

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

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
12. Februar 2009 (12.02.2009)

PCT

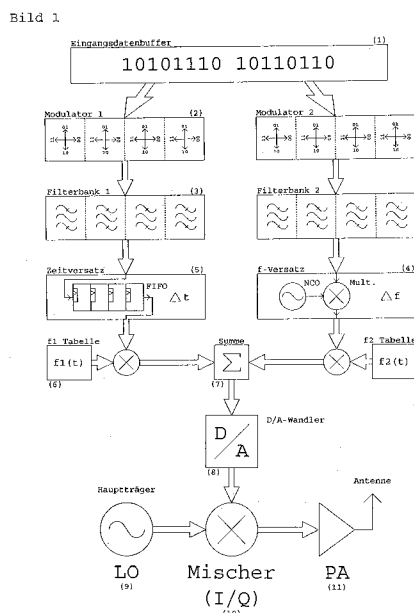
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2009/018980 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation:
H04L 5/00 (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2008/006382
- (22) Internationales Anmeldedatum:
1. August 2008 (01.08.2008)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:
10 2007 036 828.5 3. August 2007 (03.08.2007) DE
10 2008 015 513.6 24. März 2008 (24.03.2008) DE
10 2008 030 179.5 28. Juni 2008 (28.06.2008) DE
- (71) Anmelder und
(72) Erfinder: BARTELS, Oliver [DE/DE]; Ottostrasse 3,
85435 Erding (DE).
- (74) Anwälte: LANG, Friedrich usw.; Bavariaring 29, 80336
München (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ,
CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE,
EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID,
IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK,
LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW,
MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT,
RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ,
TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM,
ZW.
- (84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW,
GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG,
ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: RADIO DEVICE WITH NEW CIFDM MODULATION METHOD

(54) Bezeichnung: FUNKGERÄT MIT NEUARTIGEM CIFDM MODULATIONSVERFAHREN



- (1) Input data buffer
- (2) Modulator
- (3) Filter bank
- (4) f-offset
- (5) Time offset
- (6) f1 table
- (7) Total
- (8) D/A converter
- (9) Main carrier
- (10) Mixer
- (11) Antennae

(57) Abstract: The invention relates to a radio device having a novel comb-interleaved frequency division multiplex (CIFDM) modulation method that combines the advantages of known OFDM modulation with the advantages of conventional carrier modulation. In each case, the data stream to be transmitted is divided into two multi-carrier blocks, which are sent in an interleaved and frequency- and time-offset fashion. For each single sub carrier of a block, a classic modulation with a matched filter system is used; the guard interval is omitted. The spectral efficiency is considerably increased by an artificial zero crossing being introduced with each modulation symbol. During each zero crossing, the other block is transmitted and separated again in the receiver via a synchronous switch.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft ein Funkgerät mit einem neuartigen Comb Interleaved Frequency Division Multiplex (CIFDM) Modulationsverfahren, welches die Vorteile der bekannten OFDM Modulation mit den Vorteilen konventioneller Einträger-Modulationen kombiniert. Der zu sendende Datenstrom wird auf jedenfalls zwei Mehrträgerblöcke aufgeteilt, welche frequenz- und zeitversetzt ineinandergesamt gesendet werden. Pro Einzel-Unterträger eines Blocks kommt dabei eine klassische Modulation mit einem Matched Filter System zum Einsatz, das Guard-Intervall entfällt. Die spektrale Effizienz wird dadurch wesentlich erhöht, dass ein künstlicher Nulldurchgang bei jedem Modulationssymbol eingeführt wird. Während dieses Nulldurchgangs wird der jeweils andere Block übertragen und über einen synchronen Umschalter im Empfänger wieder abgetrennt.

WO 2009/018980 A2



TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— *ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts*

Kurzbeschreibung:

Die Erfindung betrifft ein Funkgerät mit einem neuartigen Comb Interleaved Frequency Division Multiplex (CIFDM) Modulationsverfahren, welches die Vorteile der bekannten OFDM Modulation mit den Vorteilen konventioneller Einträger-Modulationen kombiniert. Der zu sendende Datenstrom wird auf jedenfalls zwei Mehrträgerblöcke aufgeteilt, welche frequenz- und zeitversetzt ineinandergesamt gesendet werden. Pro Einzel-Unterträger eines Blocks kommt dabei eine klassische Modulation mit einem Matched Filter System zum Einsatz, das Guard-Intervall entfällt. Die spektrale Effizienz wird dadurch wesentlich erhöht, dass ein künstlicher Nulldurchgang bei jedem Modulationssymbol eingeführt wird. Während dieses Nulldurchgangs wird der jeweils andere Block übertragen und über einen synchronen Umschalter im Empfänger wieder abgetrennt.

Die Erfindung betrifft ferner einen Modulator zur Erzeugung eines Multiton-Signals für das neuartige Comb Interleaved Frequency Division Multiplex (CIFDM) Modulationsverfahren in der speziellen Ausprägung einer weitgehend hexagonalen Anordnung der Unterträger. Der Modulator ermöglicht die Erreichung der optimalen hexagonalen Packungsdichte der Unterträger-Symbole zwecks Erzielung hoher spektraler Effizienz bei gleichzeitig einer extrem hohen Störfestigkeit des Multiton-Signals.

Die Erfindung betrifft auch ein Modem, welches ein Multiton-Übertragungsverfahren mit bandbegrenzenden Gauss- oder Matched Filterbänken verwendet, mit einer Zusatzeinrichtung zur Messung und Reduzierung von Übersprechstörungen durch den Einsatz speziell insbesondere mit Pseudo Random oder Gold Codes modulierter Unterträger zur Erkennung des Übersprechens.

Beschreibung:

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen breitbandigen Datenstrom als Funksignal möglichst störungsfrei über eine größere Distanz zu übertragen. Dabei sollen insbesondere durch Reflexionen bedingte Mehrwegsignale (Multipath) wieder ungestört in den originalen Datenstrom zurückgewandelt werden können. Eine zu dieser Aufgabenstellung vergleichbare Aufgabe besteht in der Übertragung eines breitbandigen Datenstroms über ein einfaches Kupferkabel wie z.B. eine Teilnehmeranschlußleitung, auch auf dieser gibt es Reflexionen an Unstetigkeiten wie z.B. Klemmleisten.

Zur Datenübertragung über Funk werden die Daten gewöhnlich auf einen Träger moduliert, die

zugehörigen Verfahren sind aus der Literatur hinlänglich bekannt, es wird hier beispielhaft auf das den Stand der Technik sehr ausführlich beschreibende Werk von Karl-Dirk Kammeyer, Nachrichtenübertragung, 3. Auflage, Teubner 2004, verwiesen.

Neben den klassischen Verfahren der Modulation eines Einzelträgers, welche zwar in Bezug auf kurze Latenzzeiten vorteilhaft sind, aber den Nachteil haben, dass sie mit Reflexionen und Mehrwegeempfang auf große Distanzen bei gleichzeitig hohen Datenraten nur mit sehr hohem Aufwand z.B. durch einen adaptiven Empfangsfilter (Equalizer) mit vielen Koeffizienten umgehen können, hat sich im heutigen Stand der Technik das OFDM Verfahren weitgehend durchgesetzt.

Die Abkürzung OFDM steht für Orthogonal Frequency Division Multiplex, dabei kommt ein Mehrträgersignal mit einer großen Zahl von Unterträgern zum Einsatz, welches mittels einer orthogonalen Transformation – im allgemeinen einer inversen Fouriertransformation – erzeugt wird, die Transformation findet im Rahmen einer digitalen Signalverarbeitung statt. Das Ergebnis der Transformation kann dann analog mit einem Hauptträger gemischt werden, trotzdem zeigen sich im Sendesignal nurmehr die per mathematischer Transformation synthetisch erzeugten Unterträger.

Die Problematik der Reflexionen wird beim OFDM dadurch gelöst, dass einerseits der Übertragung der transformierten Datenblöcke jeweils ein Guard-Intervall (Schutzbereich) vorgeschaltet wird, welcher typischerweise eine Wiederholung der letzten Abtastwerte des zu übertragenden transformierten Datenblocks ist.

Hierdurch wird bei der Übertragung sichergestellt, dass bei Betrachtung eines einzelnen Unterträgers ein kontinuierlicher Übergang zwischen dem Schutzbereich und dem eigentlichen transformierten Datenblock sichergestellt ist, welcher in der Zeitebene keine neuen Sprungantworten infolge einer Änderung der Modulation bzw. keine neuen Echos auslöst. Dadurch verbleibt lediglich die aus dem Übergang des vorherigen Symbols zum neuen Guardintervall erzeugte Sprungantwort bzw. die an dieser Diskontinuität entstehenden Echos, welche sich innerhalb des Guard-Intervalls totlaufen.

Die Problematik der dann noch verbleibenden Interferenzen kann dann in einem zweiten Schritt im OFDM Empfänger durch eine stark vereinfachte Entzerrung behoben werden. Weil bei OFDM gewöhnlich eine orthogonale inverse Fouriertransformation zum Einsatz kommt, gibt es naturgemäß nach der Rücktransformation im Empfänger exakt einen komplexen Zahlenwert pro Unterträger. Da die Transformation linear ist und es sich beim Mehrwegeempfang innerhalb der Systemgrenzen

lediglich um eine lineare Überlagerung der über verschiedene Wege transportierten Information handelt, und weil zudem die zeitliche Verschiebung infolge des Faltungssatzes und der Ausgestaltung des Guard-Intervalls nach der Rück-Fouriertransformation in die Frequenzebene lediglich einer Skalierung entspricht, kann durch eine einzelne komplexe Multiplikation pro Unterträger eine weitgehende Entzerrung vorgenommen werden. Die Bestimmung der Koeffizienten zur Entzerrung kann beispielsweise mittels Pilotträger vorgenommen werden, ebenso können bestimmte Unterträger bevorzugt ausgewählt werden, siehe beispielsweise DE19827514A1.

Das OFDM Verfahren besticht durch seine Einfachheit und Effektivität und wird deshalb heute nach dem Stand der Technik bei vielen modernen Funksystemen wie IEEE 802.11a/g WLAN, IEEE 802.16d/e WiMAX oder auch drahtgebunden beim ADSL eingesetzt.

Nachteilig dabei ist jedoch, dass einerseits das Verfahren bei Echos, deren Laufzeit die Länge des Guard-Intervalls überschreitet, vollständig versagen kann, weshalb zur Übertragung über längere Strecken ein immer größerer Anteil der Bandbreite dem Guard-Intervall geopfert werden muss, und andererseits es sich nicht um ein Matched Filter System handelt, weswegen der erzielbare Durchsatz bei schlechtem Signal/Geräusch-Verhältnis nicht optimal ist.

Weiterhin besteht das Problem der Latenzzeit, welches sich durch die nötige Aufsummierung der Daten zu einem OFDM Symbol ergibt, weil die OFDM Symboldauer aus Gründen der spektralen Effizienz ein Vielfaches der Dauer des Guardintervalls sein sollte. Speziell bei größeren Übertragungsdistanzen mit längeren Laufzeitunterschieden und großen Echolaufzeiten bedeutet dies eine erhebliche unerwünschte Steigerung der Latenzzeit.

Schon zum Zeitpunkt der Einführung des OFDM Verfahrens in den Stand der Technik, ermöglicht durch die Bereitstellung der zur schnellen Berechnung der nötigen Fouriertransformation geeigneter schneller digitaler Schaltkreise der digitalen Signalverarbeitung, wurde als Alternative die direkte Erzeugung echter Mehrträgersignale mittels Filterbänken diskutiert. Ein Beispiel liefert DE4208808A1. Aus US4131766 und US4799179 (zur Theorie siehe auch Norbert Fliege, Multiraten-Signalverarbeitung, Teubner 1993, Kapitel 8.6) sind zudem DFT Polyphasenfilterbänke bekannt, mit denen eine Realisierung einer Vielzahl gleichartiger FIR-Filter äußerst effizient mittels eines Multiplexers, eines Satzes FIR-Filter, deren Aufwand gegenüber einer reinen FIR-Filterbank sowohl bezüglich der Rate der Abtastwerte wie auch der Anzahl der Koeffizienten um den Multiplexfaktor reduziert ist, sowie einer schnellen inversen Fouriertransformation durchgeführt

werden kann. In EP1016211B1 ist die Anwendung in einem analogen Empfänger gezeigt.

