_len$  einstellbar ist. Dieses Schema wird periodisch fortgeführt. Zwischen dem A- und dem ersten T-Burst innerhalb einer Periode, zwischen den einzelnen T-Bursts und zwischen dem letzten T-Burst einer Periode und dem A-Burst der nächsten Periode sind einstellbare Abstände einzuhalten.

**[0171]** Im Sender existiert ein Zähler  $at\_multipl\_cntr$ , der immer vor dem Beginn des A-Bursts auf 0 zurückgesetzt wird und nach jedem komplett abgestrahlten T-Burst um 1 erhöht wird. Der maximale Wert von  $at\_multipl\_cntr$  beträgt somit  $at\_multipl\_len$ .

**[0172]** Für den Zeit-Multiplex wird der in  $B\_samples$  vorliegende A-Burst betrachtet.

**[0173]** Wenn im folgenden vom "relevanten A-Burst" (immer in  $B\_samples$ ) die Rede ist, dann ist damit nur der unten beschriebene Teil des „erzeugten A-Bursts“ (immer in  $B\_samples$ ) gemeint, der von einem in  $B\_samples\_48$  vorliegenden A-Burst ausgehend durch Sendeimpulsformung, Upsampling und Upconversion erzeugt worden ist (entweder durch Matlab oder unmittelbar im Sender selbst), so wie er am Multiplexer-Eingang vorliegt.

**[0174]** [Fig. 16](#) verdeutlicht, welcher Teil des erzeugten A-Bursts mit „relevanter A-Burst“ gemeint ist. Die obere Hälfte des Bildes zeigt den „zugrundeliegenden A-Burst“ in  $B\_samples\_48$  (der Abstand (1) zwischen zwei Samples ist somit  $B\_cycle\_48$ ). Seine gesamte Länge (6) ist  $a\_burstlen$  (in  $B\_cycles\_48$ ).

**[0175]** Dabei werden Verzögerungen und Zeitdauern des in  $B\_samples\_48$  gespeicherten A-Bursts, des (durch Sendeimpuls-Formung, Überabtastung und Aufwärtsmischung) erzeugten A-Bursts in  $B\_samples$  sowie die relevanten A-Bursts verdeutlicht.

**[0176]** Die untere Hälfte zeigt den erzeugten A-Burst in  $B\_samples$  (der Abstand (2) zwischen zwei Samples ist somit  $B\_cycle$ ).

**[0177]** Zum Zeitpunkt  $t0$  wird das erste  $B\_sample\_48$  des gespeicherten A-Bursts in die Signalerzeugung (Sendeimpulsformung, Upsampling und Upconversion) gegeben. Je nach Implementierung erscheint dieses erste  $B\_sample\_48$  des gespeicherten A-Burst erst zum Zeitpunkt  $t2$  im erzeugten A-Burst, d.h. nach einer Ver-

zögerung (3). Diese Verzögerung besteht aus zwei Anteilen: Durch Pufferung bei der Signalerzeugung für Pipelining usw. entsteht eine initiale Verzögerung (4) vom Zeitpunkt  $t_0$ , wo das erste  $B\_sample\_48$  des gespeicherten A-Bursts in die Signalerzeugung eingeschleust wird, bis zum Zeitpunkt  $t_7$ , wo das erste gültige  $B\_sample$  des erzeugten A-Bursts von dieser Signalerzeugung ausgegeben wird. Weiterhin haben alle benutzten Filter (Sendeimpulsformer und Upsampling-Tiefpässe) Gruppenlaufzeiten, die sich zu einer Filter-Laufzeit (5) kumulieren. Wenn der erzeugte A-Burst offline mit Matlab erstellt wird, dann ist die Verzögerung (4) = 0, falls nicht der Sender zusätzliches Pipelining einführt. Die Verzögerung durch das Einschwingen der Filter, d.h. deren Gruppenlaufzeiten, sind jedoch stets vorhanden und zu beachten.

**[0178]** Wenn das letzte  $B\_sample\_48$  des gespeicherten A-Bursts zum Zeitpunkt  $t_3$  in die Signalerzeugung gegeben wird, dann erscheint es ebenfalls erst zum Zeitpunkt  $t_4$  nach der Verzögerung (3) als  $B\_sample$  am Ausgang der Signalerzeugung. Das letzte gültige  $B\_sample$  des erzeugten A-Bursts wird zum Zeitpunkt  $t_5$  von der Signalerzeugung ausgegeben. Nach der Zeitdauer (7), also  $t_5 - t_4$ , sind alle Filter ausgeschwungen. Bei den üblicherweise verwendeten Filtern mit symmetrischer Impulsantwort ist die Zeitdauer (7) gleich den kumulierten Gruppenlaufzeiten (5).

**[0179]** Die kumulierten Impulsverbreiterungen durch dispersive Filter (d.h. Summe aus Ein- und Ausschwingzeiten, (5) + (7)) dürfen den Wert  $a\_maximpwiden$   $B\_samples$  nicht überschreiten, damit ein ordnungsgemäßes Funktionieren des Gesamtsystems, insbesondere des Empfängers, gewährleistet ist.

**[0180]** Die Gesamtlänge (ausgedrückt in gültigen  $B\_samples$ ) des erzeugten A-Bursts ist somit (8), also die Summe aus (5), (6) und (7). Da (5) und (7) implementierungsabhängig sind, wird im folgenden stets (6) (also  $a\_burstlen$ , ausgedrückt in  $B\_samples\_48$ ) als die Länge des relevanten A-Bursts betrachtet. Andere Darstellung: in der Einheit  $B\_samples$  ist  $a\_burstlen\_B$  der Abstand vom ersten zum letzten  $B\_sample$ , die jeweils zu dem ersten bzw. letzten  $B\_sample\_48$  des gespeicherten A-Bursts zugehörig sind.

**[0181]** Die im folgenden betrachtete Länge des relevanten A-Bursts enthält somit auch keinerlei Signal-Verbreiterungen durch die dispersiven Filter-Impulsantworten bei der Signalerzeugung (Sendeimpulsformer und Upsampling-Tiefpässe) sowie keine etwaigen weiteren implementierungsbedingten Signal-Verbreiterungen.

**[0182]** Das in [Fig. 16](#) unten gezeichnete Schema visualisiert den Multiplex, die Burstdauern und die Abstände. Das dargestellte Schema spiegelt den Burst Multiplex an genau der folgenden festgelegten Stelle im Sender wieder: alle unten angegebenen Zeitverhältnisse gelten im Multiplexer, der im Sender zwischen dem A- und dem T-Burst hin- und herschaltet. Die A- und T-Bursts liegen an dieser Stelle also beide in  $B\_samples$  vor.

**[0183]** Mit dem Begriff T-Burst können ferner beispielsweise zwei einprogrammierte T-Bursts bezeichnet werden, die auszuwählen sind, wie es obenstehend beschrieben ist.

**[0184]** [Fig. 17](#) verdeutlicht die Zeitdauern und Abstände im Burst-Multiplex.

**[0185]** Der relevante A-Burst besitzt die Länge  $a\_burstlen$  (2) (in  $B\_cycles\_48$ ) (siehe obige Erklärung zum rel. A-Burst und dessen Länge), was kürzer als die maximale Länge  $a\_burstmaxlen$  (1) (in  $B\_cycles\_48$ ) des rel. A-Bursts sein muss.

**[0186]** Der T-Burst besitzt die Länge  $t\_burstlen$  (4)) (in  $B\_cycles$ ), was kürzer als die maximale T-Burst-Länge  $t\_burstmaxlen$  (3) (in  $B\_cycles$ ) sein muss.

**[0187]** Die Pause zwischen dem hinteren Ende des rel. A-Bursts und dem Beginn des T-Bursts sollte einen festen Wert behalten, auch wenn (A- und/oder T-)Bursts unterschiedlicher Längen im System verwendet werden. Wenn der rel. A-Burst kürzer oder länger gemacht wird, dann sollte also nur sein Beginn (vorderer Anschlag) entsprechend verschoben werden. Wenn der T-Burst kürzer oder länger gemacht wird, dann sollte sich also nur sein hinterer Anschlag entsprechend verschieben.

**[0188]** Der Abstand vom Beginn des rel. A-Bursts zum Beginn des nachfolgenden T-Bursts ist mithilfe von zwei Parametern einstellbar. Der Abstand  $at\_dist$  (5) von der Triggerung für die Erzeugung des A-Bursts bis zum Beginn des nachfolgenden T-Bursts ist einstellbar in der Einheit  $S\_cycles$ . Weiterhin ist die initiale Verzögerung  $a\_initdel$  (9) von der Triggerung bis zum Beginn des rel. A-Burst (nach obiger Definition) in der Einheit  $B\_cycles$  einstellbar. Der tatsächliche Abstand vom Beginn des rel. A-Bursts zum Beginn des T-Bursts ist somit  $at\_dist [S\_cycles] - a\_initdel [B\_cycles]$ .

**[0189]** Der Abstand  $at\_dist$  liegt aus Implementierungsgründen in der Einheit  $S\_cycles$  vor.

**[0190]** Der Abstand  $t\_burstperiod$  (6) zwischen den Beginnen zweier aufeinanderfolgender T-Bursts einer Akquisitionsperiode ist aus Implementierungsgründen ebenfalls einstellbar in der Einheit  $S\_cycles$ .

**[0191]** Der Abstand  $ta\_dist$  (7) zwischen dem Beginn des letzten T-Bursts einer Akquisitions-Periode und der Triggerung vor Erzeugung des A-Bursts der nächsten Akquisitions-Periode ist ebenfalls einstellbar in der Einheit  $S\_cycles$ .

**[0192]** Im Sender dürfen die tatsächlichen Abstände ist aus Implementierungsgründen in folgendem Bereich um ihren nominalen Wert (in  $S\_cycles$ , s.o.) herum schwanken: der tatsächliche Abstand ist minimal

$\text{floor}(\text{nominaler\_abstand [S\_cycles]}/D\_cycle [s]) \cdot D\_cycle [s]$

und maximal

$\text{ceil}(\text{nominaler\_abstand [S\_cycles]}/D\_cycle [s]) \cdot D\_cycle [s]$ ,

wobei  $\text{nominaler\_abstand}$  den nominalen Burst-Abstand  $at\_dist$  bzw.  $t\_burstperiod$  bzw.  $ta\_dist$  darstellt.

**[0193]** Die Differenz zwischen minimalem und maximalem Abstand beträgt somit stets 1  $D\_cycle$ , allerdings kann die Abweichung des tatsächlichen Abstands vom nominalen Abstand (je nach dessen Wert) zwischen  $-1 D\_cycle$  und 0 bis zu zwischen 0 und  $+1 D\_cycle$  betragen. Beachte, dass diese Abweichung des tatsächlichen Abstands vom nominalen bei Prädiktion im Empfänger auch über mehrere T-Bursts hinweg immer im Bereich  $-1 D\_cycle$  bis 0 bzw. 0 bis  $+1 D\_cycle$  bleibt und sich nicht weiter vergrößert.

**[0194]** Die drei Burst-Abstände sind nicht frei einstellbar sondern müssen der folgenden Forderung genügen

$ta\_dist + at\_dist = t\_burstperiod$ .

