



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 42 08 808 B4 2005.03.17

(12)

## Patentschrift

(21) Aktenzeichen: P 42 08 808.9

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: H04L 27/22

(22) Anmelddatum: 19.03.1992

H04L 1/00

(43) Offenlegungstag: 23.09.1993

(45) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 17.03.2005

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden.

(71) Patentinhaber:

Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
gezogene Druckschriften:

DE 41 12 860 C2

(72) Erfinder:

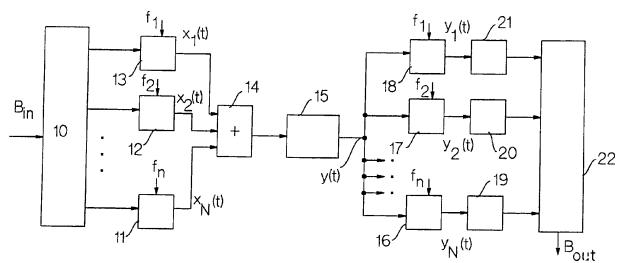
Kammeyer, Karl-Dirk, Dr., 33100 Paderborn, DE

DE 41 12 860 A1

US 46 04 583

(54) Bezeichnung: **Verfahren zur breitbandigen digitalen Signalübertragung von einer Feststation zu Mobilstationen**

(57) Hauptanspruch: Verfahren zur breitbandigen digitalen Signalübertragung, insbesondere von einer Feststation zu Mobilstationen, mit einer senderseitigen Aufspaltung von zu übertragenden Daten in N Subkanäle, wobei die empfangenen Daten einer Empfänger-Filterbank (100) zugeführt werden, wobei eine Regelgröße zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung anhand eines Ausgangssignals an Ausgängen der Empfänger-Filterbank (100) gewonnenen wird, dadurch gekennzeichnet, dass eine individuelle Trägerphasenregelung an jedem der N Ausgängen der Empfänger-Filterbank (100) erfolgt und dass bei der individuellen Trägerphasenregelung die Regelgröße gewonnen wird.



## Beschreibung

**[0001]** Bei der Signalübertragung zwischen Feststationen und Mobilstationen kommt es im Gegensatz zur Signalübertragung zwischen Feststationen mit Sichtverbindung zu Problemen bei der Demodulation von empfangenen Signalen. So können Reflexionen an Bergen oder Gebäuden eine Mehrwegeübertragung bewirken. Ein Signalabschnitt, der eine bestimmte Information enthält, gelangt also nicht nur einmal zum Empfänger, sondern neben dem direkten Weg auch aufgrund der Reflexion zeitverzögert. Dies kann dazu führen, daß bei einem breitbandigen Spektrum eine Phasenverschiebung derart auftritt, daß das direkte und das reflektierte Signal zu einer Auslöschung am Empfangsort führen. Das Frequenzspektrum des empfangenen Signals erfährt dann an bestimmten, von den Empfangsverhältnissen abhängigen Bereichen Einbrüche, während andere Bereiche unbeeinflußt bleiben oder angehoben werden. Bei Mehrwegeübertragung mit Auslöschung am Empfangsort kann das ursprüngliche Signal dann nicht mehr fehlerfrei rekonstruiert werden.

**[0002]** Um auch bei Mehrwegeübertragung eine Auswertung des empfangenen Signals ermöglichen zu können, ist es bekannt, anstelle eines Kanals mehrere Kanäle zu verwenden. Dazu werden die zu übertragenden Informationen im Sender auf mehrere Sub-Bänder verteilt. Jedes Sub-Band moduliert einen von N Subträgern, so daß die Sub-Bänder dann jeweils nur einen Teil des gesamten Frequenzspektrums belegen.

**[0003]** Natürlich läßt sich durch diese Maßnahme nicht verhindern, daß Bereiche des gesamten Frequenzspektrums infolge der oben genannten Eigenschaften des Übertragungsweges ausgelöscht werden. Im Gegensatz zur Übertragung in einem einzigen Kanal, der von einer Störung stets in seiner Gesamtheit betroffen wäre, wirkt sich die Störung dann nur auf einige wenige Subkanäle aus, während andere Subkanäle ungestört bleiben. Mit Hilfe von bekannten Fehlerkorrekturverfahren können die in den ausgelöschten Kanälen enthaltenen Daten aus den Daten der anderen Subkanäle rekonstruiert werden.