Durch die Verwendung effizient zu berechnender Filterbänke wird der Datenstrom gemäß diesem Verfahren auf eine Vielzahl einzelner Träger aufgeteilt, von denen im Unterschied zum OFDM jeder einzelne mit einer geringen Datenrate, aber dennoch im Sinne eines klassischen Einträger-Übertragungssystems konventionell und kontinuierlich ohne Guard-Intervall moduliert wird. Hierdurch wirken Laufzeitunterschiede infolge Mehrwegeempfangs zwar unmittelbar als Intersymbolinterferenz auf die Übertragung ein, da aber bei jedem Einzelträger mit einer sehr geringen Datenrate gearbeitet wird, bedarf es entsprechend großer zeitlicher Unterschiede, damit die Intersymbolinterferenz überhaupt spürbar wird, sie kann zudem mit einem adaptiven Filter mit lediglich kleiner Koeffizientenanzahl oder einer Trellis-Codierung mit Viterbi-Auswertung sehr leicht weitgehend eliminiert werden.

Ein besonderes Problem dieser ist allerdings neben dem höheren Rechenaufwand, der mit der heutigen Schaltungstechnik nur noch nebensächlich ist, die schlechte Ausnutzung des Spektrums durch das so erzeugte Mehrträgersignal.

Im Gegensatz zum OFDM-Signal, welches durch die orthogonale Fouriertransformation zu jeder komplexen Amplituden- und Phasenvorgabe eines Einzelträgers in der Frequenzebene exakt einen komplexen – entsprechend oberem wie unterem Seitenband - oder zwei realwertige Abtastwerte in der Zeitebene bereitstellt und somit ohne Guard-Intervall die Nyquist-Bandbreite optimal ausschöpft, kommt bei den Mehrträgerübertragungen mit Filterbänken jeweils pro Träger eine konventionelle Modulation zum Einsatz, welche die Signalleistung in bestimmten Bereichen des Spektrums konzentriert und andere Bereiche speziell in den Seitenbändern mit weit weniger oder nahezu keiner Leistung abdeckt. Demzufolge erfolgt empfängerseitig eine unterkritische Abtastung und Analyse mit dem damit verbundenen Verlust an spektraler Effizienz.

Aus WO 2004/014034A2 ist ebenfalls ein Ansatz für die Aufteilung eines QPSK Signals auf jedenfalls zwei Teilkanäle mit gegeneinander versetzten Frequenzbändern mit klassischen Kanalfiltern bekannt. Zwar kommt es hier schon zu einer für QPSK Signale verbesserten spektralen Ausnutzung, allerdings reicht diese bei weitem nicht an das bekannte OFDM heran, dieses Verfahren ist daher primär nur für Übertragungswege wie Satellitenverbindungen wirtschaftlich einsetzbar, bei denen die Verwendung eines rein phasenmodulierten Signals aufgrund der besonderen Eigenschaften des Übertragungswegs zwingend erforderlich ist.

Die Aufgabenstellung bei der Erfindung besteht demzufolge darin, ein Modulationsverfahren zu finden, welches die Vorteile der hohen spektralen Effizienz des OFDM Verfahrens mit der Robustheit eines Mehrträgerverfahrens mit konventioneller Modulation der Einzelträger kombiniert.

Das Problem wird erfindungsgemäß durch die in Patentanspruch 1 beschriebenen Geräte oder Baugruppen gelöst, deren Funktion im folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels erläutert wird. Bild 1 zeigt die hierzu passende Signalverarbeitung in graphischer Form, deren einzelne Elemente im Bild 1 werden im folgenden mit Nummern in Klammern referenziert.

Ein Mikroprozessor oder digitaler Signalprozessor gemäß Unteranspruch 14 übernimmt die zu übertragenden Daten von der Quelle und teilt diese per Software in einzelne Datenblöcke auf (1). Die Datenblöcke werden gemäß Unteranspruch 8 mit einem fehlersichernden Code zur Vorwärtsfehlerkorrektur versehen, z.B. einem Turbo-Code, welcher zu den eigentlichen Datenbits redundante Information zur späteren Fehlerkorrektur im Empfänger hinzufügt.

Sodann werden die Blöcke vom Prozessor zur Modulation aufbereitet (2), hierzu erfolgt beispielsweise eine Auswahl von jeweils zwei Bit für eine QPSK Modulation gemäß Unteranspruch 6 pro Einzelträger. Aus jeweils einer Bitgruppe wird eine komplexe Zahl als Basisband-Abtastwert entsprechend einer Tabelle oder Formel ausgewählt, diese wird dann als Sendeabtastwert in die Kanalfilterbank eingespeist. Sofern diese wie im Bild für vier Unterträger ausgelegt ist, ergibt sich im Beispiel eine Informationsmenge von zwei mal vier Bit pro Datenblock abzüglich gemäß Unteranspruch 10 zu übertragender Pilot-Unterträger oder spektraler Null- oder Schutzträger.

Sodann werden die Datenblöcke zur Übertragung aufbereitet, hierzu werden im Beispiel jeweils die geraden Datenblöcke auf eine und die ungeraden Datenblöcke auf eine andere Filterbank (3) gegeben. Gemäß Unteranspruch 3 handelt es sich in einer besonders vorteilhaften Ausführung der Erfindung um eine mittels Multiplexer, reduzierten FIR-Filtern und inverser schneller Fouriertransformation gebildete Polyphasenfilterbank, welche gleichzeitig das notwendige Upsampling auf die Ausgangsbitrate und somit die Einordnung der Unterträger in das Spektrum vornimmt. Hiermit lassen sich große Filterbänke für z.B. 64 bis 1024 Unterträger realisieren.

Da die Filterbänke im Gegensatz zu einer reinen inversen Fouriertransformation über eine beliebig einstellbare Impulsantwort verfügen, kann gemäß dem Unteranspruch 4 ein Matched Filter System

gebildet werden. Dieses erlaubt eine Optimierung des Systemverhaltens bei im Kanal vorliegenden Rauschen oder anderen Störpegeln bei gleichzeitiger weitgehender Vermeidung einer Intersymbolinterferenz. Für die korrekte Modulation der Unterträger reicht es völlig aus, die einzelnen Basisband-Abtastwerte aus aufeinanderfolgenden (geraden oder ungeraden je nach Filterbank im Beispiel) Datenblöcken, welche zu einem Unterträger gehören, als Eingangswerte in die Polyphasenfilterbank zu geben und bedarfsweise zur Anpassung der Abtastrate zusätzlich Null-Abtastwerte hinzuzufügen, die nötige Interpolation und Signalformung übernehmen die FIR-Filter, welche gleichzeitig auch als Gedächtnis der Filterbank fungieren.

Am Ausgang der jeweiligen Filterbank für die geraden oder ungeraden Datenblöcke steht nun bereits unmittelbar das jeweilige Mehrträgersignal in der Zeitebene an. Entsprechend dem Hauptanspruch wird nun in der Beispielrealisierung eines dieser Signale zunächst um einen halben Unterträger-Frequenzabstand frequenzverschoben, dies kann beispielsweise durch eine komplexe Multiplikation der Abtastwerte mit einem mittels direkter digitaler Synthese im komplexen Zahlenraum numerisch erzeugten Lokaloszillatorsignal (NCO) geschehen (4). Letzteres entsteht, indem Abtastwerte nacheinander aus einer Sinus- bzw. Cosinus-Tabelle entnommen werden, da im konkreten Fall zumeist ein ganzzahliges Teilungsverhältnis vorliegen wird, beschränkt sich die Signalgenerierung auf eine rein sequentielle zyklische Entnahme ohne Phasenakkumulator.

Des weiteren wird jetzt das Ausgangssignal der anderen Filterbank um eine halbe Symboldauer zeitlich versetzt (5), dies kann beispielsweise mittels eines Ringbuffers oder einer FIFO-Warteschlange geschehen.

Danach werden die Ausgangssignale zu einem Datenstrom aufsummiert, es ergibt sich erfindungsgemäß ein mehrdimensional ineinandergesickertes Sendesignal (Bild 2).

In einer besonders vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung gemäß Unteranspruch 5 wird zusätzlich jedes Ausgangssignal vor der Summierung (7) über eine beispielsweise aus einer Tabelle (6) generierte periodische Funktion so skaliert, dass die Ausgangsleistung des einen Signals dann maximal ist, wenn die andere bei Null liegt. Das muss aber nicht bei jedem Signal derart gehandhabt werden, beispielsweise kann gemäß Unteranspruch 11 eine dynamische Auswahl der Funktion vorgenommen werden. Hierzu bietet sich neben Erfordernissen bezüglich der Kanalantwort auch eine Auswahl zur Reduzierung des Verhältnisses der Spitzensendeleistung zur mittleren Sendeleistung an (PAPR, Peak to Average Power Ratio).

Um letztere zu realisieren, können beispielsweise verschiedene Skalierungsfunktionen parallel auf die Ausgangssignale angewendet werden, um jeweils eine denkbare Variante zu realisieren, die Ergebnisse werden danach zeitverzögert, um eine Auswertung der Varianten gemäß dem besten PAPR vorzunehmen und dann das so ausgewählte der zeitverzögerten Signale auf den Sender oder Leitungstreiber zu geben. Durch die Zeitverzögerung greift die Auswahl dann quasi rückwirkend.

Optional können sowohl die einzelnen Datenströme als auch deren Summe vor der Übergabe an den D/A-Wandler (8) zum – wie auch bei konventionellen Systemen beispielsweise aus einem Lokalszilator (9), Vektormodulator (10) und (PA) Sendeverstärker (11) mit Antenne bestehenden - Sender noch einer Predistortion oder einem weiteren Upsampling auf eine Zwischenfrequenz unterzogen werden, letzteres ist dann vorteilhafterweise getrennt für die einzelnen Datenströme der einzelnen Filterbänke vornehmbar, wenn der notwendige Frequenzversatz zwischen beiden Filterbänken zusammen mit der Konvertierung auf die Zwischenfrequenz und einer letzten Bandpassfilterung in einem Arbeitsschritt realisiert wird, entsprechende Bausteine für eine Aufwärtswandlung von Basisband-Datenströmen (Digital Up Converter) sind nach dem Stand der Technik kommerziell verfügbar.

Weiterhin ist es denkbar, die die Skalierungsfunktionen auch an der Bedeutung der zu übertragenden Daten bzw. deren Fehlerfreiheit zu orientieren bzw. an der zur Verfügung stehenden Redundanz.

Die Ausführung gemäß Unteranspruch 12 sieht hierzu vor, dass im Fall einer paketorientierten (IP-) Datenübertragung entweder die Datenpakete, die einer niedrigen Service-Qualitätsklasse angehören, ihrerseits Sendedatenblöcken zugeordnet werden, welche über eine Filterbank übertragen werden, die mit reduzierter Leistung in das Sendesignal eingeht. Alternativ ist es möglich, Pakete mit einem Zeitstempel zu versehen, aus welchem die gewünschte Ankunftszeit des Pakets beim Empfänger hervorgeht, oder diese Zeitverhältnisse aus der Position des Datenpakets in einer Warteschlange abzuleiten.

Der Sender kann dann im zweiten Fall solche Pakete, die eigentlich noch nicht gemäß der zeitlichen Einordnung zur Übertragung anstehen, eine Vorabübertragung auf Sendedatenblöcken mit reduzierter Leistung oder Übertragungsqualität versuchen. Sofern das Paket den Empfänger erreicht und der Fehlersicherungscode es als fehlerfrei oder korrigierbar bewertet, kann dies dem Sender mitgeteilt und so eine erneute spätere Übertragung über Sendedatenblöcken mit voller Leistung und

hoher Übertragungsqualität vermieden werden, hierdurch wird im Fall guter Funk-Übertragungsverhältnisse Bandbreite eingespart und die Latenzzeit verkürzt.

Anhand eines Zeitstempels innerhalb der Pakete kann dann trotzdem gegenüber dem eigentlichen Abnehmer der Daten eine kontinuierlicher Datenfluß gemäß Unteranspruch 13 simuliert werden, in dem die Pakete im Empfänger zwischengespeichert und erst zum angegebenen Zeitpunkt ausgeliefert werden. Hierdurch wird speziell bei fensterorientierten Protokollen wie TCP/IP ein hoher Datendurchsatz gewährleistet.

Um nun zu die so gesendeten Daten wieder zu empfangen und demodulieren zu können, wird im Empfänger gemäß der besonders vorteilhaften Ausführungsform nach Unteranspruch 2 ein spezieller Demultiplexer eingesetzt, welcher auf den Symboltakt synchronisiert ist. Dieser nimmt eine weiche Gewichtung der eingehenden Abtastwerte vor, welche, und das ist der entscheidende Trick an dieser Stelle, einen Nulldurchgang eines im Beispiel QPSK Symbols immer dann simuliert, wenn die eingehenden Abtastwerte jeweils für die andere Analysenfilterbank bestimmt sind.