**[0195]** Der Abstand  $a\_burstperiod$  (8) zwischen den Beginnen der A-Bursts zweier aufeinanderfolgender Akquisitions-Perioden ist im Sender nicht einstellbar, sondern ergibt sich durch die anderen einstellbaren Parameter:

$a\_burstperiod [S\_cycles] = at\_multipl\_len \cdot t\_burstperiod [S\_cycles]$

**[0196]** Die T-Burst-Perioden können beispielsweise in einem Vielfachen von  $100 B\_samples/101.875 \text{ MHz} = 0.982$  Mikrosekunden angegeben. Um ungünstige wiederkehrende Überlagerungssituationen zu vermeiden, können diese Vielfachen ferner prim zueinander sein. Beispielsweise bieten sich folgende Perioden (in  $B\_samples$ ) an, wenn eine Burst-Periode um die 500 Mikrosekunden sein sollte: 100  $B\_samples \times 463\ 467\ 479\ 487\ 491\ 499\ 503\ 509\ 521\ 523$  (eine erste Primzahl wäre erst wieder 541). Die minimale Periode ist somit 454.5 Mikrosekunden (d.h. 2200/s), die maximale Periode ist 513.4 Mikrosekunden (d.h. 1948/s).

**[0197]** Die orthogonalen Sende-Bursts können ferner nach einem Pseudo-Zufallsprinzip entworfen werden, wobei das Pseudo-Zufallsprinzip auf einem Primzahlen-Algorithmus basieren kann. Dabei können erfindungsgemäß dem Sender feste Bursts-Wiederholraten zugewiesen werden, die aber von Sender zu Sender leicht unterschiedlich sind (nicht synchronisierte Pseudo-Zufallsmuster). Dies ist also ein Verfahren, nach dem die Burst-Abstände eines Senders zufällig gewählt werden, damit es kein festes Pattern von Burst-Überlagerungen gibt. Beispielsweise sendet eine Sender 2000 Bursts pro Sekunde, ein weiterer Sender 2001 Bursts pro Sekunde.

**[0198]** Von den zwei im Sender gespeicherten T-Bursts wird immer einer zur Ausstrahlung ausgewählt. Die Auswahl erfolgt mittels eines Bits  $t\_choice$ , welches mithilfe einer programmierbaren Maske  $t\_choice\_mask$  aus dem Zähler  $at\_multipl\_cntr$  gemäß der folgenden Vorschrift gewonnen wird:

$T\_choice = (t\_choice\_mask[0] \text{ AND } at\_multipl\_cntr[0]) \text{ OR } (t\_choice\_mask[1] \text{ AND } at\_multipl\_cntr[1])$

**[0199]** Hierbei stellt  $variable[0]$  das Bit Nr. 0 (d.h., das LSB) einer Variablen dar und  $variable[1]$  das Bit Nr. 1, und weiterhin stellt AND bzw. OR das bitweise UND bzw. ODER dar.

**[0200]** Besitzt `t_choice` den Wert 0, so wird der T-Burst 0 ausgestrahlt, bei `t_choice==1` wird der T-Burst 1 ausgestrahlt.

- Für `t_choice_mask==00` (LSB rechts) wird somit stets der T-Burst 0 ausgestrahlt,
- für `t_choice_mask==01` wird nach jedem T-Burst zwischen T-Burst 0 und T-Burst 1 gewechselt (beginnend mit T-Burst 0 nach dem A-Burst)
- für `t_choice_mask==10` wird nach jedem zweiten T-Burst zwischen T-Burst 0 und T-Burst 1 gewechselt (beginnend mit T-Burst 0 nach dem A-Burst), d.h. es wird ausgestrahlt: T-Burst 0, T-Burst 0, T-Burst 1, T-Burst 1, T-Burst 0, T-Burst 0, T-Burst 1, ...
- `t_choice_mask==11` ist keine sinnvolle Wahl und darf nicht eingestellt werden.

**[0201]** Im Sender können zwei Sende-Antennen vorhanden sein. Es können entweder beide gleichzeitig verwendet werden oder nur eine von beiden ausgewählt werden. Sollen beide verwendet werden, so wird ein programmierbares Bit `two_ants` auf den Wert 1 gesetzt. Ist `two_ants==0`, so wird immer nur eine der beiden Sende-Antennen zur Ausstrahlung ausgewählt. Die Auswahl erfolgt mittels eines Bits `ant_choice`, welches mithilfe einer programmierbaren Maske `ant_choice_mask` aus dem Zähler `at_multipl_cntr` gemäß der folgenden Vorschrift gewonnen wird:

```
ant_choice = (ant_choice_mask[0] AND at_multipl_cntr[0]) OR
(ant_choice_mask[1] AND at_multipl_cntr[1]).
```

**[0202]** Hierbei stellt `variable[0]` das Bit Nr. 0 (d.h., das LSB) einer Variablen dar und `variable[1]` das Bit Nr. 1, und weiterhin stellt AND bzw. OR das bitweise UND bzw. ODER dar.

**[0203]** Besitzt `ant_choice` den Wert 0, so wird auf Antenne 0 ausgestrahlt, bei `ant_choice==1` wird auf Antenne 1 ausgestrahlt.

**[0204]** Dies gilt jedoch nur für `two_ants==0`. Bei `two_ants==1` wird jeder Burst auf beiden Antennen ausgestrahlt. Für `two_ants==0` ergibt sich folgendes Schema:

- Für `ant_choice_mask==00` (LSB rechts) wird somit stets auf Antenne 0 ausgestrahlt,
- für `ant_choice_mask==01` wird nach jedem T-Burst zwischen Antenne 0 und Antenne 1 gewechselt (beginnend mit Antenne 0 für den A-Burst und den nachfolgenden T-Burst)
- für `ant_choice_mask==10` wird nach jedem zweiten T-Burst zwischen Antenne 0 und Antenne 1 gewechselt (beginnend mit Antenne 0 für den A-Burst und den nachfolgenden T-Burst), d.h. es wird nacheinander ausgestrahlt auf: Antenne 0, Antenne 0, Antenne 1, Antenne 1, Antenne 0, Antenne 0, Antenne 1, ...
- `ant_choice_mask==11` ist keine sinnvolle Wahl und darf nicht eingestellt werden.

**[0205]** Wie es bereits erwähnt worden ist, können die T-Bursts ferner dazu herangezogen werden, um eine Übertragung von Daten (von weiteren Informationen), die Bit-weise in die T-Burst eingetastet sind, zu ermöglichen.

**[0206]** Die eingetastete Datenübertragung arbeitet frame-basiert. Ein Frame ist dabei eine Auswahl von Nutzdaten, die zusammen innerhalb eines Zeitabschnitts übertragen werden. Für diese Übertragung werden `frame_len` T-Bursts benötigt, wobei der Wert `frame_len` einstellbar ist. Anschließend wird der nächste Frame im folgenden Zeitabschnitt übertragen. Die Auswahl von zu übertragenden Nutzdaten bleibt dabei von Frame zu Frame gleich, nur ihr Inhalt kann sich ändern. Jeder Frame ist in sich abgeschlossen und kann einzeln empfangen und ausgewertet werden, d.h. synchronisiert und decodiert werden.

**[0207]** Im Sender existiert ein Bit `oddframeflag`, das immer unmittelbar vor der Erzeugung des nächsten Frames gekippt wird (von 0 auf 1 oder von 1 auf 0), d.h. bei geraden Frame-Nummern hat es den Wert 0 und bei ungeraden Frame-Nummern den Wert 1.

**[0208]** Die Zusammenstellung der Daten entspricht dem Auslesen der für die Übertragung ausgewählten Register, wobei diese Auswahl programmierbar ist. Diese Zusammenstellung, d.h. das Auslesen der ausgewählten Register, muss innerhalb möglichst kurzer Zeit abgeschlossen sein. Anschließend liegen die Daten der ausgewählten Register als ein einziger langer Bit-Vektor `databitvec` vor. Der gesamte Datenumfang, d.h. die Länge von `databitvec` (in Bits), wird mit `nodatabits` bezeichnet.

**[0209]** Um cyclic redundancy check bits hinzuzufügen, liefert die folgende Erfindung ferner einen systematischen Encoder.

**[0210]** [Fig. 18](#) zeigt ein Block-Diagramm eines systematischen Encoders für CRC-12-Code.

**[0211]** Damit ein Empfänger einen Integritätscheck der empfangenen Daten durchführen und eventuelle Restfehler nach der Kanaldecodierung detektieren kann, werden für die Daten in `databitvec` die 12 Paritätsbits eines CRC-12-Codes berechnet und hinter das Ende von `databitvec` angehängt. Der so erzeugte Bit-Vektor wird mit `checkedbitvec` bezeichnet. Damit ein solcher CRC-12-Code benutzt werden darf, muss `nodatabits`  $\leq 2035$  sein.

**[0212]** Der CRC-12-Code wird durch sein Generatorpolynom  $g(X) = X^{12} + X^{11} + X^3 + X^2 + X + 1$  charakterisiert.

**[0213]** Der Encoder enthält 12 miteinander verbundene Register für jeweils 1 Bit. Alle Additionen sind binär auszuführen, d.h.  $1 + 1 = 0$  (EXOR). Außerdem sind zwei miteinander gekoppelte Schalter enthalten. Zu Beginn befinden sich beide Schalter in der unteren Stellung. Vor dem Start werden alle 12 Bit-Register auf den Wert 0 initialisiert. Dann werden der Reihe nach die in `databitvec` enthaltenen Bits an den Eingang angelegt, d.h. pro Takt ein Bit. Am Ausgang werden gleichzeitig die erzeugten Bits von `checkedbitvec` ausgelesen. Zuerst wird `databitvec[0]` am Eingang angelegt (Indizierung beginnt mit 0). Am Ausgang wird `checkedbitvec[0]` ausgelesen. Nach `nodatabits - 1` Takten wird am Eingang das letzte Eingangs-Bit `databitvec[nodatabits-1]` angelegt und am Ausgang `checkedbitvec[nodatabits-1]` ausgelesen. Zum nächsten Takt werden beide Schalter auf die obere Stellung umgelegt. Die Leitung unterhalb der Register hat von nun an konstant den Bit-Wert 0. Inklusive dieses Takts wird der Ausgang noch 12 Takte lang ausgelesen und ergibt `checkedbitvec[nodatabits]` bis `checkedbitvec[nodatabits+11]`. Dann ist die CRC-Erzeugung beendet.

**[0214]** Der erzeugte Bit-Vektor `checkedbitvec` hat also insgesamt die Länge `nocheckedbits = nodatabits + 12`, wobei die ersten `nodatabits` Bits identisch zum Vektor `databitvec` sind.

**[0215]** Ferner wird erfindungsgemäß zum Schutz vor Übertragungsfehlern eine Kanalkodierung (forward error correcting code) vorgenommen. [Fig. 19](#) zeigt ein Blockdiagramm eines terminierten rekursiven systematischen Faltungskodierers der Rate 1/2.

**[0216]** Zum Schutz vor Übertragungsfehlern wird eine Kanalcodierung des Vektors `checkedbitvec` vorgenommen, wobei ein Forward Error Correction Code verwendet wird. Im speziellen ist dies ein terminierter Rekursiver Systematischer Faltungscode der Rate 1/2, der aus dem Industriestandard-Faltungscode abgeleitet wurde [RD2], und der durch seine Generatorpolynome  $(1, (x^6 + x^3 + x^2 + x + 1)/(x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1))$  charakterisiert wird. Durch eine Encodierung des Vektors `checkedbitvec` entsteht ein Vektor `codebitvec` aus Codebits.