**[0004]** Um bei der Übertragung in Subkanälen das gesamte Frequenzspektrum nicht breiter werden zu lassen, als bei der Übertragung in einem einzigen Kanal, und trotzdem die in den Subkanälen übertragenen Informationen im Empfänger einwandfrei dekodieren und wieder zu einem korrekten Gesamtsignal zusammenführen zu können, müssen bestimmte Bedingungen erfüllt sein. So darf in den Subkanälen keine Nachbarzeichenbeeinflussung stattfinden (Intersymbol Interference) und es dürfen sich benachbarte Kanäle nicht beeinflussen (Adjacent Channel Interference). Eine Möglichkeit zur Erfüllung dieser Bedingungen bietet das sogenannte OFDM-Konzept (Or-

thogonal Frequency Division Multiplexing). Hierbei sind die Durchlaßkurven der Filter für die Subbänder und die Trägerfrequenzen der Subbänder so bemessen und gewählt, daß die Nullstellen der Spektren jeweils benachbarter Subbänder mit der Trägerfrequenz des jeweils betrachteten Subbandes exakt übereinstimmen. Eine Alternative zum OFDM-Konzept ist das Offset-QPSK-Verfahren mit T/2 versetzte Real- und Imaginärteil-Daten.

**[0005]** Beim OFDM-Konzept beeinflussen sich die Spektren im Abfragezeitpunkt nicht. Dementsprechend ergibt sich an den Ausgängen der Empfänger-Filterbank auch keine Nachbarkanal-Beeinflussung, solange am Empfänger die exakten Trägerfrequenzen verwendet werden.

**[0006]** Gerade die Erfüllung der letztgenannte Bedingung bereitet aber erhebliche Schwierigkeiten. Durch die Bewegung des mobilen Empfängers und die sich ändernden Übertragungseigenschaften treten Frequenzverschiebungen ein (Dopplereffekt). Bleiben diese Frequenzverschiebungen unberücksichtigt, so werden die im Zusammenhang mit dem OFDM-Konzept erwähnten Bedingungen nicht mehr erfüllt; es kommt insbesondere zur Nachbarkanal-Beeinflussung. Somit ist es nicht möglich, den Empfangsträger, mit dem das empfangene Signal multipliziert wird, um das Basisband zurückzugewinnen, einmalig konstant auf den Sendeträger einzustellen und dann dabei zu belassen.

**[0007]** Eine Gewinnung des Empfangsträgers aus dem empfangenen Signalspektrum ist dadurch erschwert, daß wegen der üblichen Phasenmodulation keine konstante Phasenlage für eine Synchronisation eines frei schwingenden Oszillators vorhanden ist.

**[0008]** Die erwähnten Frequenzverschiebungen auf dem Übertragungsweg wirken sich auch störend auf die Demodulation der Signale aus. Als Modulationsverfahren kommen lineare Modulationsformen, z. B. das QPSK Modulationsverfahren (Quadrature Phase-Shift-Keying) in Frage. Bei der QPSK-Modulation werden die Schwingungen eines Trägersignals in vier mögliche Phasen umgetastet. Jede Phase repräsentiert ein Doppelbit, z. B. "00", "01", "10" und "11". Im Phasendiagramm ergibt dies einen Vierphasenstern, wobei jeder Punkt des Vierphasensterns in einem der Quadranten liegt. Um eine einfache Synchronisation zwischen dem Empfänger und dem Sender zu ermöglichen, wird nicht die absolute Phasenlage, die der Sender erzeugt, ausgewertet, sondern die Differenz zwischen zwei aufeinander folgenden Phasenlagen. Ferner wird zur Vermeidung von Störspektren die Phasenlage nicht hart, sondern weich umgetastet. Dies geschieht z. B. derart, daß die Phase etwa in der Mitte des Zeitabschnittes, der zur Übertragung eines Doppelbits vorgesehen ist, die spezifische Phasenlage erreicht.