Da im Prinzip auch eine Folge von 180 Grad Phasensprüngen der einzelnen Unterträger in einem Matched Filter System einwandfrei übertragen wird, kann der bei einem 180 Grad Übergang entstehende Leistungseinbruch auch künstlich für alle anderen Phasensprünge realisiert werden, wodurch sichergestellt ist, dass an dieser Stelle das Spektrum für die Übertragung der jeweils anderen Mehrträgersymbol-Klasse aus der anderen Filterbank zur Verfügung steht. Da durch den Frequenzversatz die einzelnen (unmodulierten) Unterträger der einen Klasse jeweils in den Filterflanken der Matched Filter der anderen Klasse platziert werden, tragen diese durch den zeitlichen wie frequenzmäßigen Versatz kaum zur Interferenz zwischen zwei Mehrträgersymbol-Klassen bei. Der Effekt kann durch Einfügen von Null-Abtastwerten in einer unterkritischen Filterbank oder durch die schon beschriebene Gewichtung der Ausgangssignale der Filterbänke gemäß Unteranspruch 5 noch verstärkt werden.

An dieser Stelle zeigt sich die besondere Leistungsfähigkeit dieses Übertragungsverfahrens im Vergleich zum Stand der Technik: Einerseits wird durch die Verschachtelung mehrerer Mehrträgersymbol-Klassen im Sendesignal eine sehr hohe spektrale Effizienz vergleichbar mit klassischen OFDM Verfahren geboten, es kann in diesem Sinne durchaus von einem orthogonalen Frequenzmultiplex gesprochen werden, wenngleich eine komplexere Transformation über mehrere Symbole hinweg zum Einsatz kommt. Bild 2 zeigt das aus zwei Teilspektren zusammengesetzte

resultierende Spektrum. Andererseits kann bei diesem Übertragungsverfahren auf das Guard-Intervall verzichtet werden, da eine klassische Entzerrung aufgrund der im Verhältnis zur Signallaufzeit langen Symboldauer nur wenig aufwendig ist, gemäß Unteranspruch 7 reicht hierfür eine gewöhnliche Trellis-Viterbi Kombination völlig aus. Die Bandbreite für das Guard-Intervall steht somit vollständig zur Datenübertragung zur Verfügung, es besteht auch keine Gefahr des Versagens des Übertragungsverfahrens bei großen Laufzeitunterschieden beim Mehrwegeempfang und Störungen auf benachbarten Trägern werden durch den Frequenzgang der klassischen Filter problemlos eliminiert, während sie beim gewöhnlichen OFDM infolge der $\sin(x)/x$ Funktion der Filterkurve eines Einzelträgers, welche sich inherent aus der Fouriertransformation ergibt, unmittelbar auf auch weiter entfernte Träger durchschlagen können.

Ein besonderer Vorteil der Erfindung ist die mögliche Wahl unterschiedlich breiter Filter für einzelne Unterträger zwecks unterschiedlicher Symbolraten für Daten unterschiedlicher Serviceklassen gemäß Unteranspruch 9.

So kann beispielsweise ein Satz von Trägern mit hoher Symbolrate für das Protokoll zur Allokation von Bandbreite in einem Punkt-zu-Mehrpunkt Übertragungssystem genutzt werden, hierdurch wird die Zuteilung von Bandbreite beschleunigt und die Latenzzeit insgesamt reduziert. Eine weitere Möglichkeit besteht in der schnellen Übertragung von Information zur Bestätigung von erfolgreich übertragenen Daten oder zur schnellen Übertragung von Wiederholungsanforderungen (ARP/HARP). Die im Bedarfsfall nochmals gesendeten Daten können dann bedarfsweise zwecks Fehlerkorrektur mit den ursprünglich gesendeten Daten kombiniert werden, eine solche weiche Überlagerung bietet sich insbesondere bei Turbo-Codes an.

Sofern gemäß Unteranspruch 10 weitere Pilotträger übertragen werden, können diese ebenso wie alternativ eine Präambel bei paketorientierter Übertragung oder ein zyklisch eingefügtes Synchronwort auch zur exakten Synchronisation des Symboltakts zwischen Sender und Empfänger verwendet werden, welche für die Einheit gemäß Unteranspruch 2 zur Trennung der Eingangsdatenströme im Empfänger notwendig ist.

Dabei bietet sich an, während des Sendens der Präambel bzw. des Synchronworts zumindest auf ausgewählten Unterträgern auf eine parallele Ausstrahlung weiterer Mehrträgersymbole anderer Klassen zu verzichten, um den so entstehenden Leistungseinbruch im (gegebenenfalls synthetisch erzwungenen) Nulldurchgang zur Erkennung der Symbolgrenze nutzen zu können. Weiterhin können

gemäß Unteranspruch 10 auch orthogonale Pilot-Unterträger in einer anderen Klasse genutzt werden, um beispielsweise eine I/Q-Imbalance oder einen I/Q-Offset zu korrigieren. Eine Nutzung der Pilot-Unterträger zur Dopplerkorrektur ist ebenfalls denkbar. Da durch den Dopplereffekt ein reiner Frequenzoffset entsteht, kann die Korrektur unmittelbar bei der Rückgängigmachung der Frequenzverschiebung einer Symbolklasse im Empfänger und der ggf. damit kombinierten Übertragung der Zwischenfrequenz in das Basisband mittels Digital Down Converter erfolgen.

Zudem bietet sich die Nutzung der Pilot-Unterträger für eine Korrektur der Kanalimpulsantwort an, hierzu können auch unmittelbar die Koeffizienten der FIR-Filter einer gemäß Unteranspruch 3 konstruierten Analysenfilterbank adaptiv korrigiert werden. Dieses Verfahren steht natürlich einer nachträglichen Korrektur der Abtastwerte der Einzelunterträger gemäß komplexer Multiplikation wie beim klassischen OFDM nicht entgegen.

Alternativ kann eine differenzielle Modulation gemäß Unteranspruch 6 genutzt werden, um erst gar nicht die Notwendigkeit einer absoluten Phasenreferenz entstehen zu lassen.

Erfindungsgemäße Funkgeräte können mit Verfahren des Gleichwellenfunks kombiniert werden, sendeseitig werden die Symbole einfach von verschiedenen Sendern synchron mit gleichen Daten ausgestrahlt, aufgrund der langen Symboldauer erfolgt die Korrektur quasi automatisch. In umgekehrter Übertragungsrichtung kann beispielsweise die Vorgehensweise nach DE102004013701A1 Verwendung finden.

Ebenso ist es möglich, eine Kombination der Erfindung mit MIMO Übertragungsverfahren durchzuführen und so unterschiedliche Klassen von Mehrträgersymbolen über unterschiedliche Antennen oder auf unterschiedlichen Polarisationssebenen oder mittels Beamforming durch geeignete Auswahl relativer Phasen entsprechender Symbolklassen abzustrahlen und im Empfänger diese über eine geeignete Transformation oder Matrixmultiplikation wieder zusammen zu führen.

Anhand der Pilot-Information kann diese Transformation dann rechnerisch für die jeweiligen Übertragungsverhältnisse optimiert werden.

Die Nutzung der Erfindung ist nicht auf die drahtlose Übertragung beschränkt, so ist der Einsatz zur Datenübertragung auf Kupfer-Teilnehmeranschlußleitungen für einen DSL-Dienst ebenso denkbar wie die Übertragung von Daten unter Wasser mittels Ultraschall.

Die Erfindung betrifft ferner einen Modulator für CIFDM Multiton Modulationsverfahren mit hexagonaler Symbolanordnung.

Die Erfindung betrifft einen Modulator zur Erzeugung eines Multiton-Signals für das neuartige Comb Interleaved Frequency Division Multiplex (CIFDM) Modulationsverfahren in der speziellen Ausprägung einer weitgehend hexagonalen Anordnung der Unterträger. Der Modulator ermöglicht die Erreichung der optimalen hexagonalen Packungsdichte der Unterträger-Symbole zwecks Erzielung hoher spektraler Effizienz bei gleichzeitig einer extrem hohen Störfestigkeit des Multiton-Signals.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen breitbandigen Datenstrom als Funksignal möglichst störungsfrei über eine größere Distanz zu übertragen. Dabei sollen insbesondere durch Reflexionen bedingte Mehrwegsignale (Multipath) wieder ungestört in den originalen Datenstrom zurückgewandelt werden können. Eine zu dieser Aufgabenstellung vergleichbare Aufgabe besteht in der Übertragung eines breitbandigen Datenstroms über ein einfaches Kupferkabel wie z.B. eine Teilnehmeranschlußleitung, auch auf dieser gibt es Reflexionen an Unstetigkeiten wie z.B. Klemmleisten.

Zur Datenübertragung über Funk werden die Daten gewöhnlich auf einen Träger moduliert, die zugehörigen Verfahren sind aus der Literatur hinlänglich bekannt, es wird hier beispielhaft auf das den Stand der Technik sehr ausführlich beschreibende Werk von Karl-Dirk Kammeyer, Nachrichtenübertragung, 3. Auflage, Teubner 2004, verwiesen.

Neben den klassischen Verfahren der Modulation eines Einzelträgers, welche zwar in Bezug auf kurze Latenzzeiten vorteilhaft sind, aber den Nachteil haben, dass sie mit Reflexionen und Mehrwegeempfang auf große Distanzen bei gleichzeitig hohen Datenraten nur mit sehr hohem Aufwand z.B. durch einen adaptiven Empfangsfilter (Equalizer) mit vielen Koeffizienten umgehen können, hat sich im heutigen Stand der Technik das OFDM Verfahren weitgehend durchgesetzt. Zu weiteren Details bezüglich der Vor- und Nachteile des Stands der Technik wird auf das Werk von Kammeyer sowie auf DE 102007036828 verwiesen.

In DE 102007036828 wird das neuartige Modulationsverfahren CIFDM eingeführt, welches sich dadurch auszeichnet, dass es die Vorteile der hohen spektralen Effizienz des OFDM Verfahrens mit

der Robustheit eines Mehrträgersverfahrens mit konventioneller Modulation der Einzelträger kombiniert. Eine dreidimensionale Darstellung des mit diesem Verfahren erzeugten Mehrträgersignals findet sich in Bild 3. Dabei zeigt sich, dass sich eine optimale Packungsdichte der Unterträger jedenfalls dann ergibt, wenn diese in der Zeit- wie Frequenzachse eine hexagonale Anordnung aus gleichseitigen Dreiecken wie in Bild 4 ergeben.

Dabei bezieht sich diese Distanzaussage auf gemäß dem Zeit-Bandbreiteprodukt gegeneinander in Beziehung gesetzte Einheiten, welche entsprechenden Abtastwerten in einem das Signal repräsentierenden Datenstrom entsprechen. Es ist offensichtlich, dass in diesem Fall nicht wie bei einer gewöhnlichen Fouriertransformation für das bekannte OFDM Verfahren, sich aus der festen Anzahl der transformierten Abtastwerte eine der Abtastrate geteilt durch die Anzahl der am Block transformierten Abtastwerte entsprechende Symboldauer ergibt, vielmehr ist es durch die angezeigte Geometrie erforderlich, die Symboldauer an die Senkrechte in den Dreiecken aus Bild 4 anzupassen.

Aufgabenstellung dieser Erfindung ist es, einen hierfür geeigneten Modulator zu konstruieren, dabei ist die Schwierigkeit zu berücksichtigen, dass durch die Anpassung der Symboldauer die Anzahl der Abtastwerte am Ausgang des Modulators pro Symbol ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Eingangswerte der Transformation ist.

Das Problem wird erfindungsgemäß durch den in Patentanspruch 16 beschriebenen Modulator gelöst, dessen Funktion im folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels erläutert wird. Bild 5 zeigt die hierzu passende Signalverarbeitung in graphischer Form, deren einzelne Elemente im Bild 5 werden im folgenden mit Nummern in Klammern referenziert.

Ein Mikroprozessor oder digitaler Signalprozessor gemäß Unteranspruch 24 übernimmt die zu übertragenden Daten von der Quelle und teilt diese per Software in einzelne Datenblöcke auf (101). Die Datenblöcke werden bedarfsweise mit einem fehlersichernden Code zur Vorwärtsfehlerkorrektur versehen, welcher zu den eigentlichen Datenbits redundante Information zur späteren Fehlerkorrektur im Empfänger hinzufügt.

Sodann werden die Blöcke vom Prozessor zur Modulation aufbereitet (102), hierzu erfolgt beispielsweise eine Auswahl von mehreren Bits pro Unterträger für eine QPSK oder QAM Modulation. Aus jeweils einer Bitgruppe wird eine komplexe Zahl als Basisband-Abtastwert entsprechend einer Tabelle oder Formel gebildet. Diese Zahl ist als Eingangswert für eine

nachfolgende Orthogonaltransformation, insbesondere inverse Fouriertransformation vorgesehen.