**[0217]** Der Encoder enthält 6 miteinander verbundene Register für jeweils 1 Bit. Alle Additionen sind binär auszuführen, d.h.  $1 + 1 = 0$  (EXOR). Zu Beginn befindet sich der enthaltene Schalter in der oberen Stellung. Vor dem Start werden alle 6 Bit-Register auf den Wert 0 initialisiert. Dann werden der Reihe nach die in `checkedbitvec` enthaltenen Bits an den Eingang angelegt, und zwar alle 2 Takte ein anderes Bit. Die Inhalte der 6 Register dürfen sich ebenfalls nur alle 2 Takte ändern, jeweils wenn ein anderes Bit an den Eingang gelegt wird. Parallel werden nacheinander die beiden Ausgänge ausgelesen, wobei der obere Ausgang zuerst und im nächsten Takt der untere Ausgang ausgelesen wird. Zuerst wird `checkedbitvec[0]` am Eingang angelegt (Indizierung beginnt mit 0), und zuerst `codebitvec[0]` (am oberen Ausgang) und im nächsten Takt `codebitvec[1]` (am unteren Ausgang) ausgelesen. Nach insgesamt zwei Takten wird `checkedbitvec[1]` am Eingang angelegt, und in aufeinanderfolgenden Takten `codebitvec[2]` und `codebitvec[3]` am Ausgang ausgelesen. Nach insgesamt  $2 \cdot (\text{nocheckedbit} - 1)$  Takten wird `checkedbitvec[nocheckedbit-1]` am Eingang angelegt und am Ausgang `codebitvec[2 \cdot \text{nocheckedbits} - 2]` und dann `codebitvec[2 \cdot \text{nocheckedbits} - 1]` ausgelesen. Nach insgesamt  $2 \cdot \text{nocheckedbits}$  Takten wird der Schalter in die untere Stellung umgelegt. Weiterhin dürfen sich die Register-Inhalte nur alle 2 Takte ändern. Inklusive dieses Takts werden die Ausgänge abwechselnd noch insgesamt 12 Takte lang ausgelesen und ergeben `codebitvec[2 \cdot \text{nocheckedbits}]` bis `codebitvec[2 \cdot \text{nocheckedbits} + 11]`. Dann ist die Kanal-Encodierung beendet. Durch die dargestellte Ausgestaltung des Encoders enthalten alle Register zum Schluss wieder den Bit-Wert 0.

**[0218]** Der erzeugte Bit-Vektor `codebitvec` hat insgesamt die Länge `ncodebits = 2 \cdot \text{nocheckedbits} + 12`, wobei die Bits mit Index 0, 2, 4, ...,  $2 \cdot (\text{nocheckedbits} - 1)$  identisch zum Vektor `checkedbitvec` sind.

**[0219]** Zum Schutz vor einer Auslöschung mehrerer aufeinanderfolgender Codebits werden die in `codebitvec` enthaltenen Codebits im Kanal-Interleaver in ihrer Reihenfolge vertauscht. Dabei wird der auszugebende Bit-Vektor `ilvedbitvec` erzeugt. Der verwendete Interleaver ist ein Modulu-Interleaver. Er führt folgende Veränderungen der Bitreihenfolge durch:

$ilvedbitvec[i] = codebitvec[(i-ilvshift) \bmod nocodebits]$  für  $i = 0, \dots, nocodebits-1$

wobei  $ilvshift$  ein einstellbarer Wert ist und die Indizierung der Bit-Vektoren mit 0 beginnt.

**[0220]**  $ilvedbitvec$  besitzt am Ende die Länge  $nocodebits$  (in Bits).

**[0221]** Vor den Beginn von  $ilvedbitvec$  wird eine Präambel für die Frame-Synchronisation gesetzt:

- wenn  $oddframeflag=0$ , dann wird die Barker-Sequenz 11100010010 als Präambel verwendet
- wenn  $oddframeflag=1$ , dann wird die invertierte Barker-Sequenz 00011101101 als Präambel verwendet.

**[0222]** Die führende Präambel mit dem nachfolgenden  $ilvedbitvec$  ergibt einen Vektor aus Channelbits, der als  $channelbitvec$  bezeichnet wird. Seine Länge beträgt  $frame\_len = nocodebits + 11$ .

**[0223]** Alle  $frame\_len$  Bits des Vektors  $channelbitvec$  werden jeweils einzeln in einem T-Burst übertragen, d.h. es werden  $frame\_len$  T-Bursts zur Übertragung des ganzen Vektors  $channelbitvec$  benötigt. Mapping und Sendeimpulsformung jedes Channelbits erfolgt in einem einzigen Schritt, nämlich einer „Eintastung“ in einen T-Burst mittels eines Differenziellen Binären Phasenumtast-Direct Sequence Spread Spectrum (DBPSK-DSSS)-Verfahrens.

**[0224]** Jeder T-Burst wird aus zwei Halb-Bursts  $halfburst1$  und  $halfburst2$  erzeugt, die in  $B\_samples$  (jeweils mit I- und Q-Komponenten) vorliegen.

**[0225]** [Fig. 20](#) veranschaulicht die Erzeugung des T-Bursts.

**[0226]** Um den T-Burst zu erzeugen, umfasst die erfindungsgemäße Einrichtung zum Liefern eine Einrichtung zum Erzeugen eines T-Bursts mit eingetastetem Check-Kanal-Bit ( $channel\ bit$ ).

**[0227]** Die Halbbursts  $halfburst1$  und  $halfburst2$  haben jeweils die Länge  $halfburstlen$  (in  $B\_samples$ ). Zur Erzeugung des T-Bursts wird  $halfburst2$  zeitlich verzögert und mit  $+1$  oder  $-1$  gewichtet auf  $halfburst1$  aufaddiert. Die zeitliche Verzögerung von  $halfburst2$  bezüglich  $halfburst1$  beträgt  $shiftl2$  (in  $B\_samples$ ).  $halfburstlen$  und  $shiftl2$  haben individuelle Werte für jeden programmierbaren T-Burst.

**[0228]** Der Übergangsbereich, wo  $halfburst1$  und der zeitlich um  $shiftl2$  verzögerte  $halfburst2$  überlappen, ist  $halfburstlen - shiftl2$   $B\_samples$  lang, wobei beim Design der Halbbursts immer die Begrenzung  $halfburstlen - shiftl2 \leq overlapmaxlen$  (in  $B\_samples$ ) eingehalten wird.

**[0229]** Die Gewichtung des zeitlich verzögerten  $halfburst2$  bei der Addition auf  $halfburst1$  erfolgt nach folgendem Schema:

- besitzt das aktuell zu übertragende Channelbit den Wert 0, so wird  $+halfburst2$  aufaddiert,
- besitzt das aktuell zu übertragende Channelbit den Wert 1, so wird  $-halfburst2$  aufaddiert.

**[0230]** Der T-Burst der Länge  $t\_burstlen = halfburstlen + shiftl2$  für das aktuelle Channelbit ist somit fertig erzeugt und kann ausgestrahlt werden.

**[0231]** Abhängig von den Gegebenheiten können die erfindungsgemäßen Verfahren in Hardware oder in Software implementiert werden. Die Implementierung kann auf einem digitalen Speichermedium, insbesondere einer Diskette oder CD mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen erfolgen, die so mit einem programmierbaren Computer-System zusammenwirken können, dass das entsprechende Verfahren ausgeführt wird. Allgemein besteht die Erfindung somit auch in einem Computer-Programm-Produkt mit auf einem maschinenlesbaren Träger gespeichertem Programm-Code zur Durchführung der erfindungsgemäßen Verfahren, wenn das Computer-Programm-Produkt auf einem Rechner abläuft. In anderen Worten ausgedrückt, kann die Erfindung somit als ein Computer-Programm mit einem Programm-Code zur Durchführung des Verfahrens realisiert werden, wenn das Computer-Programm auf einem Computer abläuft.

## Patentansprüche

1. Synchronisationsvorrichtung zum Bestimmen einer Position eines Synchronisationssignals in einem Empfangssignal, wobei das Synchronisationssignal auf einem Grobsynchronisationssignal und einem Feinsynchronisationssignal basiert, mit folgenden Merkmalen:  
einer Signalverarbeitungseinrichtung, die ausgebildet ist, um basierend auf dem Grobsynchronisationssignal

einen Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, und um basierend auf dem Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals die Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal für eine Synchronisation zu bestimmen.

2. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 1, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren, um den Abschnitt des Empfangssignals zu bestimmen.

3. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 1 oder 2, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um das Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals zu detektieren.

4. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 3, wobei das Grobsynchronisationssignal eine Bandbreite aufweist, die geringer als eine Bandbreite des Feinsynchronisationssignals ist, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um eine Detektion des Grobsynchronisationssignals in dem Empfangssignal mit einer ersten Abtastrate durchzuführen, und um eine Detektion des Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Abtastrate durchzuführen, wobei die zweite Abtastrate größer als die erste Abtastrate ist.

5. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Synchronisationssignal das Grobsynchronisationssignal und das Feinsynchronisationssignal umfasst, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal zum Bestimmen eines Anfangs des Abschnitts des Empfangssignals, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, zu detektieren.

6. Synchronisationsvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung ausgebildet ist, um eine Korrelation zwischen dem Empfangssignal und einem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren, und um eine Korrelation zwischen dem Abschnitt des Empfangssignals und einem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen, um eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen.

7. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei die Signalverarbeitungseinrichtung eine erste Detektionseinrichtung (**101**) und eine zweite Detektionseinrichtung (**103**) umfasst, wobei die erste Detektionseinrichtung (**101**) ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal in dem Empfangssignal zu detektieren, um den Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen, und wobei die zweite Detektionseinrichtung (**103**) ausgebildet ist, um eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen.

8. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 7, wobei die erste Detektionseinrichtung ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal mit einer ersten Abtastrate zu detektieren, und wobei die zweite Detektionseinrichtung ausgebildet ist, um die Position des Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Abtastrate zu erfassen, wobei die erste Abtastrate geringer als die zweite Abtastrate ist.

9. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 7 oder 8, wobei das Grobsynchronisationssignal einen vorbestimmten Frequenzbereich belegt, und wobei die erste Detektionseinrichtung ein Filter zum Filtern des Empfangssignals umfasst, um eine Empfangssignal-Komponente, die den vorbestimmten Frequenz-Bereich belegt, heraus zu filtern.

10. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 9, wobei das Filter ein Bandpassfilter ist.

11. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 9 oder 10, wobei die erste Detektionseinrichtung einen Abwärtsmischer zum Abwärtsmischen der Empfangssignal-Komponente aufweist.

12. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 9 bis 11, wobei die erste Detektionseinrichtung einen Detektor umfasst, wobei der Detektor ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal in der Empfangssignal-Komponente zu detektieren.

13. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 12, wobei der Detektor ausgebildet ist, um eine Korrelation zwischen der Empfangssignal-Komponente und einem mit dem Grobsynchronisationssignal korrelierten Signal durchzuführen.

14. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 13, wobei der Detektor ausgebildet ist, um ein Detek-

tionssignal auszugeben, das eine Detektion des Grobsynchronisationssignals anzeigt, wenn ein Wert der Korrelation eine Detektionsschwelle überschreitet.

15. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 7 bis 14, wobei die erste Detektionseinrichtung ausgebildet ist, um ein Detektionssignal zu liefern, das einen Detektionszeitpunkt einer Detektion des Grobsynchronisationssignals anzeigt, wobei der Detektionszeitpunkt einen Beginn des Abschnitts des Empfangssignals anzeigt, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, und wobei die zweite Detektionseinrichtung ausgebildet ist, um das Detektionssignal zu empfangen, und um ansprechend auf das Detektionssignal eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals zu erfassen.

16. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 7 bis 15, wobei die zweite Detektionseinrichtung eine Verzögerungseinrichtung zum Verzögern des Empfangssignals umfasst, wobei die Verzögerungseinrichtung ausgebildet ist, um eine Detektionsverzögerung der ersten Detektionseinrichtung zu kompensieren.

17. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 7 bis 16, wobei das Feinsynchronisationssignal eine vorbestimmte Bandbreite aufweist, wobei die zweite Detektionseinrichtung einen Filter aufweist, um das Empfangssignal auf die vorbestimmte Bandbreite zu begrenzen.

18. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 7 bis 17, wobei die zweite Detektionseinrichtung einen Detektor zum Erfassen einer Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals umfasst.

19. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 18, wobei der Detektor ausgebildet ist, um eine Korrelation zwischen dem Abschnitt des Empfangssignals und einem mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signal zu bestimmen, um die Position des Feinsynchronisationssignals zu erfassen.

20. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 19, wobei der Detektor ausgebildet ist, um eine erste Teilkorrelation zwischen einer ersten Teilmenge von Empfangssignal-Werten in dem Abschnitt des Empfangssignals und einer ersten Teilmenge von Werten des mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signals zu bestimmen, und um eine zweite Teil-Korrelation zwischen einer zweiten Teilmenge von Empfangssignal-Werten in dem Abschnitt des Empfangssignals und einer zweiten Teilmenge von Werten des mit dem Feinsynchronisationssignal korrelierten Signals zu bestimmen, und um die Korrelation durch eine Überlagerung der ersten Teil-Korrelation und der zweiten Teil-Korrelation zu bestimmen.

21. Synchronisations-Vorrichtung gemäß Anspruch 20, wobei der Detektor ausgebildet ist, um eine Phase in Beziehung zwischen korrespondierenden Werten der ersten Teil-Korrelation und der zweiten Teil-Korrelation zu erfassen, wobei die Phasen-Beziehung einen Frequenz-Versatz zwischen Sender und Empfänger umfasst, und um die Phasen-Beziehung durch eine Gewichtung der Werte der ersten Teil-Korrelation oder der Werte der zweiten Teil-Korrelation zu eliminieren, um einen Einfluss des Frequenz-Versatzes auf Werte der Korrelation zu reduzieren.

22. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 19 bis 21, wobei der Detektor einen Interpolator zum Interpolieren zwischen den Werten der Korrelation umfasst, um eine Fein-Korrelation zu erhalten, und um die Position des Feinsynchronisationssignals auf der Basis der Fein-Korrelation mit einer höheren Genauigkeit zu erfassen.

23. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 7 bis 22, wobei das Feinsynchronisationssignal eine Information umfasst, wobei die Information durch eine Phasen-Relation zwischen aufeinander folgenden Werten des Feinsynchronisationssignals kodiert ist, und wobei die zweite Detektionseinrichtung (**103**) ausgebildet ist, um die Information durch Erfassen der Phasen-Beziehung zu detektieren.

24. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 19 bis 23, wobei die zweite Detektionseinrichtung (**103**) ausgebildet ist, um aus der Korrelation Qualitätswerte für eine Empfangsqualität ab zu leiten.

25. Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 24, wobei die zweite Detektionseinrichtung (**103**) ausgebildet ist, um ein Positionssignal auszugeben, das eine Position des Feinsynchronisationssignals in dem Abschnitt des Empfangssignals anzeigt, um eine Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal anzuzeigen.

26. Vorrichtung zum Synchronisieren eines Empfängers und eines Senders, wobei der Sender ausgebildet ist, um ein Synchronisationssignal, das auf einem Grobsynchronisationssignal für eine Grob-Synchronisation und auf einem Feinsynchronisationssignal für eine Feinsynchronisationssignal basiert, auszusenden, mit folgenden Merkmalen:

Einer Abtasteinrichtung zum Abtasten einer Empfangsversion des Synchronisationssignals, um ein Empfangssignal zu liefern;

Einer Synchronisations-Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 24, wobei die Synchronisations-Vorrichtung ausgebildet ist, um ein Positionssignal zu liefern, das eine Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal anzeigt; und

Einer Steuereinrichtung zum Steuern eines Abtast-Zeitpunktes der Abtast-Einrichtung in Abhängigkeit von dem Positionssignal, um den Empfänger und den Sender zu synchronisieren.

27. Vorrichtung zum Erzeugen eines Synchronisationssignals, das aussendbar ist, um einen Empfänger und einen Sender zu synchronisieren, mit folgenden Merkmalen:

Einer Einrichtung zum Liefern eines Grobsynchronisationssignals mit einer ersten Bandbreite und eines Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Bandbreite, wobei die zweite Bandbreite geringer als die erste Bandbreite ist; und

Einer Einrichtung zum Bereitstellen des Synchronisationssignals unter Verwendung des Grobsynchronisationssignals und des Feinsynchronisationssignals.

28. Vorrichtung gemäß Anspruch 27, wobei das Synchronisationssignal das Grobsynchronisationssignal und das Feinsynchronisationssignal umfasst, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um das Feinsynchronisationssignal zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal bereit zu stellen.

29. Vorrichtung gemäß Anspruch 27 oder 28, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um das Feinsynchronisationssignal zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal so bereit zu stellen, dass zwischen einer Bereitstellung des Grobsynchronisationssignals und einer Bereitstellung des Feinsynchronisationssignals ein vorbestimmtes Zeitintervall liegt.

30. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 27–29, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um eine Mehrzahl von Feinsynchronisationssignalen zeitlich nach dem Grobsynchronisationssignal bereitzustellen.

31. Vorrichtung gemäß Anspruch 30, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um die Mehrzahl von Feinsynchronisationssignalen durch zeitliches Anfügen von Kopien des Feinsynchronisationssignals aneinander bereit zu stellen.

32. Vorrichtung gemäß Anspruch 31, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um zwischen aufeinander folgenden Kopien des Feinsynchronisationssignals ein vorbestimmtes Zeitintervall einzufügen.

33. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 27 bis 32, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ein Impulsformungsfilter zum Filtern des Grobsynchronisationssignals oder des Feinsynchronisationssignals aufweist.

34. Vorrichtung gemäß Anspruch 33, wobei das Impulsformungsfilter ein Cosinus-Roll-off-Filter mit einem Roll-off Faktor gleich 1 ist.

35. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 27 bis 34, wobei die Einrichtung zum Liefern ausgebildet ist, um das Grobsynchronisationssignal aus einer Datenfolge und um das Feinsynchronisationssignal aus einer weiteren Datenfolge zu erzeugen, wobei eine Bandbreite der Datenfolge geringer als eine Bandbreite der weiteren Datenfolge ist.

36. Vorrichtung gemäß Anspruch 35, wobei die Einrichtung zum Liefern einen Generator zum Erzeugen einer Datenfolge oder zum Erzeugen der weiteren Datenfolge umfasst.

37. Vorrichtung gemäß Anspruch 36, wobei der Generator ausgebildet ist, um die Datenfolge aus einem Galois-Feld mit vier Elementen zu erzeugen, und um die weitere Datenfolge aus einem Galois-Feld zu erzeugen.

38. Vorrichtung gemäß Anspruch 36 oder 37, wobei der Generator einen Schiebe-Register zum Erzeugen der Datenfolge oder zum Erzeugen der weiteren Datenfolge umfasst, wobei der Generator ausgebildet ist, um

eine Initialbelegung des Schiebe-Registers einzustellen.

39. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 35 bis 38, wobei die Einrichtung zum Liefern eine Zuordnungseinrichtung umfasst, um jedem Element der Datenfolge eine komplexwertige Zahl zuzuordnen, um eine komplexwertige Folge zu erhalten, oder um jedem Element der weiteren Datenfolge eine komplexwertige Zahl zuzuordnen, um eine weitere komplexwertige Folge zu erhalten.

40. Vorrichtung gemäß Anspruch 39, wobei die Einrichtung zum Liefern einen Aufwärtsmischer umfasst, um das Grobsynchronisationssignal durch Aufwärtsmischen der komplexwertigen Folge zu erzeugen, oder um das Feinsynchronisationssignal durch Aufwärtsmischen der weiteren komplexwertigen Folge zu erzeugen.

41. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 27 bis 40, wobei die Einrichtung zum Liefern ausgebildet ist, um ein weiteres Feinsynchronisationssignal, das sich von dem Feinsynchronisationssignal unterscheidet, zu liefern, wobei die Einrichtung zum Bereitstellen ausgebildet ist, um das weitere Feinsynchronisationssignal wie das Feinsynchronisationssignal zu behandeln.

42. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 27 bis 41, wobei die Einrichtung zum Liefern ausgebildet ist, um eine Information durch eine Phasen-Änderung zwischen aufeinander folgenden Werten des Feinsynchronisationssignals in dem Feinsynchronisationssignal zu kodieren.

43. Vorrichtung gemäß Anspruch 42, wobei die Information durch einen Phasensprung um 180 Grad zwischen einer Anzahl von Werten des Feinsynchronisationssignals und einer weiteren Anzahl von Werten des Feinsynchronisationssignals zu kodieren.

44. Synchronisations-Verfahren zum bestimmen einer Position eines Synchronisationssignals in einem Empfangssignal, wobei das Synchronisationssignal auf einem Grobsynchronisationssignal und einem Feinsynchronisationssignal basiert, mit folgenden Schritten:

Bestimmen eines Abschnitts eines Empfangssignals, in dem das Feinsynchronisationssignal liegt, basierend auf dem Grobsynchronisationssignal;

Bestimmen der Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal für eine Synchronisation basierend auf dem Feinsynchronisationssignal in dem Abschnitt des Empfangssignals.

45. Verfahren zum Synchronisieren eines Empfängers und eines Senders, wobei der Sender ausgebildet ist, um ein Synchronisationssignal, das auf einem Grobsynchronisationssignal für eine Grob-Synchronisation und auf einem Feinsynchronisationssignal für eine Fein-Synchronisation basiert, auszusenden, mit folgenden Schritten:

Abtasten einer Empfangsversion des Synchronisationssignals, um ein Empfangssignal zu liefern;

Durchführen des Synchronisationsverfahrens gemäß Anspruch 44, um ein Positionssignal zu erhalten, das eine Position des Synchronisationssignals in dem Empfangssignal anzeigt; und

Steuern eines Abtastzeitpunktes in Abhängigkeit von dem Positionssignal, um den Empfänger und den Sender zu synchronisieren.

46. Verfahren zum Erzeugen eines Synchronisationssignals, das aussendbar ist, um einen Empfänger und einen Sender zu synchronisieren, mit folgenden Merkmalen:

Liefern eines Grobsynchronisationssignals mit einer ersten Bandbreite und eines Feinsynchronisationssignals mit einer zweiten Bandbreite, wobei die zweite Bandbreite geringer als die erste Bandbreite ist; und Bereitstellen des Synchronisationssignals unter Verwendung des Grobsynchronisationssignals und des Feinsynchronisationssignals.