**[0009]** Um diese "weiche" Phasenumtastung zu ermöglichen, werden auf der Senderseite sowie zur Umkehrung des Prozesses auch auf der Empfängerseite Filter eingesetzt. Diese Filter müssen für jedes Sub-Band unterschiedlich dimensioniert sein. Die Gesamtanordnung der Filter ergibt dann eine Filterbank.

**[0010]** Die exakte Auswertung der Phasenlage stellt an den Demodulator hohe Anforderungen. So muß das Auswerteintervall wegen der ständig gleitenden Phasenlage sehr kurz bemessen sein. Zum anderen muß dieses Auswerteintervall zeitlich so liegen, daß die Phasenlage innerhalb des Auswerteintervalls auch den das Doppelbit repräsentierenden Wert erreicht.

**[0011]** Im Falle einer Frequenzverschiebung ändert sich der Zeitpunkt, in dem die Phasenlage den das jeweilige Doppelbit repräsentierenden Wert erreicht. Es kommt so zu einem Phasenfehler, der sich nach jedem Auswerteintervall vergrößert und schließlich keine Phasenerkennung mehr zuläßt.

**[0012]** Inhalt der Ersatzseite.

#### Stand der Technik

**[0013]** Aus US 4604 583 A ist eine Vorrichtung bekannt, die zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenz eine Regelgröße anhand eines Ausgangssignals an den Ausgängen einer Empfängerfilterbank gewinnt.

**[0014]** Aus DE 41 12 860 A1 ist ein Verfahren und eine Anordnung zur digitalen Frequenzregelung bei Mehrkanalübertragungssystemen bekannt. Mittels eines diskreten Regelalgorithmus wird eine Korrekturfrequenz erzeugt mit der der Frequenzersatz eines Mischerausgangssignals kompensiert wird. Als Mehrkanalübertragungssystem wird ein hier US-BN-Übertragungssystem beschrieben. Für den Empfänger wird die notwendige Filterbank durch eine schnelle Fourier-Transformation verwirklicht. Die Ausgangssignale der Filterbank werden mit dem konjugiert komplexen Signalen des Hartentscheidens multipliziert, um eine komplexe Größe zu erzeugen deren Phase ein Maß für den Frequenzversatz des Mischerausgangssignals ist. Um Rauscheinflüsse auszugleichen, werden die komplexen Größen aller Subkanäle summiert und durch Mittelwertbildung wird dann schließlich die Phase der komplexen Größe bestimmt. Es wird also das Ausgangssignal der Filterbank verwendet, um eine Größe zu bestimmen, die zur Frequenzregelung führt.

#### Aufgabenstellung

**[0015]** Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur digitalen breitbandigen Signalüber-

tragung von einer Feststation zu Mobilstationen anzugeben, das die Auswirkungen störender Einflüsse des Übertragungsweges im Empfänger beseitigt.

**[0016]** Diese Aufgabe wird bei einem Verfahren zur digitalen breitbandigen Signalübertragung nach den Oberbegriffen des Anspruchs 1 und des nebengeordneten Anspruchs 2 durch die im jeweiligen Kennzeichen angegebenen Merkmale gelöst.

**[0017]** Erfindungsgemäß erfolgen diese Maßnahmen in zwei Schritten. Bei einer ersten Alternative mit kohärenter Demodulation wird in einem ersten Schritt eine individuelle Trägerphasenanpassung an jedem der N Ausgänge der Empfänger-Filterbank vorgenommen. Hierbei werden für die N individuellen Trägerphasen-Regelungen Phasenregelkreise erster Ordnung eingesetzt. Die im Falle von Frequenzverwerfungen entstehende bleibende Regelabweichung kann dann vorteilhaft in einem äußeren Trägerfrequenz-Regelkreis als Regelkriterium dienen. In einem zweiten Schritt erfolgt eine äußere Trägerfrequenz Regelung mit Hilfe eines äußeren Trägerfrequenz-Regelkreises. Der äußere Trägerfrequenz-Regelkreis wird als Phasenregelkreis zweiter Ordnung ausgebildet. Dadurch kann ein Frequenzfehler am Eingang der Filterbank ideal ausgeregelt und Nachbarkanalstörungen vermieden werden.