Gemäß einer besonders vorteilhaften Ausgestaltung gemäß Unteranspruch 21 erfolgt jetzt eine Phasenanpassung der Basisband-Abtastwerte entsprechend der jeweiligen Startzeit eines Symbols. Gemäß dem Unteranspruch 17 sollen die Untersymbole der im Beispiel beiden Symbolkämme auf ein hexagonales Muster entsprechend Bild 4 verteilt werden. Hieraus ergibt sich, dass die Anzahl der Abtastwerte in der Zeitebene ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Anzahl der Eingangswerte ist. Ein durch einen Eingangswert aktivierter Sinuston eines Unterträgers im Ergebnis der inversen Fouriertransformation (104) würde aber durch diesen Zeitversatz in jedem Fall diskontinuierlich und somit empfindlich gestört werden.

Die Phasenanpassung besorgt, dass der Abtastwert zum Startzeitpunkt eines Symbols jener Phasenlage des Sinustons entspricht, die sich ergäbe, wenn der Sinuston des letzten Symbols bis zu diesem Zeitpunkt fortgesetzt worden wäre, natürlich unter der Voraussetzung eines gleichgebliebenen Eingangswerts.

Die Phasenanpassung wird demzufolge im Beispiel erreicht, indem die Verlängerung der Symboldauer zur sich aus der Transformationslänge ergebenden Symboldauer in das Verhältnis gesetzt wird - wobei ein Verhältnis von Eins einem Phasenwinkel von 360 Grad entspricht -, hieraus der notwendige Phasenwinkel für die Korrektur der Grundfrequenz der Fouriertransformation abgeleitet wird, dieser mit dem Index des Eingangswerts - mit Index-Startwert Null für den DC-Anteil - multipliziert und dann der 360 Grad Modulo gebildet wird.

Aus dem sich so ergebenden Phasenwert kann jetzt gemäß Unteranspruch 22 eine komplexe Zahl per CORDIC Algorithmus berechnet werden, der Eingangswert für die inverse Fouriertransformation wird jetzt mit dieser Zahl in der komplexen Zahlenebene multipliziert. Dabei kann der CORDIC Algorithmus, der per se inkrementeller Natur ist, auch in die Berechnung der Phasenangepassungswerte integriert werden, die Phasenanpassung kann sowohl auf Basis absoluter wie auch beispielsweise zum vorherigen Symbol relativer Phasen vorgenommen werden. Weiterhin bietet sich eine Zwischenspeicherung der Phasenangepassungswerte für wiederkehrende Phasen an.

Die so phasenkorrigierten Eingangswerte werden nun der Orthogonaltransformation (104) zugeführt, vorzugsweise kommt hier eine inverse Fouriertransformation in Form der schnellen Fouriertransformation (FFT) zum Einsatz.

Neben dem FFT Verfahren von Cooley-Tukey eignet sich insbesondere die FFT Ausgestaltung von Pease mit einer festen Permutation besonders gut für eine schnelle Hardware-Implementierung. Die gegebenenfalls statisch oder dynamisch innerhalb der inversen FFT Recheneinheit skalierten Ausgangswerte werden sodann erfindungsgemäß in einem Speicher abgelegt.

In einem einfachen Fall erfolgt die Ablage jeweils mit einem Zwischenraum von einem Block Abstand, wie in Bild 5 (105) angedeutet, um gemäß Unteranspruch 18 den Lesezeiger für das nachfolgende gemultiplexte FIR Filter maskieren zu können.

Die Maskierung bewirkt, dass bei gleichermaßen fortschreitenden Koeffizienten- und Datenzeiger des Filters eine Wiederholung der Daten, aber unter Anwendung neuer Koeffizienten, stattfindet. Erst hierdurch wird es möglich, die zur Anzahl der Eingangswerte und damit auch Ausgangswerte der inversen FFT in einem nicht ganzzahligen Verhältnis stehende Zahl der Gesamt-Ausgangswerte korrekt im Sinne der FIR Filtergleichungen zu synthetisieren.

Natürlich können fortgeschrittene Implementierungen die so entstehende Speicherlücke beispielsweise wieder nutzen, indem die Bits des lesenden Datenzeigers oberhalb der Maskierung mittels eines Barrel-Shifters so justiert werden, dass beim Speichern der FFT Ausgangsdaten diese kontinuierlich geschrieben werden können.

Alternativ kann gemäß Unteranspruch 19 auch eine Modulo-Recheneinheit zur Berechnung des Lesezeigers zum Einsatz kommen. In beiden Fällen, der Maskierung wie der Modulo-Recheneinheit, können bedarfsweise noch weitere Offset-Werte zum Beispiel für unterschiedliche Sende-Kämme oder Kanäle vor dem lesenden oder schreibenden Speicherzugriff addiert werden.

Die so gespeicherten Ausgangswerte der FFT werden in dem Beispiel jetzt einem gemultiplexten komplexen FIR Filter zugeführt, der gemäß Unteranspruch 23 durch die komplexen Koeffizienten den für dieses Modulationsverfahren erforderlichen Frequenzversatz der Kämme gegeneinander in einem Zug mit einarbeiten kann.

Der Filter erhält seine Koeffizienten, wie in Bild 5 dargestellt, blockübergreifend aus jeweils mehreren per inverser FFT gewonnener Datenblöcke, wobei jeweils ein komplexer Abtastwert aus je einem Datenblock mit einem genau definiertem Koeffizienten aus dem Koeffizientenspeicher (106)

multipliziert (107) wird, die Summe dieser Produkte wird in einem Addierer (108) gebildet und steht anschließend am Modulator-Ausgang als Ausgangswert zur Digital-Analog-Umwandlung mit oder ohne vorheriger Weiterverarbeitung zur Verfügung. Als Weiterverarbeitung kommt beispielsweise je nach der nachfolgenden analogen oder Hochfrequenz-Baugruppe die Zusammenfassung mit weiteren Symbolkämmen, ein Frequenzversatz, eine Global-Filterung oder ein Upsampling oder die Bildung eines analytischen Signals per verzögerter Hilbert-Transformation in Frage.

Um die Anzahl der benötigten komplexen Multiplizierer (107) zu reduzieren und bei einer begrenzten Anzahl an Leseports des Zwischenspeichers (105) und des Koeffizientenspeichers (106) eine hohe Flexibilität bei der Gestaltung der Länge der Datenblöcke zu haben, bietet sich an, die für den Ausgangs-FIR-Filter notwendigen Berechnungen sequentiell auszuführen und hierzu den FIR Addierer (108) als Akkumulator auszugestalten. Dieser wird zu Beginn eines FIR Rechenzyklus gelöscht und führt mit jedem Multiplikations-Additionstakt die bisherige Summe als neuen Summanden für den nächsten Zyklus zurück. Selbstverständlich kann diese Berechnung auch gemäß dem Stand der Technik in einer Pipeline mit optionalem Stall erfolgen. Nach der benötigten Anzahl Zyklen erfolgt die Ausgabe des Ausgangswerts und ein Inkrement der Basis-Lesezeiger.

Gemäß der besonders vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung entsprechend Unteranspruch 20 kann hierfür der Lesezeiger mittels einer Bit Reversal Operation gebildet werden. Hierzu wird zunächst ein Index gebildet, der mit dem Löschen des Akkumulators auf Null gesetzt und mit jedem Additionszyklus erhöht wird. Dieser Index wird nun einer Bitumkehrung dahingehend unterzogen, dass das unterste Bit jenem Adressoffset entspricht, der gleich dem halben Abstand der Hardware-Lesezeiger mit festem Abstand ist. Das zweitunterste Bit entspricht dem Viertels Abstand usw. Der so gebildete Wert wird zu dem Offset (Basis-Lesezeiger) addiert, der der Position des aktuellen Abtastwertes oder Koeffizienten im ersten Datenblock oder Koeffizientenblock entspricht.

Hierdurch ist es trotz einer festen Verkettung der Hardware-Lesezeiger mit einem bestimmten Offset, die durch die feste Zuordnung auf bestimmte Teil-Blöcke des Zwischenspeichers notwendig sein kann, überraschend möglich, eine beliebige Zweierpotenz als Blockgröße zu verwenden.

Die erfindungsgemäß notwendigen Rechenoperationen können sowohl in Hardware als auch durch geeignete Konfiguration eines FPGA beispielsweise infolge einer VHDL Beschreibung wie auch als Computerprogramm realisiert sein, welches einen Signalprozessor als Bestandteil des Modulators steuert.

Der erfindungsgemäße Modulator kommt vorzugsweise in Funkgeräten, insbesondere Basisstationen oder Funkmodems oder Mobilgeräten eines Funknetzes, aber auch in Richtfunkstrecken zum Einsatz. Weiterhin bietet sich insbesondere die Benutzung in einem DSL Modem an, wodurch ein besonders störfestes und langreichweitiges Signal erzeugt wird, welches die bekannten Übersprechprobleme bei gemeinsamer Führung mit anderen DSL- und nicht-DSL Signalen in einem Kabelbaum deutlich reduziert. Weiterhin ist ein Einsatz zur Ansteuerung von optischen Modulatoren für Glasfaserleitungen denkbar, um ein Signal zu erzeugen, welches immun gegen physikalisch bedingte Einbrüche im optischen Übertragungsspektrum ist.

Es ist ebenfalls denkbar, den hier beschriebenen Prozess gemäß Anspruch 25 zur Demodulation umzukehren, der FIR Filter befindet sich dann eingangsseitig, der Zwischenspeicher (105) wird mit den Eingangswerten vom A/D Wandler des Empfängers (ggf. nach Bildung eines analytischen Signals per verzögerter Hilbert-Transformation oder per Frequenzversatz und Filterung) gefüllt, dessen Ausgangswerte werden dann blockweise in einem weiteren Speicher gesammelt und folgend einer Fouriertransformation oder FFT zugeführt. Darauf folgt die Phasenanpassung der Ausgangswerte und danach die Dekodierung. Alternativ ist die Demodulation eines solchen hexagonalen Symbolmusters auch klassisch mit einer oder mehreren Polyphasenfilterbänken möglich, deren Eingangsfiler die Daten aus einem Ringbuffer jeweils mit dem notwendigen Offset beziehen. Dieser muss hier nicht unbedingt ein Vielfaches der Transformations-Blocklänge sein, die Wahl des Abtastzeitpunkts ist im Analysefall freibleibend.

Die Erfindung betrifft ferner ein Modem mit Zusatzeinrichtung zur Messung und Reduzierung der Übersprechdämpfung.

Die Erfindung betrifft ein Modem, welches ein Multiton-Übertragungsverfahren mit bandbegrenzenden Gauss- oder Matched Filterbänken verwendet, mit einer Zusatzeinrichtung zur Messung und Reduzierung von Übersprechstörungen durch den Einsatz speziell insbesondere mit Pseudo Random oder Gold Codes modulierter Unterträger zur Erkennung des Übersprechens.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen breitbandigen Datenstrom als Funksignal in einem Punkt-zu-Multipunkt System mit einer zentralen Einheit, typischerweise bei drahtgebundenen Übertragungen ist diese ein DSL Anschlussmultiplexer (DSLAM), bei drahtlosen Übertragungen die Funk-Basisstation, und peripheren Einheiten, typischerweise den Kundenmodems, möglichst

störungsfrei über eine größere Distanz zu übertragen. Dabei soll insbesondere das kapazitätsbeschränkende Übersprechen zwischen verschiedenen Übertragungsrichtungen, also Einzelkabeln in einem Kabelbündel oder räumlichen Richtungen, welche durch getrennte Antennen oder per Phased Array Beam Forming bedient werden, durch eine geeignete Wahl der Übertragungsparameter reduziert werden.

Zur Datenübertragung über Funk werden die Daten gewöhnlich auf einen Träger moduliert, die zugehörigen Verfahren sind aus der Literatur hinlänglich bekannt, es wird hier beispielhaft auf das den Stand der Technik sehr ausführlich beschreibende Werk von Karl-Dirk Kammeyer, Nachrichtenübertragung, 3. Auflage, Teubner 2004, verwiesen.

Neben den klassischen Verfahren der Modulation eines Einzelträgers, welche zwar in Bezug auf kurze Latenzzeiten vorteilhaft sind, aber den Nachteil haben, dass sie mit Reflexionen und Mehrwegeempfang auf große Distanzen bei gleichzeitig hohen Datenraten nur mit sehr hohem Aufwand z.B. durch einen adaptiven Empfangsfilter (Equalizer) mit vielen Koeffizienten umgehen können, hat sich im heutigen Stand der Technik das OFDM Verfahren weitgehend durchgesetzt. Zu weiteren Details bezüglich der Vor- und Nachteile des Stands der Technik wird auf das Werk von Kammeyer sowie auf DE 102007036828 verwiesen.