47. Computer-Programm mit einem Programm-Code zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 44, 45 oder 46, wenn das Programm auf einem Computer abläuft.

Es folgen 17 Blatt Zeichnungen

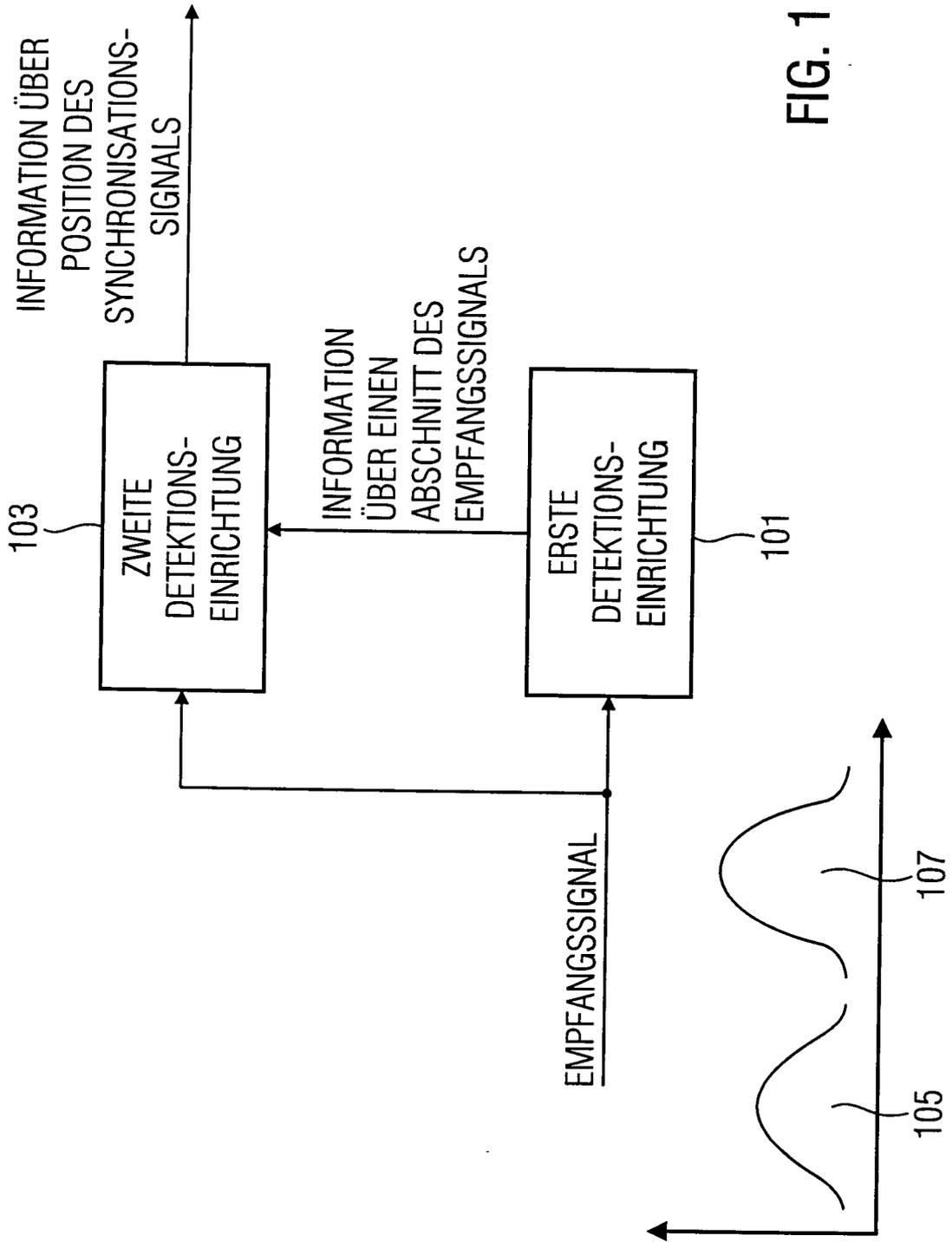


FIG. 1

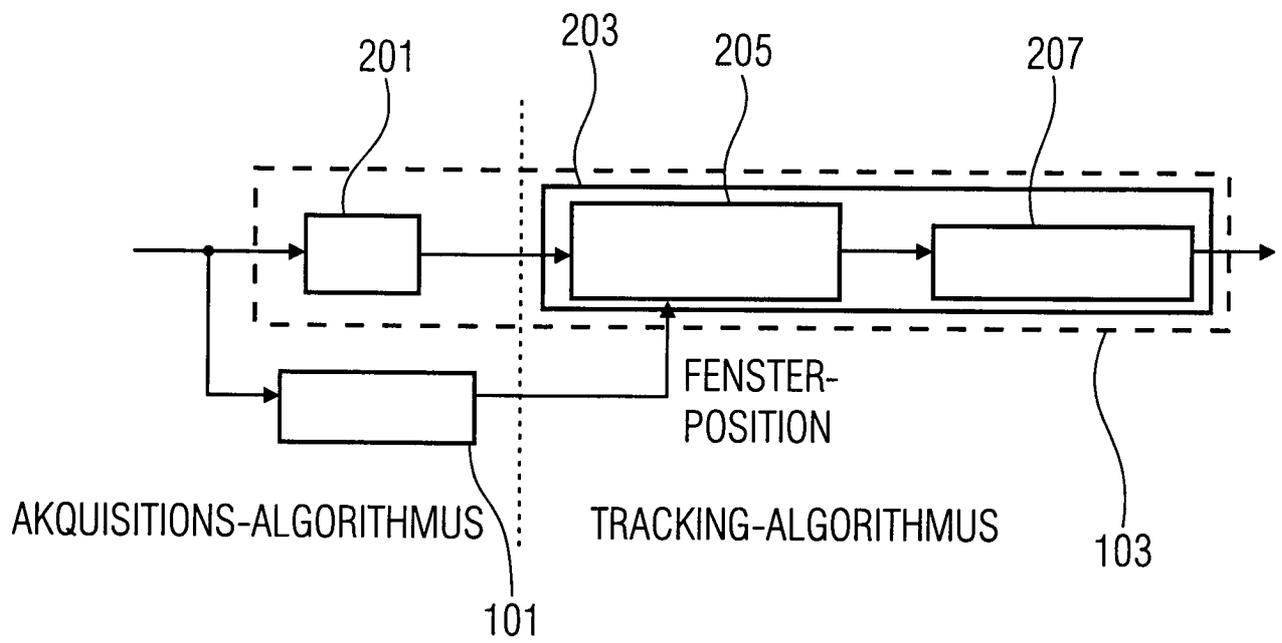


FIG. 2

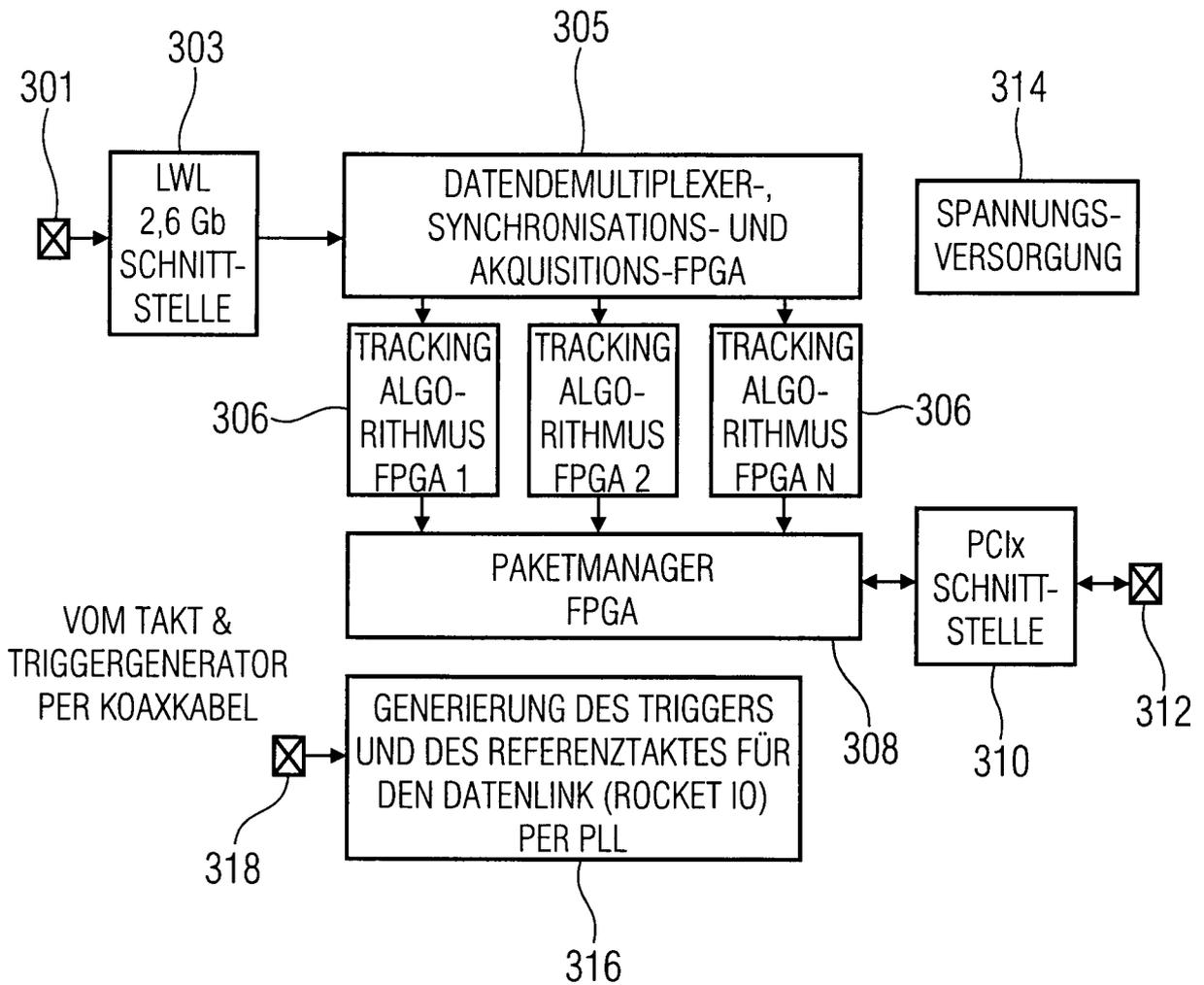


FIG. 3

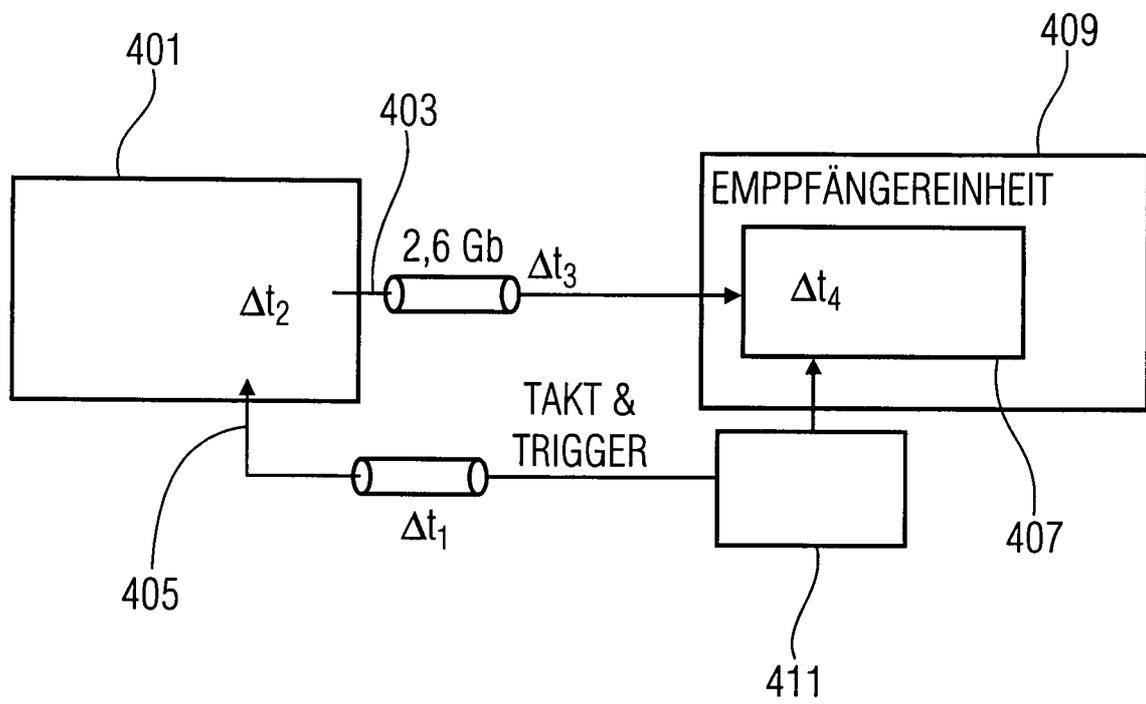


FIG. 4

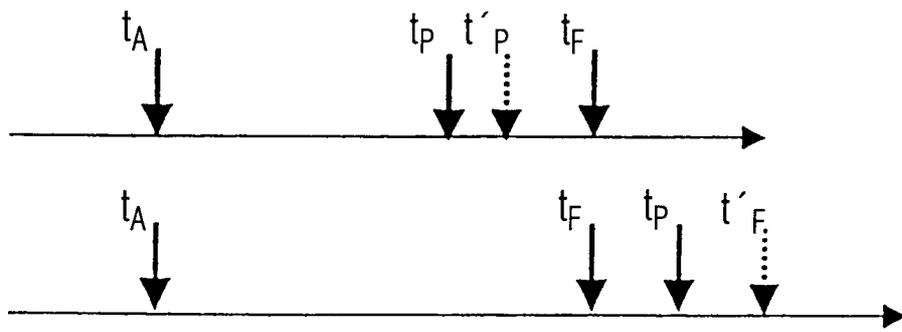
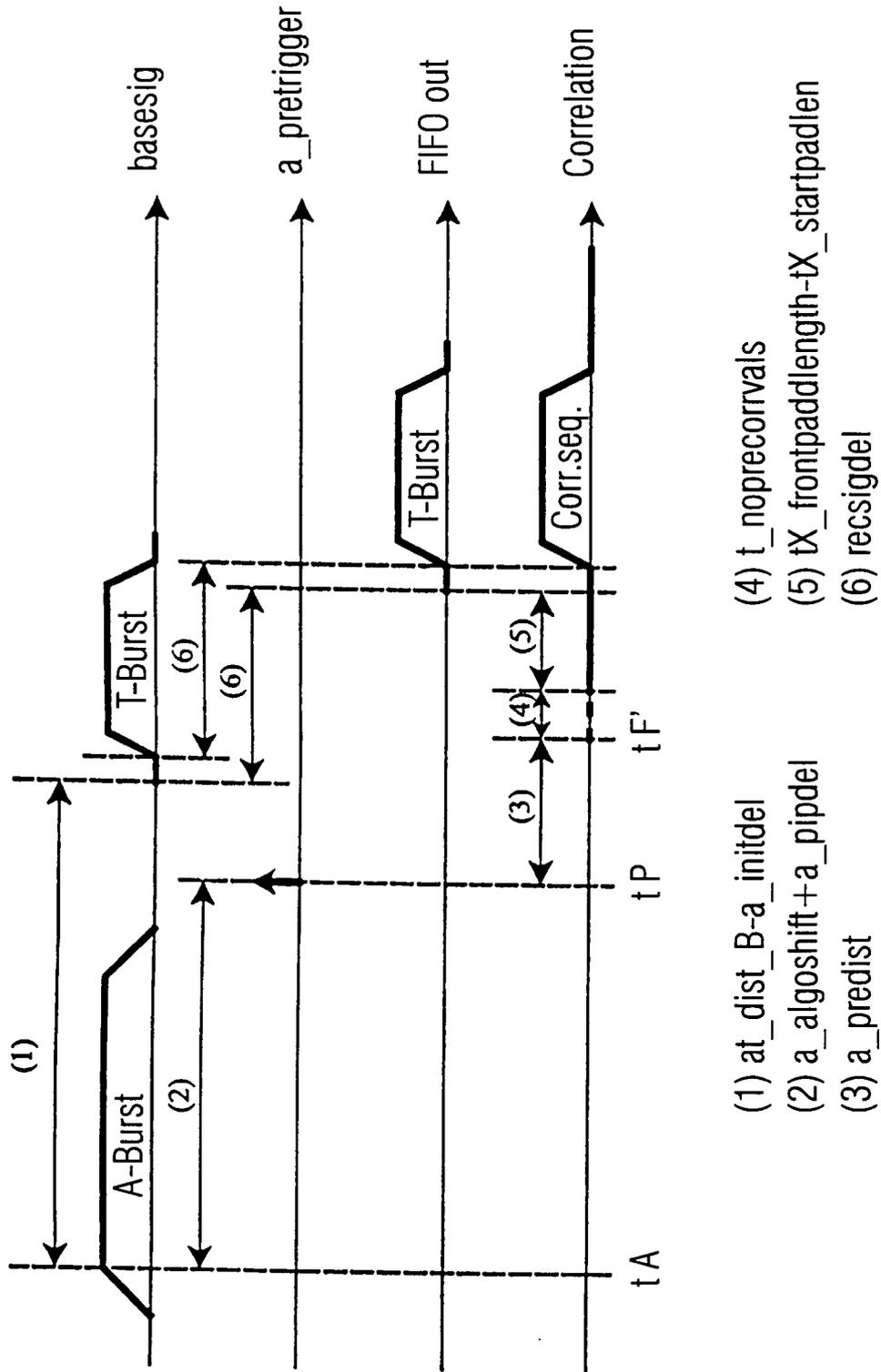


FIG. 5



- (1) at\_dist\_B-a\_initdel
- (2) a\_algoshift+a\_pipdel
- (3) a\_predist

- (4) t\_noprecorvals
- (5) tX\_frontpaddlength-tX\_startpadlen
- (6) recsigdel

FIG. 6

$$\begin{aligned} \text{recsigdel} = & (\text{a\_algoshift} + \text{a\_pipdel} + \text{a\_predist} + \text{t\_noprecorrvals} + \\ & \text{t0\_frontpaddlength} - \text{t0\_startpadlen}) \\ & - (\text{at\_dist\_Brnd} - \text{a\_initdel}), \end{aligned}$$