**[0018]** Vorteilhaft werden für den äußeren Trägerfrequenz-Regelkreis alle in den individuellen Trägerphasen-Regelkreisen erster Ordnung ermittelten statischen Phasenlagen addiert. Durch die Addition sowie anschließende Wichtung werden Einflüsse eventuell vorhandener Störgrößen vermindert. Informationen über den Frequenzfehler können vorteilhaft umso genauer ermittelt werden, je mehr Subsysteme vorhanden sind.

**[0019]** Die Informationen über die Frequenzabweichung werden mit jedem Symboltakt neu ermittelt. Durch die erfindungsgemäße zweistufige Schaltungsanordnung ist am Eingang der Empfängerfilterbank ein N-fach höherer Abtasttakt wirksam. Die errechnete Korrekturphase ist somit auf die höhere abgetastete Phase umzurechnen. Es findet somit eine Interpolation auf die N-fach höhere Abtastrate statt.

**[0020]** Alternativ zur kohärenten Demodulation kann auch eine inkohärente Demodulation verwendet werden. Hierbei werden die N individuellen Trägerphasen-Regelkreise erster Ordnung durch inkohärente Demodulatoren ersetzt. Bei Frequenzfehlern entstehen dann in sämtlichen Ausgangssignalen der Filterbank Phasenoffsets. Diese Phasenoffsets sind die diskreten Nutzphasen überlagert. Um die Phasenoffsets zu isolieren, also von den Nutzphasen zu trennen, werden erfindungsgemäß bei Verwendung der QPSK-Modulation die vierten Potenzen der aus Phasenoffset und Nutzphase bestehenden Signal

gebildet. Dadurch wird auf vorteilhafte Weise die Nutzphase eliminiert und der Phasenoffset gewonnen. Wird anstelle der QPSK eine M-stufige PSK verwendet, so wird die M-te Potenz anstelle der vierten Potenz gebildet.

**[0021]** Anstelle der vierten Potenz kann die statische Phasenablage alternativ auch durch Phasenvergleich mit den entscheidenden Daten erfolgen.

**[0022]** Die gewonnenen Werte der Phasenoffsets der einzelnen inkohärenten Demodulatoren werden wie in der ersten Alternative aufaddiert und gewichtet und dem äußeren Trägerfrequenz-Regelkreis zweiter Ordnung zugeführt.

#### Ausführungsbeispiel

**[0023]** Weiterbildungen und vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung ergeben sich aus den Ansprüchen, der weiteren Beschreibung und der Zeichnung, die ein Ausführungsbeispiel veranschaulicht.

**[0024]** In der Zeichnung zeigen:

**[0025]** **Fig. 1** Prinzipschaltung eines Multiträgersystems

**[0026]** **Fig. 2** einen kohärenten Demodulator

**[0027]** **Fig. 3** einen inkohärenten Demodulator

**[0028]** **Fig. 4** einen kohärenten Empfänger

**[0029]** **Fig. 5** einen inkohärenten Empfänger

**[0030]** **Fig. 1** zeigt eine Prinzipschaltung eines Multiträgersystems. Einem Seriell-Parallel-Wandler **10** wird eine zu übertragene Bitfolge  $B_{in}$  zugeführt. Diese Bitfolge  $B_{in}$  wird dabei in eine Anzahl von  $N$  parallelen Sub-Bitfolgen zerlegt, wobei sich die Bitrate der einzelnen Sub-Bitfolgen auf  $1/N$  reduziert. Jede Sub-Bitfolge wird einem Modulator **11**, **12**, **13** zugeführt. Jeder Modulator weist dabei eine eigene Modulationsfrequenz  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_N$  auf. Das Modulationsergebnis  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $x_N(t)$  der einzelnen Modulatoren **11**, **12**, **13** wird einem Addierer **14** zugeführt, dessen Ausgangssignal über einen Kanal **15** zu einem Empfänger gelangt.

**[0031]** Am Eingang des Empfängers liegt das Empfangssignal  $y(t)$  vor. Es wird parallel Demodulatoren **16**, **17**, **18** mit den Demodulationsfrequenzen  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_N$  zugeführt. Die Ausgangssignale  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$ ,  $y_N(t)$  führen über Dibit-Entscheider **19**, **20**, **21** auf einen Parallel-Seriell-Wandler **22**, an dessen Ausgang die übertragene Bitfolge  $B_{out}$  weiteren, nicht gezeichneten Verarbeitungsstufen zugeführt werden.