In DE 102007036828 wird das neuartige Modulationsverfahren CIFDM eingeführt, welches sich dadurch auszeichnet, dass es die Vorteile der hohen spektralen Effizienz des OFDM Verfahrens mit der Robustheit eines Mehrträgerverfahrens mit konventioneller Modulation der Einzelträger kombiniert.

Nichtsdestotrotz leidet auch das Signal-/Geräuschverhältnis dieses neuartigen Übertragungsverfahrens durch Übersprechstörungen beispielsweise auf einem Kabelbündel durch die Signale anderer Teilnehmer.

Aufgabenstellung dieser Erfindung ist es, diese zu reduzieren. In EP 1422835 B1 wird hierzu eine Kompensationsschaltung vorgeschlagen, nachteilig dabei ist, dass diese nur bei wenigen Kabeln im Bündel wirtschaftlich realisierbar ist. Hingegen sieht EP 1283655 B1 vor, die insgesamt auf einem Kabelbündel zulässige Bitrate zu begrenzen, nachteilig hierbei ist, dass diese Begrenzung nur ein Schätzwert ist und womöglich weitab von der tatsächlich realisierbaren Kapazität des Kabelbündels liegt. In US 6987800 kommt der Versuch einer Auslöschung am fernen Ende zum Tragen, nachteilig

ist der hohe Aufwand bei vielen Teilnehmern.

Eine direkte Messung und Zuteilung der Unterträger scheitert bisher an den Kopplungseigenschaften beim gemeinhin verwendeten OFDM/DMT Verfahren infolge der ungünstigen $\sin(x)/x$ Filterform in der Frequenzebene.

Das Problem wird erfindungsgemäß durch die in Patentanspruch 26 beschriebenen Geräte gelöst, deren Funktion im folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels erläutert wird.

Gegeben sei ein DSL Übertragungssystem bestehend aus einem DSL Anschlussmultiplexer (DSLAM) und den Kundenmodems, welche über ein Kabelbündel mit einzelnen Doppeladern mit dem DSLAM verbunden sind.

Um jetzt gegenseitige Störungen im Uplink zu reduzieren, wird gemäß dem Hauptanspruch jedes Modem aufgefordert, auf einem oder mehreren dedizierten Unterträgern ein Testsignal zu senden. In der vorteilhaften Ausführung gemäß Unteranspruch 29 handelt es sich um ein Pseudo Random Noise Signal oder Gold Codes, wobei das Polynom und die Initialisierungsdaten vom DSLAM als zentraler Einheit auf einem Steuerkanal vorgegeben werden. Der DSLAM führt nun auf jedem Unterträger eine Testmessung auf jeder eingehenden Doppelader aus und nimmt eine Korrelation mit den gegebenen Codes vor.

An dieser Stelle zeigt sich die besondere Leistungsfähigkeit der Erfindung, ein derartiges Messverfahren mit einem solchen Multiton-Übertragungsverfahren zu kombinieren, welches mit bandbegrenzenden Filtern oder Matched Filtern oder Filterbänken arbeitet und somit eine kontinuierliche Übertragung Pseudo Random Noise Signals zulässt, im Gegensatz zur bekannten OFDM Modulation mit blockweiser Übertragung: Die Korrelation kann ebenfalls über lange Zeiträume kontinuierlich erfolgen und ermöglicht somit eine sehr hohe Genauigkeit bei der Bestimmung des Übersprechens, gleichzeitig findet durch die Übertragung des Testsignals keine Störung anderer Nutzkanäle statt, da hier mit klar bandbegrenzenden Matched- oder Gauss Filtern gearbeitet wird.

Zudem kann eine Übertragung sogar auf einem Nutzsignal-Unterträger erfolgen, eine langsame Zusatzmodulation des Nutzsignals mit einem Pseudo Random Noise Signal geringer Amplitude wird das Nutzsignal kaum beeinträchtigen, jedoch ist durch die lange kontinuierliche Übertragungsdauer problemlos eine genaue Kreuzkorrelation möglich.

Die Vergabe der Codes erfolgt vorzugsweise nach dem Kriterium des Unteranspruchs 30, um eine gewisse Festigkeit der Messung gegenüber Reflexionen zu gewährleisten.

Gemäß Unteranspruch 27 wird nun aus den so gewonnenen Messdaten eine Übersprechmatrix, oder zur Reduzierung des Speicherbedarfs ein bipartiter Graph errechnet, welcher auf der einen Seite die Kennungen der Teilnehmer-Modems und auf der anderen Seite die Kennungen der durch hohes Übersprechen als zusammenhängend zu betrachtenden Unterträger aufweist. Für Fremdstörungen durch nicht in diesem System eingebundene Drittmodems ist ein weiterer Summeneintrag denkbar.

Gemäß Unteranspruch 28 wird nun aus diesen Daten eine optimale Belegung der Unterträger und Sendeleistungen mit geeigneten Optimierungsalgorithmen errechnet, diese sind aus der Literatur hinlänglich bekannt, die Optimierung kann auch anhand wirtschaftlicher Vorgaben wie z.B. der von Kundenseite gebuchten Bandbreiten erfolgen, eine gleichmäßige Verteilung nach aktuellem oder prognostiziertem Datendurchsatzbedarf ist anzustreben. Zudem kann eine geeignete Strategie bei der Belegung von besonders durch Drittstörern erfassten Unterträgern gewählt werden, denkbar ist die Nutzung für Pilotträger.

Die so errechnete Zuteilung wird dann als Sendefreigabe an die jeweiligen Modems vom DSLAM übermittelt. Gemäß Unteranspruch 33 kann diese Berechnung und Zuteilung kontinuierlich erfolgen, insbesondere ist es sinnvoll, für ein sich neu einbuchendes Modem erstmal nur das Senden schwacher Testsignale zuzulassen und zunächst eine sehr konservative Belegung der Unterträger vorzunehmen, welche andere Teilnehmer nicht stört.

Eine weitere Verwendung für die Messwerte ist das Einbringen dieser in ein Vorwärts-Fehlerkorrekturverfahren gemäß Unteranspruch 32 als a Priori Information, um den Grad der Unsicherheit der aus einzelnen Unterträgern gewonnenen Soft Bits anzugeben. Im einfachsten Fall erfolgt eine Absenkung der Soft Bit Werte aus von hohem Übersprechen betroffenen Unterträgern in Richtung eines unentscheidbaren Mittelwerts bei Turbo Decodern oder LDPC Decodern, auch ein detaillierteres Einbringen in den Korrekturprozess wie die Auswahl desjenigen Ergebnisses, welches am wenigsten von unsicheren Unterträgern abhängig ist, ist denkbar.

Zudem können gemäß Unteranspruch 31 die Testsignale gleichzeitig alternativ zur Aufmodulation auf Nutzdatenträger auch als reine Pilotträger verwendet werden, welche gleichzeitig die Korrektur

von Reflexionen durch einen Equalizer in der Frequenzebene steuern.

Eine weitere Nutzungsmöglichkeit der Übersprech-Messergebnisse besteht in der Steuerung der Leitungstreiber, hier bietet es sich an, neben der Sendeleistung deren Impedanz elektronisch so zu steuern, dass das Übersprechen oder Reflexionen oder die Betriebsdämpfung durch Reflexionen reduziert werden. Hierzu kann im einfachsten Fall eine Testaussendung bei verschiedenen Konfigurationen des Leitungstreibers vorgenommen werden und die Konfiguration mit den besten Übertragungseigenschaften gewählt werden. Eine frequenzabhängige Einstellung ist beispielsweise durch eine geeignete Auswahl von Filtern in einem analogen Rückführungspfad zur aktiven Impedanzkontrolle ebenfalls denkbar. Gleiches gilt für die Konfiguration eines Leitungsempfängers.

In großen Netzen erfolgt die Steuerung und Überwachung der Unterträger-Zuteilungen zentralisiert gemäß Anspruch 35 über ein externes Computersystem mit einer geeigneten Steuerungssoftware, hierbei können auch aus einer Kundendatenbank Profile für die bestätigten und variablen Datenraten eines Kunden abgerufen und in den Entscheidungsprozess eingearbeitet werden.

Patentansprüche:

1. Funksystem oder Funkgerät oder Funkmodem oder Modem für drahtgebundene Übertragung oder Gerät zur Nachrichtenübertragung oder Baugruppe oder integrierter Schaltkreis eines solchen Gerätes, bestehend aus mindestens einem Sender oder Empfänger oder einer Kombination dieser, wobei der Sender digitale oder von ihm digitalisierte Informationen zur Übertragung in Datenblöcke aufteilt, wobei zur Übertragung der Daten ein Mehrträgerverfahren verwendet wird, das Mehrträgerverfahren verteilt durch Modulation – welche auch als komplexe Multiplikation realisiert sein kann - mindestens einen Datenblock auf mindestens zwei Unterträger, die Gesamtheit der so in einem Taktzyklus zu übertragenden Daten eines Blocks wird als Mehrträgersymbol bezeichnet, der Takt wird als Symboltakt bezeichnet, **dadurch gekennzeichnet, dass**
 - (1) eine Aufteilung der zu übertragenden Datenblöcke weiterhin auf mindestens zwei Klassen von Mehrträgersymbolen stattfindet, welche jeweils parallel auf demselben Übertragungsmedium übertragen werden, wobei sich die Klassen darin unterscheiden, dass
 - (2) die Mehrträgersymbole mindestens zweier Klassen gegeneinander frequenzversetzt übertragen werden, so dass die Bereiche mit größtenteils hoher spektraler Leistungsdichte jeweils einer Klasse in solche Bereiche mit größtenteils niedriger spektraler Leistungsdichte mindestens einer anderen Klasse fallen, und dass
 - (3) die Mehrträgersymbole mindestens zweier Klassen gegeneinander zeitlich versetzt übertragen werden, so dass der Abtastzeitpunkt eines Mehrträgersymbols einer Klasse in die zeitliche Nähe eines Leistungsminimums einzelner oder aller Unterträger des Mehrträgersymbols mindestens einer anderen anderen Klasse fällt.

2. Funksystem oder Funkgerät oder Funkmodem oder Modem für drahtgebundene Übertragung oder Gerät zur Nachrichtenübertragung oder Baugruppe oder integrierter Schaltkreis eines solchen Gerätes, bestehend aus mindestens einem Sender oder Empfänger oder einer Kombination dieser, wobei der Sender digitale oder von ihm digitalisierte Informationen zur Übertragung in Datenblöcke aufteilt, wobei zur Übertragung der Daten ein Mehrträgerverfahren verwendet wird, das Mehrträgerverfahren verteilt durch Modulation – welche auch als komplexe Multiplikation realisiert sein kann - mindestens einen Datenblock auf mindestens zwei Unterträger, die Gesamtheit der so in einem Taktzyklus zu übertragenden Daten eines Blocks wird als Mehrträgersymbol bezeichnet, der Takt wird als Symboltakt bezeichnet, weiterhin wird der Frequenzabstand der unmodulierten Mittenfrequenzen zweier unmittelbar benachbarter

Unterträger eines Mehrträgersymbols als Unterträgerfrequenzabstand bezeichnet, **dadurch gekennzeichnet, dass**

parallel auf demselben Übertragungsmedium in sich überlappenden Frequenzbereichen mindestens zwei Folgen von Mehrträgersymbolen mit gleicher Symboltaktfrequenz übertragen werden, welche dadurch ineinander verkämmt werden, dass mindestens eine Unterträgerfrequenz mindestens einer ersten Folge gegenüber mindestens einer Unterträgerfrequenz mindestens einer zweiten Folge um die Hälfte eines in mindestens einer der beiden Folgen vorkommenden Unterträgerfrequenzabstands frequenzversetzt ist und dass der Symboltakt dieser ersten Folge und somit deren Abtastzeitpunkt gegenüber dem Symboltakt der zweiten Folge um eine halbe Symboltaktperiode zeitversetzt ist,

wobei für den Unterträger-Frequenzversatz und den Symboltakt-Zeitversatz jeweils geringe - die Intersymbolinterferenz nicht wesentlich erhöhende - Abweichungen vom idealen hälftigen Versatz zulässig sind und wobei zwischen den Symboltaktfrequenzen der beiden Folgen ebenfalls geringe - die Intersymbolinterferenz nicht wesentlich erhöhende - Schwankungen zulässig sind.

3. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Empfänger über eine mit dem Symboltakt synchronisierte Einheit verfügt, welche eine Aufteilung des empfangenen Signals auf die Analysefilter für die einzelnen Mehrträgersymbole vornimmt, indem die für das jeweilige Analysefilter bestimmten Abtastwerte mit mindestens einer periodischen Funktion gewichtet werden, deren Periodendauer der Periode des Symboltakts entspricht oder ein ganzzahliges oder gebrochen-rationales Vielfaches dieser ist, wobei als Analysefilter hier jede Stufe der Signalverarbeitung bezeichnet wird, welche – insbesondere unter Verwendung von mindestens einem diskreten FIR oder IIR Filter, mindestens einer Fouriertransformation oder inversen Fouriertransformation oder Wavelettransformation oder anderen Orthogonaltransformation oder einer Kombination dieser - in der Lage ist, das Mehrträgersignal wieder in seine Unterträger-Bestandteile zu zerlegen oder unmittelbar zu demodulieren.
4. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** als Analysefilter eine Polyphasen-Filterbank verwendet wird, welche insbesondere durch eine Kombination aus einem Eingangsdemultiplexer, FIR Polyphasen Teilfiltern und einer inversen digitalen oder schnellen Fouriertransformation realisiert wird.
5. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach einem der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch**

gekennzeichnet, dass zur Synthese des jeweiligen Mehrträgersymbols eine Polyphasen-Filterbank verwendet wird, welche zusammen mit dem Analysefilter in Bezug auf den jeweiligen Einzelträger ein Matched Filter System bildet.

6. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** sendeseitig bei der Modulation der Unterträger eines Mehrträgersymbols künstlich eine Leistungsabsenkung zwischen zwei Symbolen erfolgt, indem die aus der Synthese eines Mehrträgersymbols entstandenen Abtastwerte vor der Zusammenführung mit Abtastwerten anderer Mehrträgersymbole mit mindestens einer periodischen Funktion gewichtet werden, deren Periodendauer der Periode des Symboltakts entspricht oder ein ganzzahliges oder gebrochenrationales Vielfaches dieser ist, wobei diese Funktion so ausgewählt wird, dass die Intersymbolinterferenz zwischen zwei Symbolfolgen insbesondere unter Einbeziehung der Übertragungskanaleigenschaften reduziert wird oder Sendeleistungsspitzen vermieden werden.
7. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Modulation der einzelnen Unterträger eine BPSK, QPSK, nPSK, MSK oder QAM Modulation verwendet wird, welche vorzugsweise differenziell ausgelegt ist, um keine absolute Phasenreferenz zu benötigen.
8. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1, 2 oder 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Korrektur einer Interferenz zwischen Unterträgern oder Mehrträgersymbolen oder einzelnen Bestandteilen dieser eine Trellis-Codierung mit Viterbi-Dekodierung Verwendung findet.
9. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1, 2 oder 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Korrektur einer Interferenz zwischen Unterträgern oder Mehrträgersymbolen oder einzelnen Bestandteilen dieser eine Forwärtsfehlerkorrektur mittels Turbo-Code, Low Density Parity Code, Reed Solomon Code oder BCH Code Verwendung findet.
10. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Priorisierung einzelner Teile des Datenstroms ein oder mehrere Unterträger mit einer erhöhten Symboltakttrate zur Verkürzung der Latenzzeit übertragen werden, wobei hierfür durch Erhöhung der Kanalfilterbandbreite der Frequenzbereich mindestens zweier Unterträger mit der Grund-Symboltakttrate in Anspruch genommen wird, um die Orthogonalität zu wahren, wobei

eine Einbeziehung weiter entfernter Träger bei der Verwendung klassischer bandbegrenzter Kanalfilter, insbesondere vom Gauss-Typ, nicht erforderlich ist.

11. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Bestimmung der Kanalimpulsantwort Pilot-Unterträger verwendet werden, welche über das zu sendende Spektrum verteilt sind, und die bedarfsweise orthogonal zu benachbarten Pilotträgern einer anderen Mehrträgersymbol-Folge stehen.
12. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 11 und 3 oder Anspruch 11 und 6, **dadurch gekennzeichnet, dass** die periodische Gewichtungsfunktion an die herrschenden Übertragungsverhältnisse, insbesondere anhand der aus den Pilot-Unterträgern gewonnenen Information, oder an Erfordernisse des Senderbetriebs wie die Minimierung des Verhältnisses der Spitzensendeleistung zur mittleren Sendeleistung, angepasst wird.
13. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** im Fall der Übertragung paketorientierter Daten unterschiedliche Paketklassen mit unterschiedlicher Servicequalität oder Pakete, deren Übertragung zu unterschiedlichen Zeiten stattfinden soll, geeigneten unterschiedlichen Mehrträgersymbol-Folgen zugeordnet werden, dabei kann die Modulation oder Signalleistung der unterschiedlichen Mehrträgersymbol-Folge entsprechend den Anforderungen an die Übertragungsqualität und Sicherheit variiert werden, insbesondere kann die Übertragung von Paketen, die gemäß Zeitvorgaben oder Zeitstempeln erst zu einem späteren Zeitpunkt notwendig wäre, versuchsweise auf einer Mehrträgersymbol-Folge niedriger Qualität vorgezogen werden. Sofern trotzdem eine fehlerfreie Übertragung gelingt und bestätigt wird, wird somit Bandbreite im Bereich einer Mehrträgersymbol-Folge hoher Qualität eingespart.
14. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** Datenpakete, welche vorzeitig in einer anderen Serviceklasse oder Mehrträgersymbol-Folge übertragen wurden, trotzdem im Empfänger vor Auslieferung an den Abnehmer bis zur im Zeitstempel angegebenen oder aus diesem berechneten Auslieferungszeit zwischengespeichert werden, um gegenüber dem Abnehmer der Pakete einen kontinuierlichen Datenfluß zu simulieren und insbesondere bei fensterorientierten Protokollen wie TCP/IP einen optimalen Datendurchsatz zu gewährleisten.

15. Gerät oder Baugruppe oder Schaltkreis nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Realisierung der Signalverarbeitungsstufen ein Mikroprozessor, Mikrocontroller, digitaler Signalprozessor oder ein FPGA zum Einsatz kommt.
16. Modulator in einem Funkgerät oder Funkmodem oder Modem für drahtgebundene Übertragung, auf Kupfer wie auf Glasfaserleitungen, oder in einem Gerät zur Nachrichtenübertragung oder in einer Baugruppe oder in einem integriertem Schaltkreis für derartige Geräte, welcher mindestens ein Mehrträgersignal oder mindestens ein zusammengesetztes Mehrträgersignal aus mindestens zwei ineinandergekämmten Gruppen von Unterträgern, welche sich durch einen Zeit- und Frequenzversatz voneinander unterscheiden, erzeugt,
dadurch gekennzeichnet, dass
- (1) zur Erzeugung mindestens einer Gruppe von Unterträgern eine Fouriertransformation oder inverse Fouriertransformation oder Wavelettransformation oder inverse Wavelettransformation oder Orthogonaltransformation verwendet wird, welche die nötigen Abtastwerte in der Zeitebene zur Bildung mindestens eines Kamms von Unterträgern erzeugt,
 - (2) das Ergebnis der Transformation in einem Zwischenspeicher abgelegt wird,
 - (3) die Abtastwerte aus diesem Zwischenspeicher in Gruppen mindestens einem FIR Filter oder mindestens einem IIR Filter zugeführt werden, wodurch sich die Wirkung einer Filterbank oder eines Polyphasenfilters ergibt,
 - (4) zur Erzeugung einer von der Anzahl der Abtastwerte unabhängigen Symboldauer ausgewählte Abtastwerte wiederholt dem FIR Filter oder IIR Filter zugeführt werden.
17. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** als Ausgangssignal des Modulators ein Datenstrom oder Signal entsteht, welches die einzelnen Untersymbole der Unterträger in ein hexagonales Raster in der Zeit-/Frequenzebene verteilt.
18. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur wiederholten Auswahl von Abtastwerten aus dem Zwischenspeicher die Zugriffsadresse auf diesen Zwischenspeicher durch Verwendung eines durch bitweise Und-Maskierung oder Oder-Maskierung des Koeffizientenindex eines FIR Filters entstandenen Datenworts gebildet wird. Durch ausmaskierte Bits entstehende unbenutzte Speicherbereiche können hierbei durch eine nachfolgende teilweise Schiebeoperation einzelner Felder des Datenworts insbesondere mittels eines Barrel-Shifters wieder nutzbar gemacht werden.

19. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur wiederholten Auswahl von Abtastwerten aus dem Zwischenspeicher die Zugriffsadresse auf diesen Zwischenspeicher mittels einer Modulo-Recheneinheit gebildet wird.
20. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** mindestens eine Zugriffsadresse auf einen Zwischenspeicher oder Koeffizientenspeicher unter Verwendung einer Bit-Reversal Operation gebildet wird.
21. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Anpassung der Phasenlage der Abtastwerte in der Zeitebene vor der Transformation dieser - insbesondere mittels inverser Fouriertransformation - eine komplexe Multiplikation der Eingangswerte der Transformation in der Frequenzebene zwecks Phasendrehung ausgeführt wird. Die Phasendrehung wird dabei blockweise fortgeschrieben, sie ist notwendigerweise vom Index und damit der Unterträgerfrequenz des zu transformierenden Eingangswertes abhängig, im Fall der inversen Fouriertransformation erfolgt die Berechnung des Inkrements insbesondere durch Multiplikation der Grund-Phasendrehung mit dem Frequenzindex des Eingangswerts und nachfolgender Modulo-Operation. Die Umrechnung der Phasendrehung in den komplexen Multiplikationsfaktor kann mittels der Eulerschen Formel erfolgen, sie kann für den Fall einer Phasenmodulation der Unterträger auch in den Prozess der Symbolkonstellationserzeugung integriert sein.
22. Modulator nach Anspruch 21, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Bestimmung des Faktors der komplexen Multiplikation aus einem Phasenwert der CORDIC Algorithmus zur Anwendung kommt, insbesondere auch in inkrementeller Form.
23. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** in dem FIR oder IIR Filter komplexe Koeffizienten und komplexe Multiplikationen zum Einsatz kommen, wodurch ein Frequenzversatz des Ausgangssignals realisiert werden kann.
24. Modulator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Realisierung der Signalverarbeitungsstufen ein Mikroprozessor, Mikrocontroller, digitaler Signalprozessor oder ein FPGA zum Einsatz kommt.

25. Demodulator in einem Funkgerät oder Funkmodem oder Modem für drahtgebundene Übertragung, auf Kupfer wie auf Glasfaserleitungen, oder in einem Gerät zur Nachrichtenübertragung oder in einer Baugruppe oder in einem integriertem Schaltkreis für derartige Geräte, welcher mindestens ein Mehrträgersignal oder mindestens ein zusammengesetztes Mehrträgersignal aus mindestens zwei ineinandergelagerten Gruppen von Unterträgern, welche sich durch einen Zeit- und Frequenzversatz voneinander unterscheiden, auswertet, unter Verwendung der in Anspruch 16 beschriebenen Signalverarbeitungsstufen, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Realisierung durch Umkehrung der Reihenfolge der in Anspruch 16 beschriebenen Signalverarbeitungsschritte FIR- oder IIR-Filter und Fouriertransformation oder inverse Fouriertransformation oder Wavelettransformation oder inverse Wavelettransformation oder Orthogonaltransformation erfolgt, wobei die Eingangswerte des Demodulators im Zwischenspeicher abgelegt werden und die Ausgangswerte des FIR- oder IIR-Filters die Eingangswerte der Transformation sind, wobei diese wahlweise vor Anwendung der Transformation zwischengespeichert werden.
26. Funkgerät oder Funkmodem oder Modem für drahtgebundene Übertragung, auf Kupfer wie auf Glasfaserleitungen, oder Baugruppe oder integrierter Schaltkreis für derartige Geräte, welches mindestens ein Mehrträgersignal oder mindestens ein zusammengesetztes Mehrträgersignal aus mindestens zwei ineinandergelagerten Gruppen von Unterträgern, welche sich durch einen Zeit- und Frequenzversatz voneinander unterscheiden, erzeugt, welche mittels bandbegrenzender Filter oder Matched Filter oder Filterbänke generiert oder ausgewertet werden, welches in einem Punkt zu Multipunkt System eingesetzt wird, mit mindestens einer zentralen Einheit – insbesondere DSL Anschlussmultiplexer oder Funk-Basisstation - und mindestens zwei peripheren Einheiten – insbesondere Kundenmodems oder Kundenfunkgeräten -, wobei die zentrale Einheit über mindestens eine Übertragungsstrecke – insbesondere ein Kabelbündel von Teilnehmeranschlussleitungen oder ein passives optisches Netzwerk oder Funk mit mehreren Sektoren oder Polarisationssebenen - mit den peripheren Einheiten kommuniziert, welche grundsätzlich eine gewisse Trennung der Signale zu unterschiedlichen peripheren Einheiten aufweist, welche aber trotzdem ein unerwünschtes frequenzabhängiges Übersprechen zwischen unterschiedlichen Übertragungsrichtungen aufweist, **dadurch gekennzeichnet, dass**
- (1) zum Erkennen des Auftretens von Übersprechstörungen in bestimmten Frequenzbereichen mindestens eine Einheit, welche auch die zentrale Einheit selber sein kann, per Steuerungssignal aufgefordert von der zentralen Einheit ein codiertes Testsignal auf mindestens einem Unterträger

sendet und

(2) mindestens eine weitere Einheit eine Testmessung vornimmt, um festzustellen, ob und mit welcher Stärke dieses Testsignal von ihr empfangen werden kann, obwohl es in einer Übertragungsrichtung gesendet wurde, die nicht zum Empfang durch diese Einheit bestimmt ist und somit durch unerwünschtes Übersprechen zu dieser gelangt ist.