**FIG. 7**

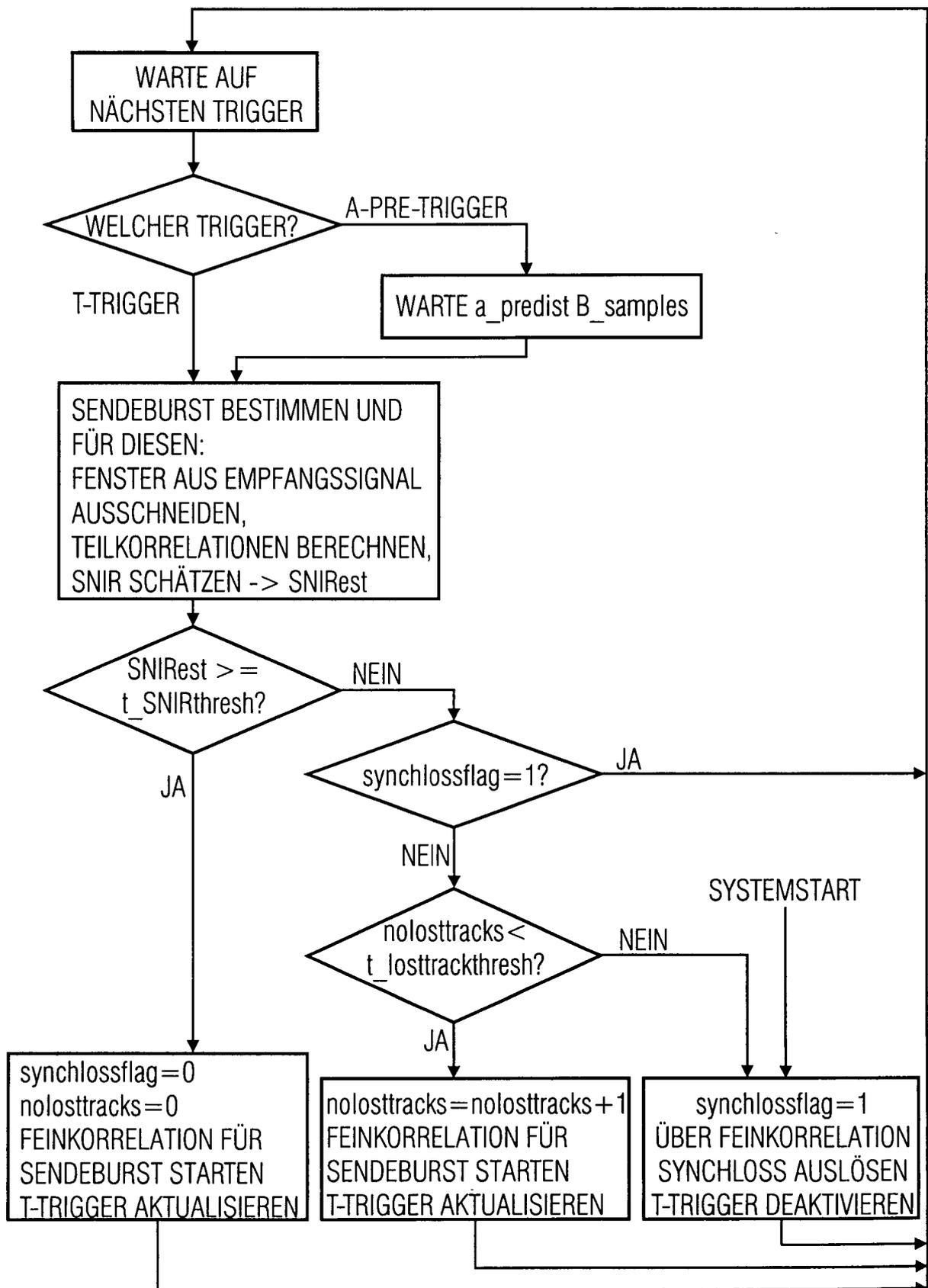


FIG. 8

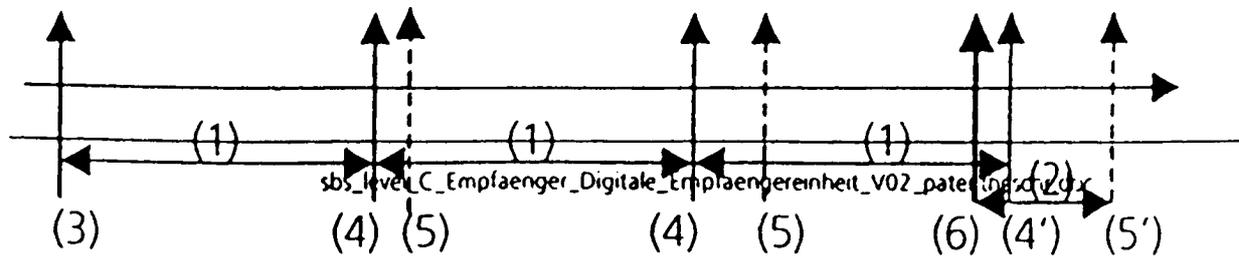


FIG. 9

$$\begin{aligned}
 a\_algorithmsift &= \frac{B\_clock}{B\_clock\_4} \dots \\
 &+ windowlength\_total * \frac{B\_clock}{B\_clock\_4} \dots \\
 &+ a\_burstlen * \frac{B\_clock}{B\_clock\_48} \dots \\
 &+ floor\left(\frac{no\_downsplcoeff}{2} + \frac{no\_downsplcoeff}{2} * \frac{B\_clock}{B\_clock\_4} + \dots \right. \\
 &\quad \left. \frac{no\_impcoeff}{2} * \frac{B\_clock}{B\_clock\_16} + \frac{no\_resplcoeff}{2} * \frac{B\_clock}{B\_clock\_4}\right)
 \end{aligned}$$

WOBEI GILT:

no\_downsplcoeff=47 (ANZAHL DER FILTERKOEFFIZIENTEN FÜR DAS DOWNSAMPLING)

no\_impcoeff=19 (ANZAHL DER FILTERKOEFFIZIENTEN DES MATCHED FILTERS)

no\_resplcoeff=47 (ANZAHL DER FILTERKOEFFIZIENTEN FÜR DAS RESAMPLING DES KORRELATIONSSIGNALS)