**[0032]** **Fig. 2** zeigt ein Beispiel eines kohärenten

Demodulators, wie er in der erfindungsgemäßen Schaltung verwendet werden kann. Das Empfangssignal  $y(t)$  wird parallel komplexen Multiplizierern **30**, **31** zugeführt und mit den Frequenzen  $\cos\omega_v t$  bzw.  $\sin\omega_v t$  demoduliert. Je ein Empfangstiefpaß **32**, **33** begrenzt die Bandbreite des Ausgangssignals der komplexen Multiplizierer **30**, **31**. Das Ausgangssignal der Empfangstiefpässe **32**, **33** werden Abtastern **38**, **39** zugeführt, welche die Signale mit dem Symboltakt  $nT$  abtasten. Die abgetasteten Signale werden dann zum einen einem Dibit-Entscheider **34**, **35**, zum anderen einer Trägerregelschaltung **36** zugeführt. Die Ausgangssignale der Dibit-Entscheider **34**, **35** werden auf weiter Eingänge der Trägerregelschaltung **36** geschaltet. Die Trägerregelschaltung **36** liefert die Demodulationsfrequenzen  $\cos\omega_v t$  bzw.  $\sin\omega_v t$  für die komplexen Multiplizierer **30**, **31**. Die Ausgänge der Dibit-Entscheider **34**, **35** sind mit einem Parallel-Seriell-Wandler **37** verbunden, der die Subbitfolge  $v$  liefert.

**[0033]** **Fig. 3** zeigt ein Beispiel eines inkohärenten Demodulators, wie er in der erfindungsgemäßen Schaltung verwendet werden kann. Das Empfangssignal  $y(t)$  wird parallel komplexen Multiplizierern **50**, **51** zugeführt und mit den Frequenzen  $\cos\omega_v t$  bzw.  $\sin\omega_v t$ , die ein lokaler Oszillator **52** erzeugt, demoduliert. Je ein Empfangstiefpaß **53**, **54** begrenzt die Bandbreite des Ausgangssignals der komplexen Multiplizierer **50**, **51**. Das Ausgangssignal der Empfangstiefpässe **53**, **54** werden Abtastern **66**, **67** zugeführt, die die Ausgangssignale der Empfangstiefpässe **53**, **54** mit dem Symboltakt  $nT$  abtasten. Die abgetasteten Signale werden je einer T-Verzögerungsstufe **55**, **56**, einem komplexen Multiplizierer **59**, **60** sowie einem Multiplizierer **57** zugeführt. Das Ausgangssignal der T-Verzögerungsstufen **55**, **56** wird je den anderen Eingängen der komplexen Multiplizierer **59**, **60** als auch einem komplexen Multiplizierer **58** zugeführt. Die Ausgänge der komplexen Multiplizierer **59**, **60** sind mit einem Addierer **61**, die Ausgänge der komplexen Multiplizierer **57**, **58** sind mit einem Addierer **62** verbunden. Die Ausgänge der Addierer **61**, **62** führen je über einen Dibit-Entscheider **63**, **64** auf Eingänge eines Parallel-Seriell-Wandlers **65**, der die Subbitfolge  $v$  liefert.

**[0034]** **Fig. 4** zeigt einen erfindungsgemäßen kohärenten Empfänger. Ein zeitdiskretes komplexes ZF-Signal  $y(k)$  wird einem Eingang eines komplexen Multiplizierers **98** zugeführt, an dessen anderem Eingang das Ausgangssignal eines Phasengliedes **99** anliegt. Das Ausgangssignal des komplexen Multiplizierers **98** ist mit Eingängen einer Empfänger-Filterbank **100** verbunden. An den Ausgängen der Empfänger-Filterbank **100** sind  $N$  Zweige angeschlossen, bestehend aus mit einem Symbol-Takt  $nT$  getasteten Schaltern **101**, **102**, einem komplexen Multiplizierer **86**, **87** sowie einem Dibit-Entscheider **91**, **92**. Am Ausgang des Dibit-Entscheiders **91**, **92** ist die ent-

schiedene Bitfolge  $B_{out}$  abgreifbar. Das Eingangssignal und das Ausgangssignal des Dabit-Entscheiders 91, 92 werden einem Phasendetektor 90, 93 zugeführt, dessen Ausgangssignal dem Phasenoffset eines jeden Subbandes entspricht. Dieser Phasenoffset gelangt über einen Schleifenfilter 89, 94 erster Ordnung zur dem Phasenglied 88, 97.