27. Gerät nach Anspruch 26, **dadurch gekennzeichnet, dass** aus der so durch Messung gewonnenen Information mindestens eine Übersprechmatrix oder mindestens ein bipartiter Graph oder mindestens eine die Kopplungen repräsentierende sonstige Datendarstellung gebildet wird, wobei Dritbstörer über einen Summeneintrag erfasst werden können.
28. Gerät nach Anspruch 27, **dadurch gekennzeichnet, dass** aus diesen Informationen mindestens eine bezüglich minimaler gegenseitiger Störungen der Übertragungen optimierte Belegung der Unterträger und Zuteilung der Unterträger-Sendeleistungen durch Wasserfüll-, Greedy-, Fluss- oder andere bekannte Optimierungsalgorithmen errechnet und durch Steuersignale an die Einheiten zur Ausführung übermittelt wird.
29. Gerät nach einem der Ansprüche 26 bis 28, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Testmessung der Unterträger durch Korrelation erfolgt, indem mindestens einem Testsignal ein zur Korrelation geeigneter Code, insbesondere Pseudo Random Noise Code oder Gold Code aufmoduliert wird und die messende Einheit gegen diesen eine Kreuz- oder Autokorrelation durchführt, wobei die Aufmodulation auch auf einen Nutzsignalträger erfolgen kann, um diesen gleichzeitig als Testsignal verwenden zu können.
30. Gerät nach Anspruch 29, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Codes durch die zentrale Einheit so vergeben werden, dass zwischen diesen eine möglichst geringe Kreuzkorrelation besteht, wobei als zusätzliches Kriterium eingeführt werden kann, dass die Kreuzkorrelation auch bei Reflexionen auf dem Übertragungsmedium gering sein soll.
31. Gerät nach einem der Ansprüche 26 bis 30, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Testsignale oder Codes gleichzeitig als Pilotträger verwendet werden, um nach deren Auswertung eine Korrektur - insbesondere Multipath-Korrektur - des empfangenen Nutzsignals in der Zeit- oder Frequenzebene oder eine Herausrechnung von Reflexionen oder eine Vermeidung der Nutzung durch destruktive Interferenzen infolge Reflexionen oder Multipath gestörter Unterträger

vorzunehmen.

32. Gerät nach einem der Ansprüche 26 bis 30, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Auswertungsergebnisse der Testsignale oder der Codes oder die so gewonnenen Dämpfungs- und Übersprech-Messergebnisse oder die Übersprechmatrix oder der bipartiter Graph als Qualitätsmassstab in ein Fehlerkorrekturverfahren für den Nutzdatenstrom eingeführt werden.
33. Gerät nach einem der Ansprüche 26 bis 30, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Testmessungen kontinuierlich erfolgen, um im Falle einer Änderung der Übertragungsverhältnisse oder Einbuchung neuer Einheiten in das Netz eine Änderung der Belegung der Unterträger und Zuteilung der Unterträger-Sendeleistungen vorzunehmen, hierbei insbesondere eine erste Zuteilung für neu eingebuchte Einheiten vor deren erster Nutzdatenübertragung zu errechnen, welche Störungen bestehender Datenübertragungen vermeidet, wobei diese Zuteilung später in eine gleichmäßige Verteilung der Gesamt-Kanalkapazität geändert werden kann.
34. Gerät nach Anspruch einem der Ansprüche 26 bis 30, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Auswertungsergebnisse der Testsignale oder der Codes oder die so gewonnenen Dämpfungs- und Übersprech-Messergebnisse oder die Übersprechmatrix oder der bipartiter Graph verwendet werden, um die Ausgangsimpedanz eines Leitungstreibers oder Leitungsempfängers frequenzabhängig oder frequenzunabhängig so zu optimieren, dass das Übersprechen oder Reflexionen oder die Betriebsdämpfung durch Reflexionen reduziert werden.
35. Gerät nach einem der Ansprüche 26 bis 34 oder Computer mit Software zum Betrieb eines Netzes mit derartigen Geräten, **dadurch gekennzeichnet, dass** einzelne notwendige Berechnungen und Auswertungen in der Steuerungssoftware oder dem FPGA Code einer der Einheiten oder eines externen Computersystems vorgenommen werden.