FIG. 10

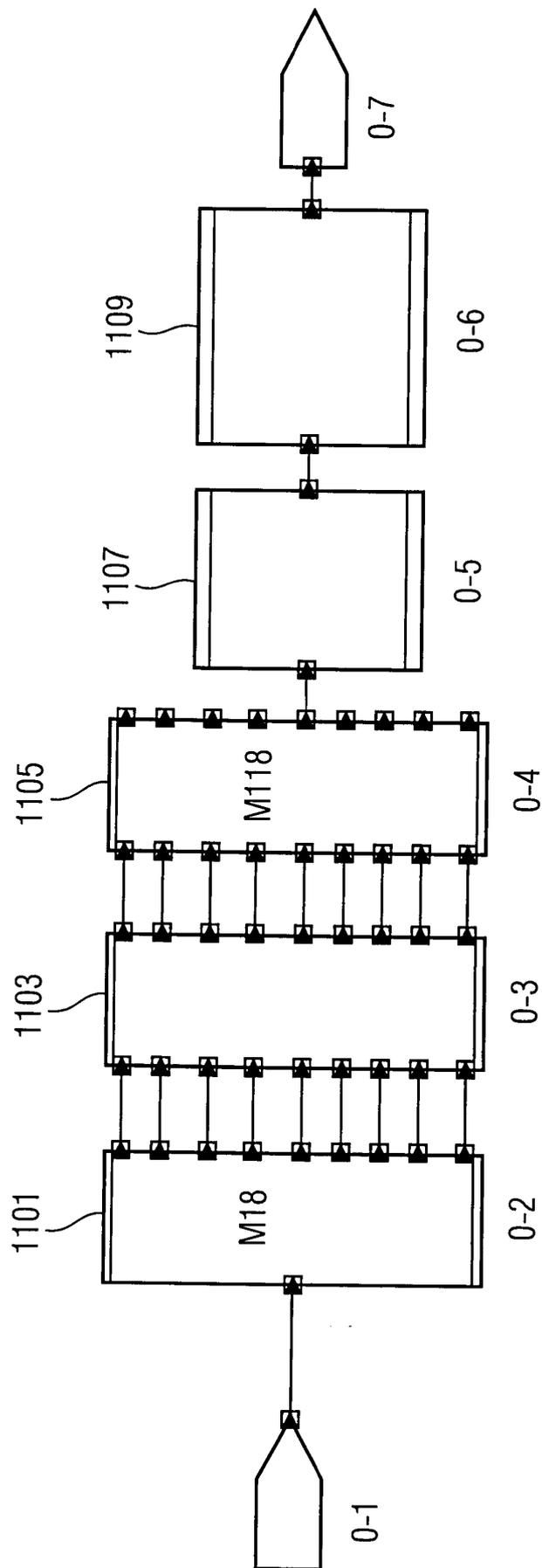


FIG. 11

ELEMENT DER SEQUENZ	KOMPLEXES SYMBOL
0	$1+j$
1	$-1+j$
2	$-1-j$
3	$1-j$

FIG. 12

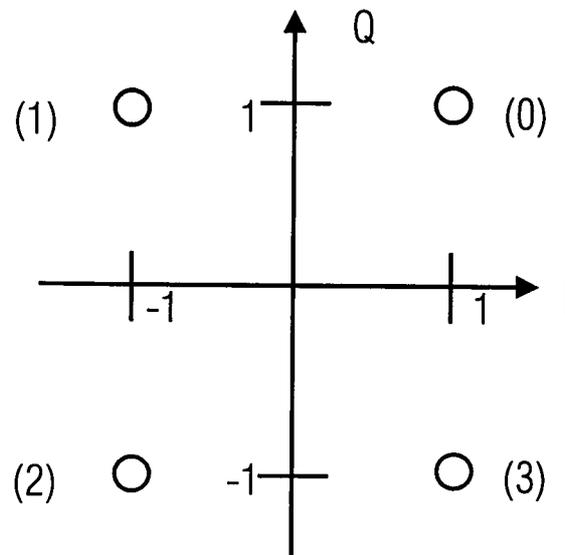


FIG. 13

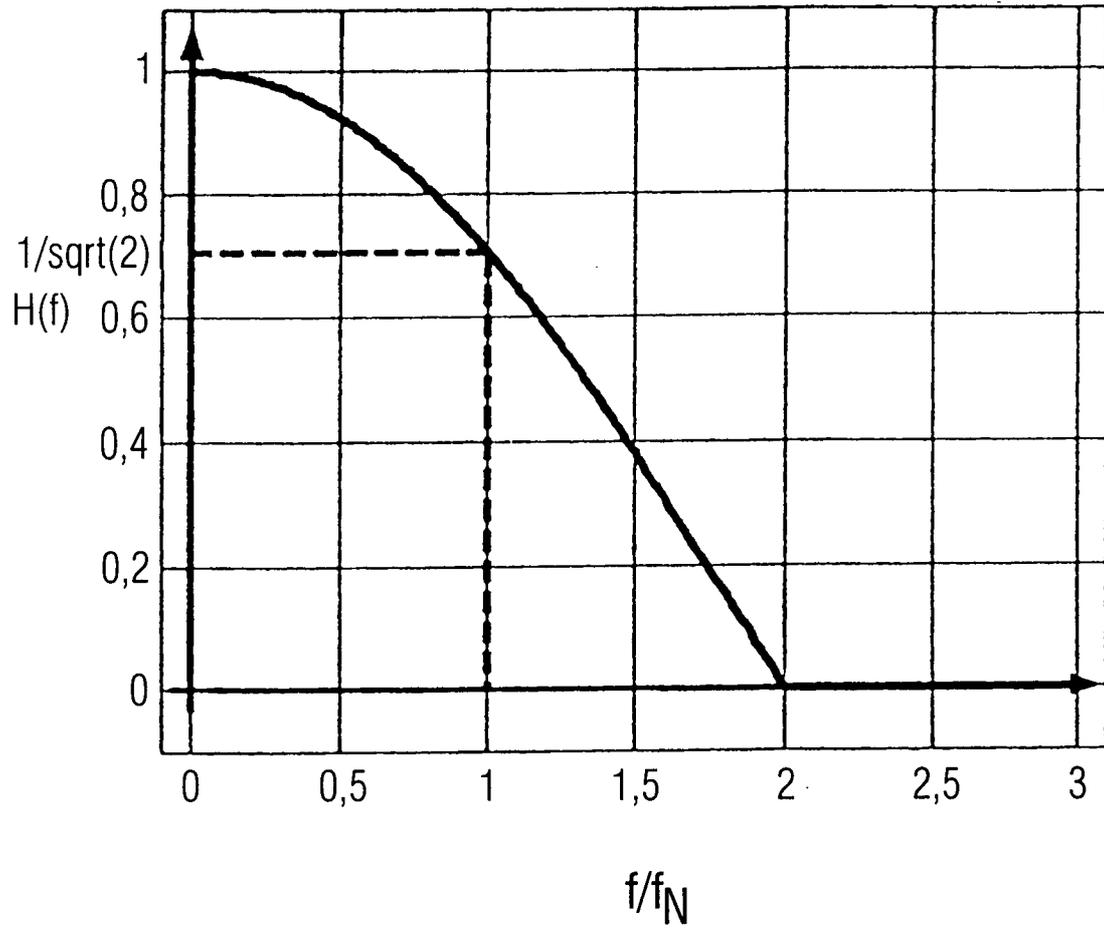


FIG. 14

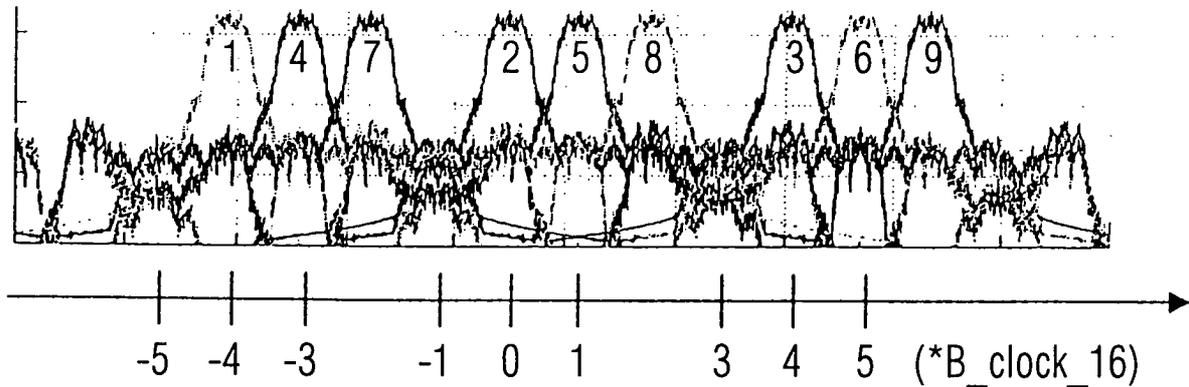
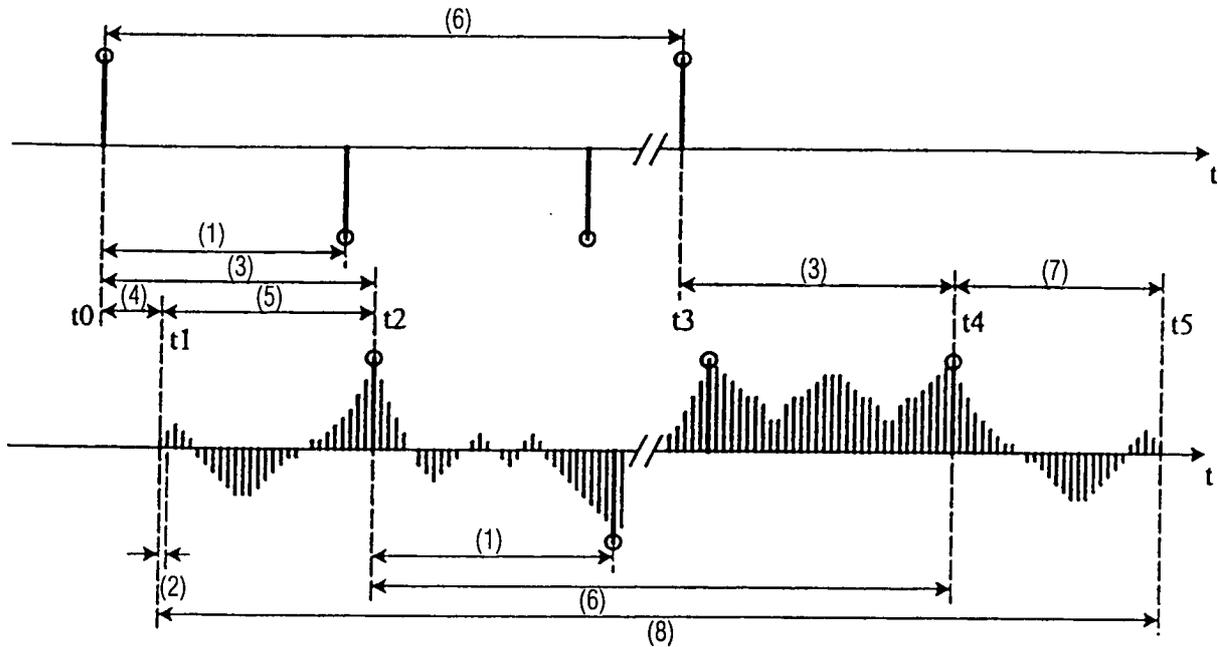


FIG. 15a

FREQUENZBAND NUMMER	FREQUENZ, ALS FUNKTION	FREQUENZ, CA. WERT
1	$-5*B\_clock\_16$	-31,83 MHz
2	$-B\_clock\_16$	-6,36 MHz
3	$3*B\_clock\_16$	19,10 MHz
4	$-4*B\_clock\_16$	-25,46 MHz
5	0	0
6	$4*B\_clock\_16$	25,46 MHz
7	$-3*B\_clock\_16$	-19,10 MHz
8	$B\_clock\_16$	6,36 MHz
9	$5*B\_clock\_16$	31,83 MHz

FIG. 15b



- (1) 1 B\_cycle\_48
- (2) 1 B\_cycle
- (3) GESAMTVERZÖGERUNG BEI DER A-BURST-ERZEUGUNG