**[0035]** Das zeitdiskrete komplexe ZF-Signal wird in der Empfänger-Filterbank 100 in Subbänder aufgetrennt. Jedes Subband wird dann individuell geregelt. Dazu wird aus dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal des Dabit-Entscheiders 92, 92 im Phasendetektor 90, 93 der für den Zweig individuelle Phasenoffset ermittelt. Mittels eines Schleifenfilter 89, 94 erster Ordnung, welche folgende mathematische Funktion  $G_1(z) = a/(z - 1)$  erfüllen kann, wird das Eingangssignal des Dabit-Entscheiders 91, 92 auf eine konstante Regelabweichung gehalten. Das Ausgangssignal der Phasendetektoren 90, 93 wird einem Addierer und Wichtungsschaltung 95 zugeführt. Eine Addition der Fehler wird somit korrigiert. Vorhandene Kanalbeeinflussungen durch Reflexion und/oder Dopplereffekt werden bis auf eine konstante Regelabweichung ausgeregelt.

**[0036]** Diese konstante Regelabweichung dient dem äußeren Regelkreis als Regelgröße, um eine Trägerfrequenzabweichung vom Sollwert auszuregeln. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 95 wird einem Schleifenfilter 96 zweiter Ordnung verwendet, das z. B. die mathematische Funktion  $G_2(z) = (a_1z + a_2)/(z - 1)^2$  erfüllt. Neben dem schaltungstechnisch einfachen Aufbau wird vorteilhaft der Trägeroffset ausgeregelt. Dem Schleifenfilter 96 schließt sich ein Interpolator 103 an, dessen Ausgangssignal auf das Phasenglied 99 führt.

**[0037]** Fig. 5 zeigt einen erfindungsgemäßen incohärenten Empfänger. Das Empfangssignal  $y(t)$  wird einem Multiplikator 70 zugeführt, an dessen zweitem Eingang der Ausgang eines lokalen Oszillators 71 anliegt. Das Mischprodukt des Multiplikators 70 führt auf einen weiteren Multiplikator 72, dessen anderer Eingang mit dem Ausgang eines Phasenelements 73 verbunden ist. Der Ausgang des Multiplikators 72 ist mit einer Empfänger-Filterbank 74 verbunden. An den Ausgängen der Empfänger-Filterbank 74 sind N Zweige angeschlossen, bestehend aus mit einem Symbol-Takt  $nT$  getasteten Abtaster 75, 76, einem incohärenten Demodulator 77, 78, einem Potenziometer 81, 83 vierter Ordnung sowie einem Phasendetektor 82, 84. Die Ausgänge der Phasendetektoren 82, 84 sind mit Eingängen einer Additionsstufe 85 verbunden. Ein Ausgang der Additionsstufe 85 führt über ein Schleifenfilter 80 zweiter Ordnung und einem Interpolator 79 zu einem Eingang des Phasenelements 73