Bild 1

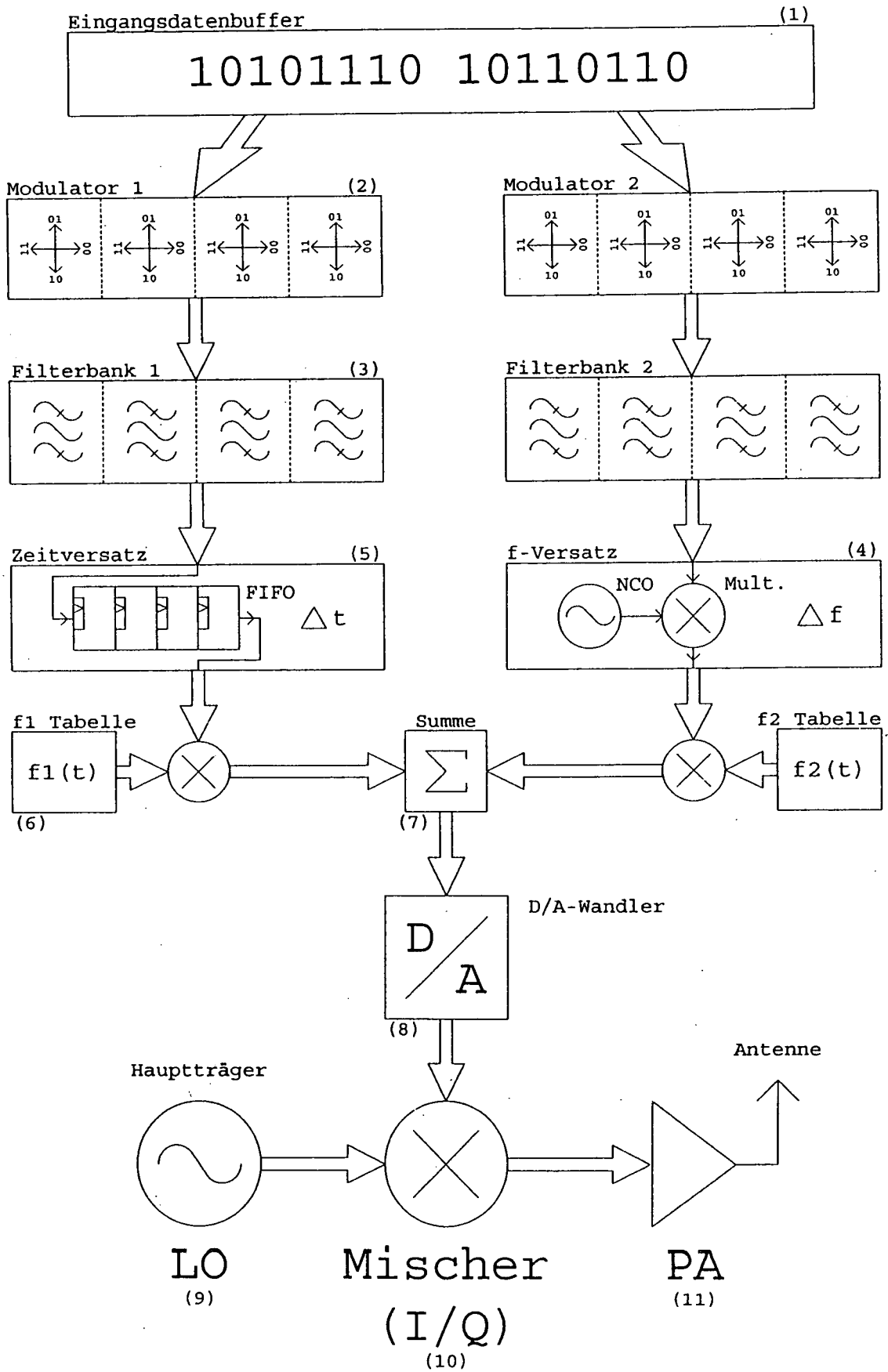


Bild 2

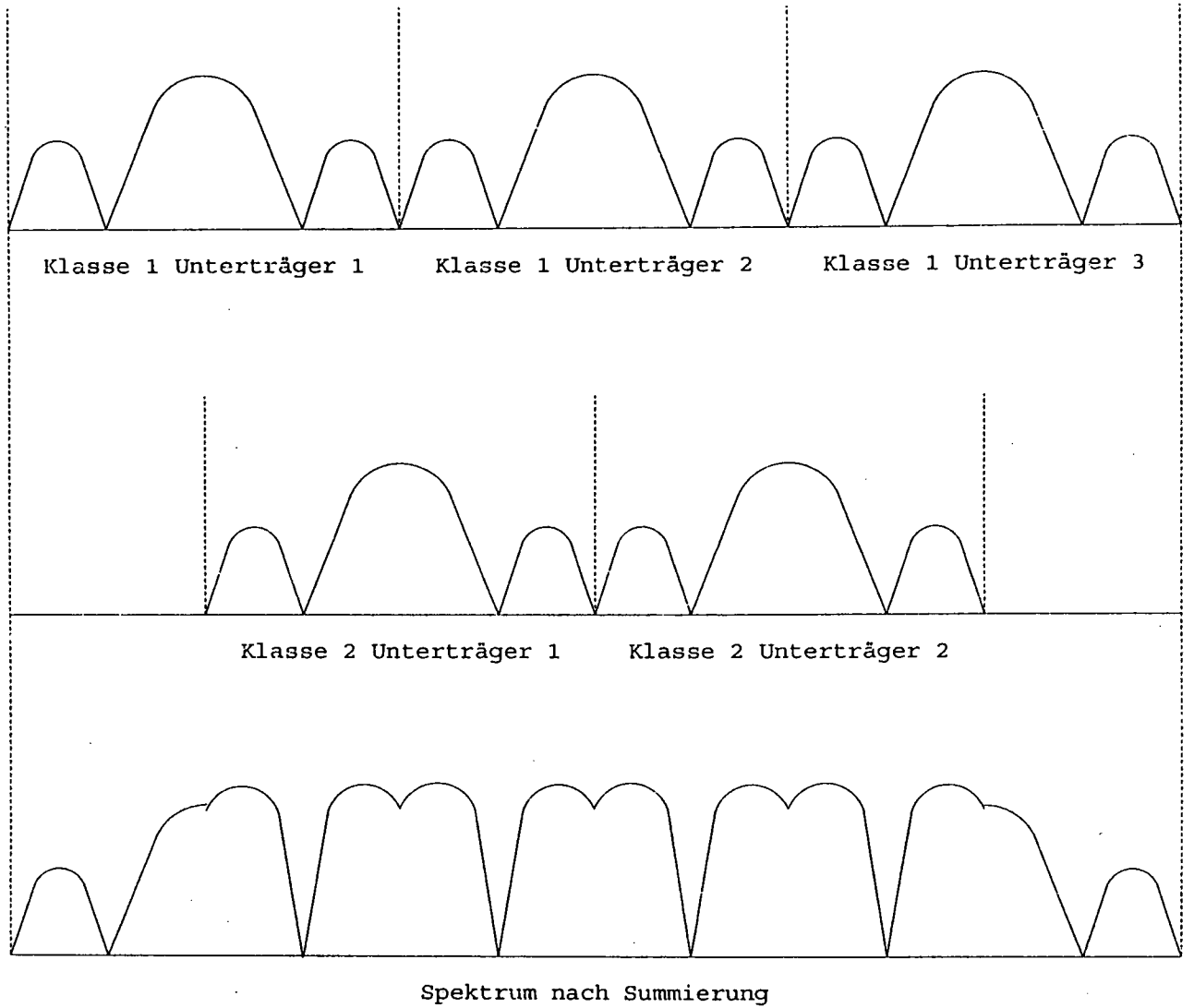


Bild 3

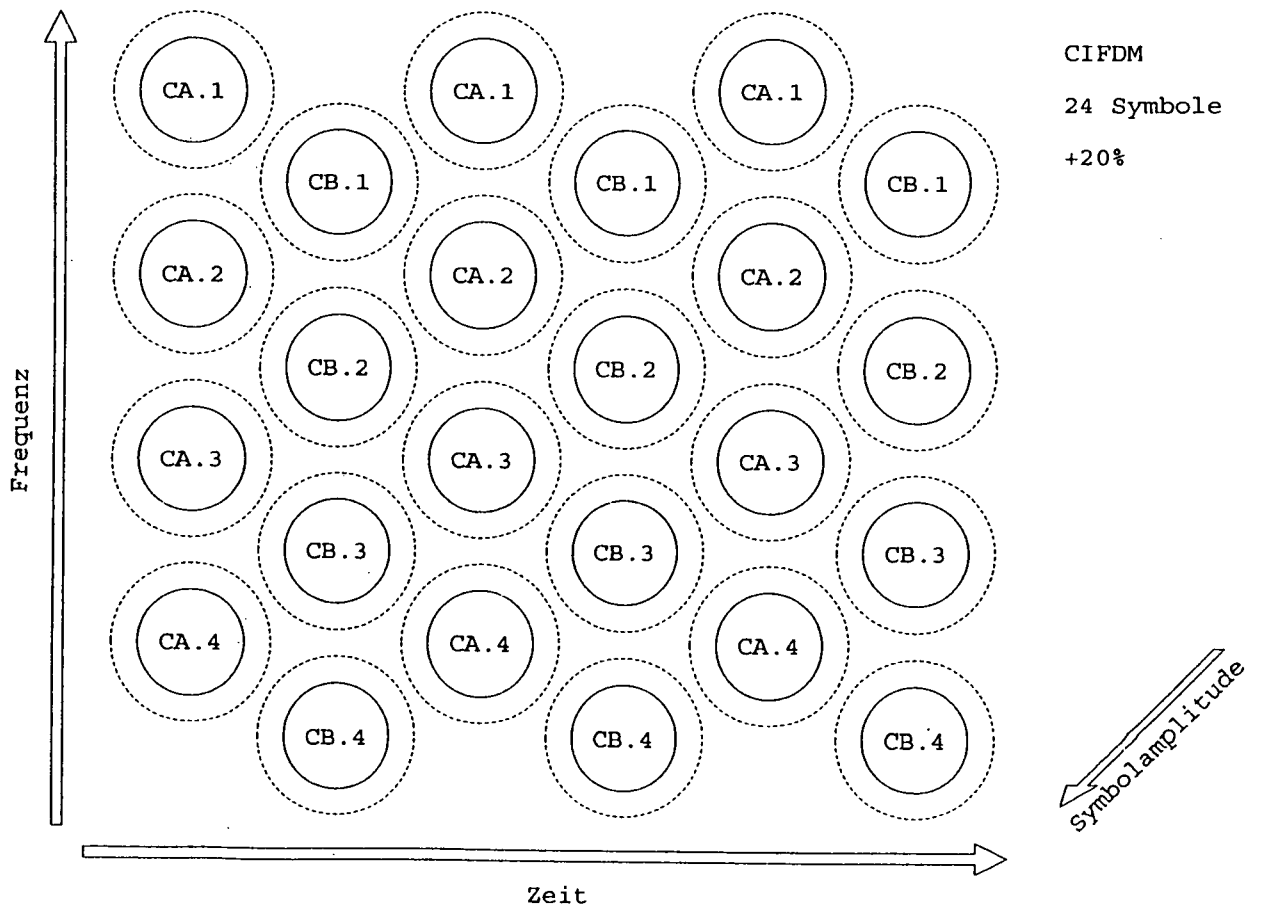
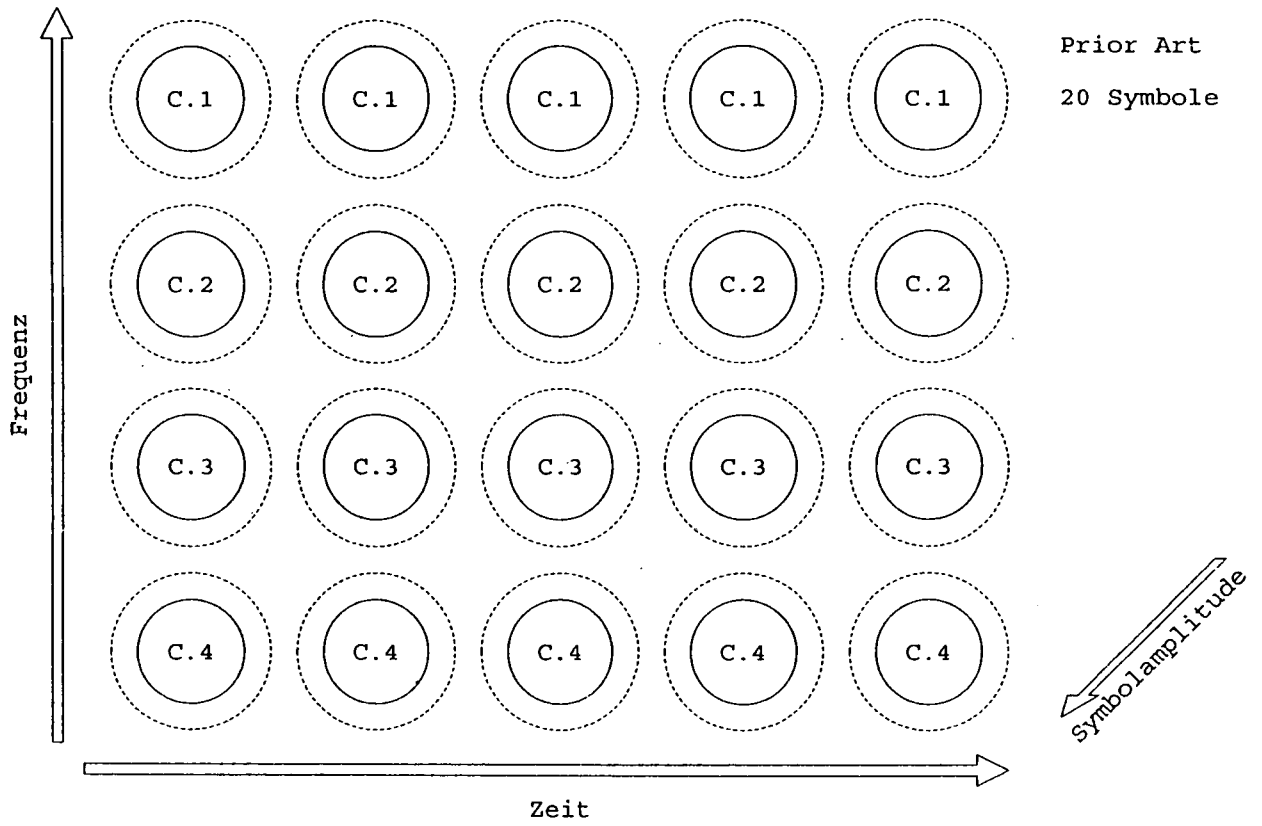
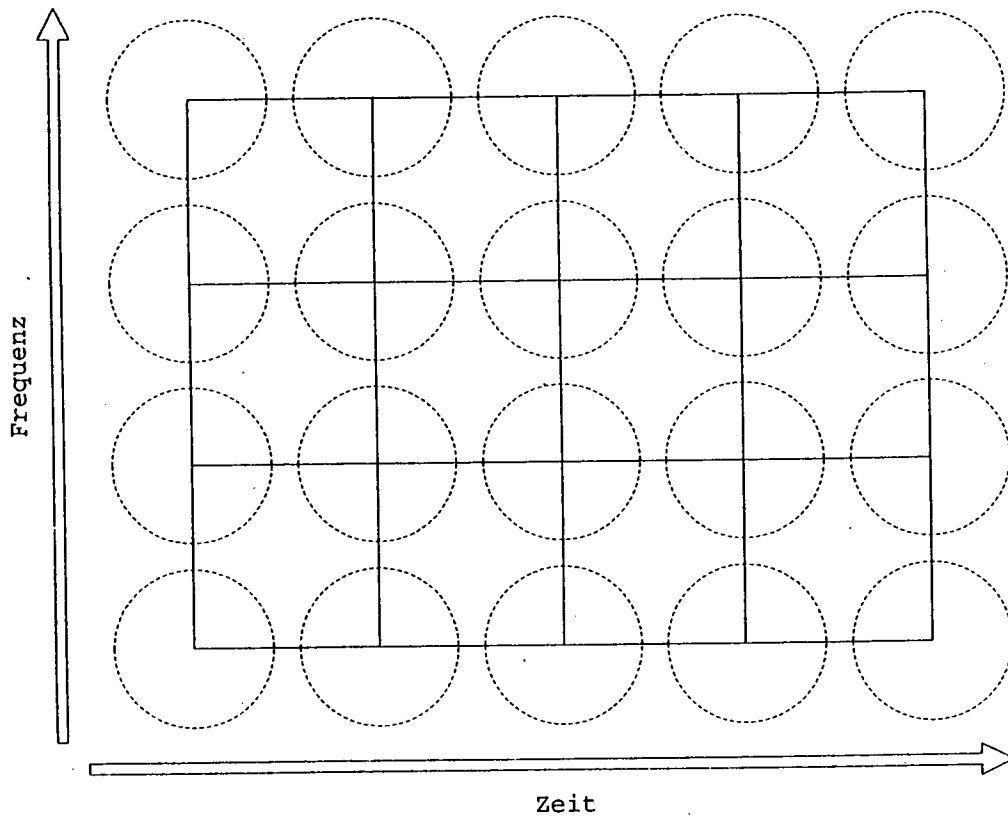
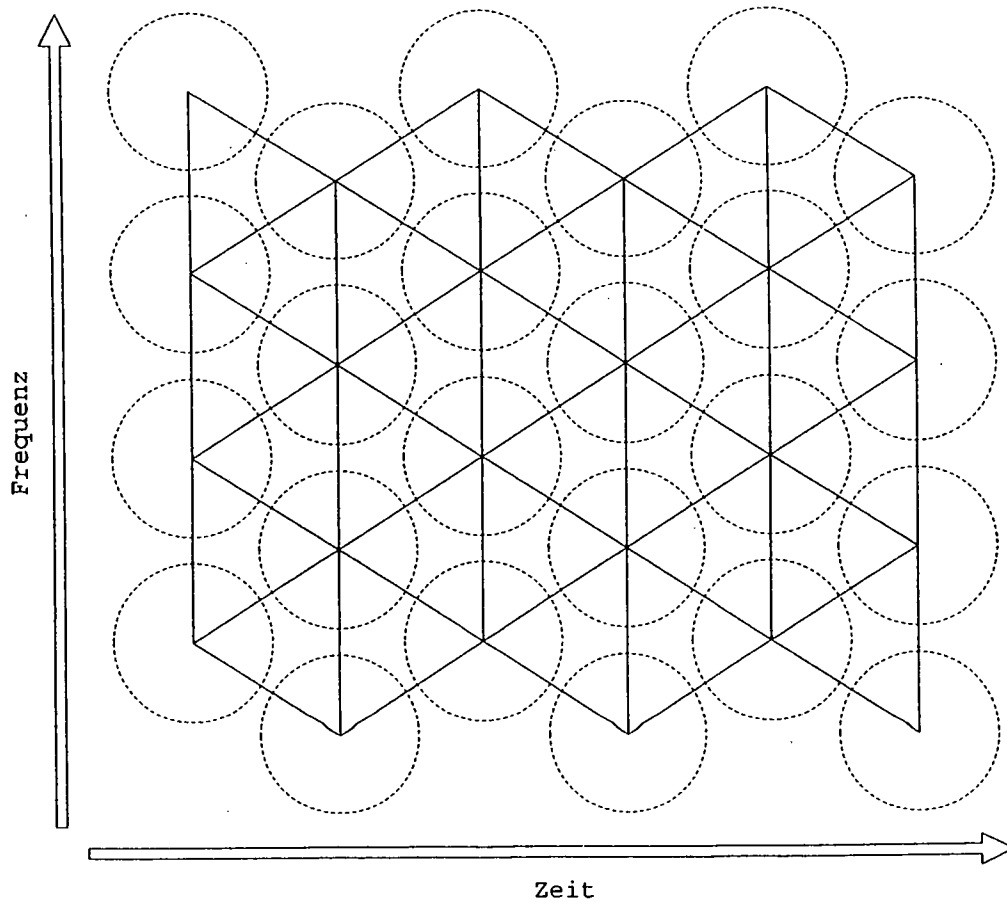


Bild 4



Prior Art
quadratisch



CIFDM
hexagonal

Bild 5