- (4) VERZÖGERUNG DURCH PIPELINING USW.
- (5) KUMULIERTE FILTER-GRUPPENLAUFZEITEN (=KUMULIERTE EINSCHWINGZEITEN)
- (6) LÄNGE a\_burstlen (IN B\_cycles\_48) DES ZUGRUNDELIEGENDEN UND DES RELEVANTEN A-BURSTS, WIE ER IM FOLGENDEN BETRACHTET WIRD
- (7) KUMULIERTE AUSSCHWINGZEITEN DER FILTER
- (8) LÄNGE DES ERZEUGTEN A-BURSTS IN B\_samples

FIG. 16

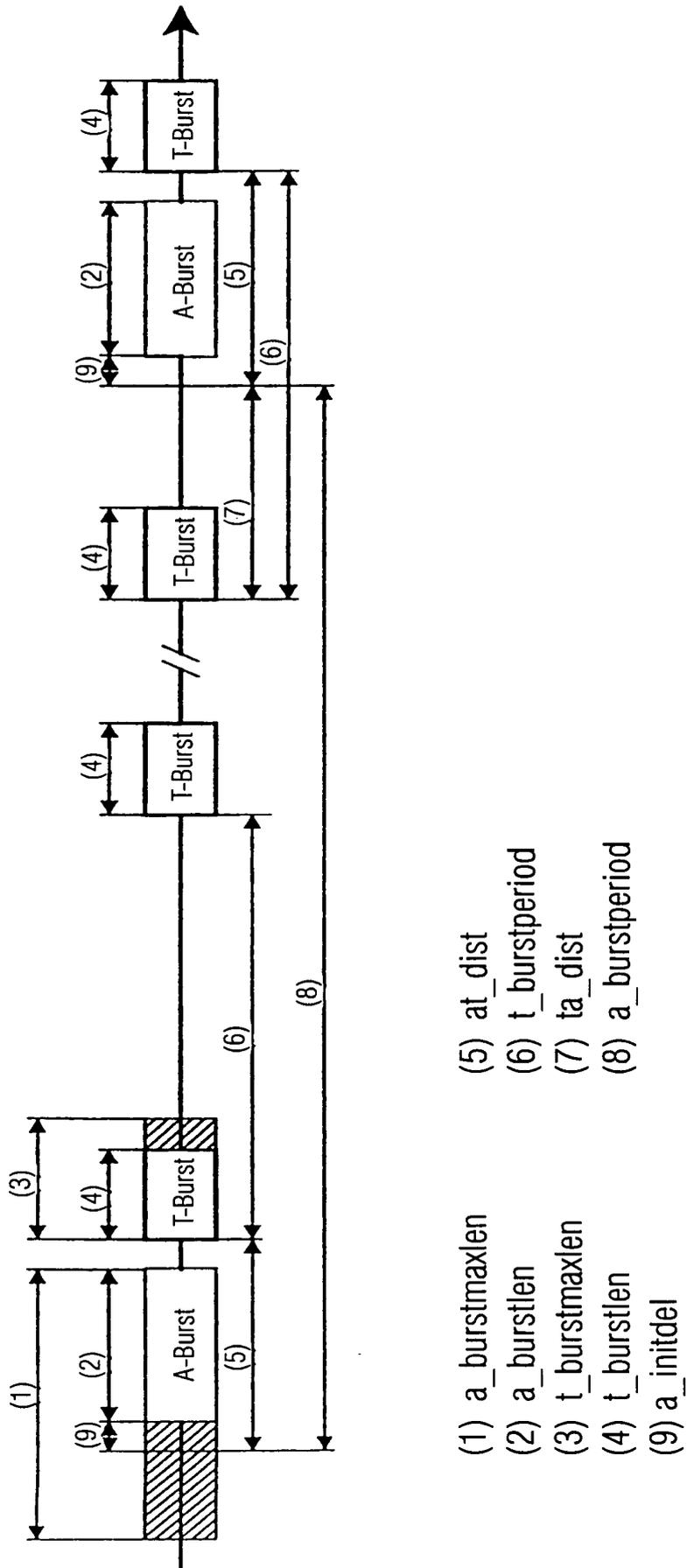


FIG. 17

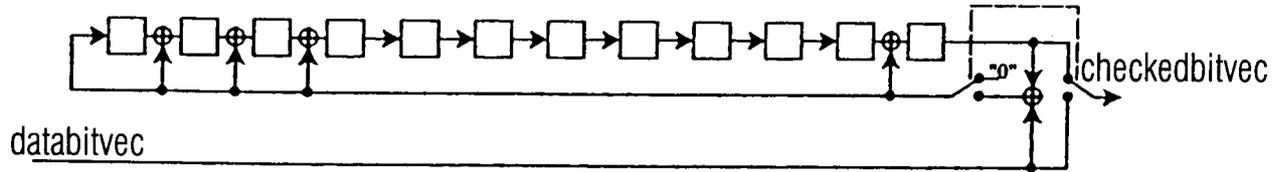


FIG. 18

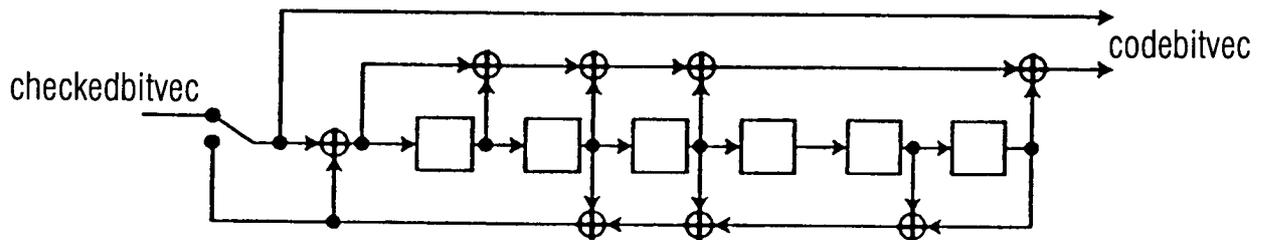
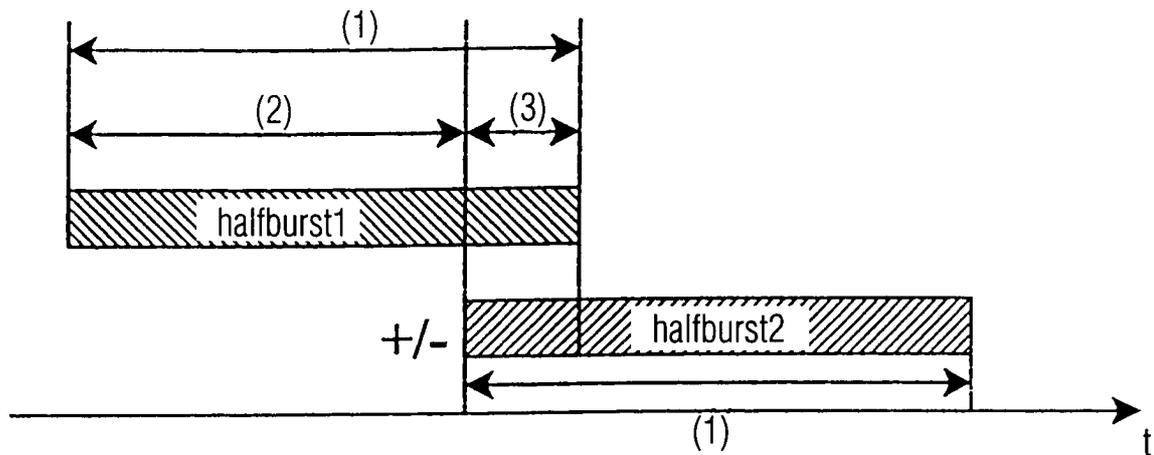


FIG. 19



ERZEUGUNG EINES T-BURSTS MIT EINGETASTETEM  
CHANNELBIT AUS halbburst1 und halbburst2

- (1) halbburstlen
- (2) shift 12
- (3) ÜBERLAPPUNGSBEREICH DER LÄNGE halbburstlen - shift 12

FIG. 20