**[0038]** Am Empfänger sind N Demodulatoren 77, 78

vorgesehen, die eine spektrale Trennung der N Trägersignale und die Datenentscheidungen vornehmen. Das Ausgangssignal der incohärenten Demodulator 77, 78 besteht dabei aus dem Produkt von statischer und Informations-Phase. Zur Gewinnung des Phasenoffsets wird die Informations-Phase durch den nachfolgenden Potenziometer 81, 83 eliminiert, sodaß die statische Phase als Ergebnis verbleibt. Der nachfolgende Phasendetektor 82, 84 ermittelt den Phasenoffset eines jeden Zweiges. Diese individuellen Phasenoffsets werden dann der Additionsstufe 85 zugeführt, so daß nach einer Wichtung des Additionsergebnisses Einflüsse eventuell vorhandener Störgrößen vermindert wird. Zur Ausregelung des statischen Phasenoffsets wird dieser dem Schleifenfilter 80 zweiter Ordnung zugeführt, welcher folgende mathematische Funktion  $G_2(z) = (a_1z + a_2)/(z - 1)^2$  erfüllen kann. Durch das Phasenelement 73 wird dann der Phasenoffset des empfangenen Signals exakt ausgeregelt.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur breitbandigen digitalen Signalübertragung, insbesondere von einer Feststation zu Mobilstationen, mit einer senderseitigen Aufspaltung von zu übertragenden Daten in N Subkanäle, wobei die empfangenen Daten einer Empfänger-Filterbank (100) zugeführt werden, wobei eine Regelgröße zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung anhand eines Ausgangssignals an Ausgängen der Empfänger-Filterbank (100) gewonnenen wird, dadurch gekennzeichnet, dass eine individuelle Trägerphasenregelung an jedem der N Ausgänge der Empfänger-Filterbank (100) erfolgt und dass bei der individuellen Trägerphasenregelung die Regelgröße gewonnen wird.

2. Verfahren zur breitbandigen digitalen Signalübertragung, insbesondere von einer Feststation zu Mobilstationen, mit einer senderseitigen Aufspaltung von zu übertragenden Daten in N Subkanäle, wobei die empfangenen Daten einer Empfänger-Filterbank (74) zugeführt werden, wobei eine Regelgröße zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung anhand eines Ausgangssignals an Ausgängen der Empfänger-Filterbank (100) gewonnenen wird, dadurch gekennzeichnet, dass ein individueller Phasenoffset bei jedem der N Ausgänge der Empfänger-Filterbank (74) ausgewertet wird und zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung verwendet wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Demodulation kohärent erfolgt.

4. Verfahren zur breitbandigen digitalen Signalübertragung, insbesondere von einer Feststation zur Mobilstation, mit einer senderseitigen Aufspaltung von zu übertragenden Daten in N Subkanäle, wobei

die empfangenen Daten einer Empfängerfilterbank (100) zugeführt werden, wobei eine Regelgröße zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung anhand eines Ausgangssignals an Ausgängen der Empfänger-Filterbank (100) gewonnenen wird, dadurch gekennzeichnet, dass die der Empfängerfilterbank (100) entnommenen Signale je inkohärent demoduliert und phasendetektiert werden und dass eine aus der individuellen Trägerphase gewonnene Regelgröße zur Regelung einer übergeordneten Trägerfrequenzregelung verwendet wird.

5. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass für die N individuellen Trägerphasenregelungen Phasenregelkreise (89, 94) erster Ordnung verwendet werden.

6. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, dass für die übergeordnete Trägerfrequenzregelung ein Phasenregelkreis (96) zweiter Ordnung verwendet wird.

7. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass als Modulationsverfahren lineare Modulationsformen verwendet werden.

8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass als Modulationsverfahren eine M-stufige PSK Modulation verwendet wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass zur Ermittlung des Phasenoffsets das Ausgangssignal des inkohärenten Demodulators (7, 78) einem M-fachen Potenzierer (81, 83) zugeführt wird.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenoffset einem Phasendetektor (82, 84; 90, 93) zugeführt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass die im Phasendetektor (82, 84; 90, 93) ermittelten statischen Phasenlagen in einer Additionsstufe (85, 95) addiert und gewichtet werden.

12. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal der Additionsstufe (85, 95) dem Phasenregelkreis (96) zweiter Ordnung zugeführt wird.

13. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Phasenregelkreise (89, 94) erster Ordnung die mathematische Funktion  $G_1(z) = a/(z - 1)$  erfüllen.

14. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenregelkreis (96) zweiter Ordnung die mathematische Funktion  $G_2(z) = (a_1z + a_2)/(z - 1)^2$  erfüllt.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass im Phasenregelkreis (96) zweiter Ordnung eine Interpolation in einem Interpolator (103) auf eine N-fache Abtastrate durchgeführt wird, um die errechnete Korrekturphase  $\varphi(k)$  auf die höher abgetastete Phase  $\varphi(k)$  umzurechnen.

Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

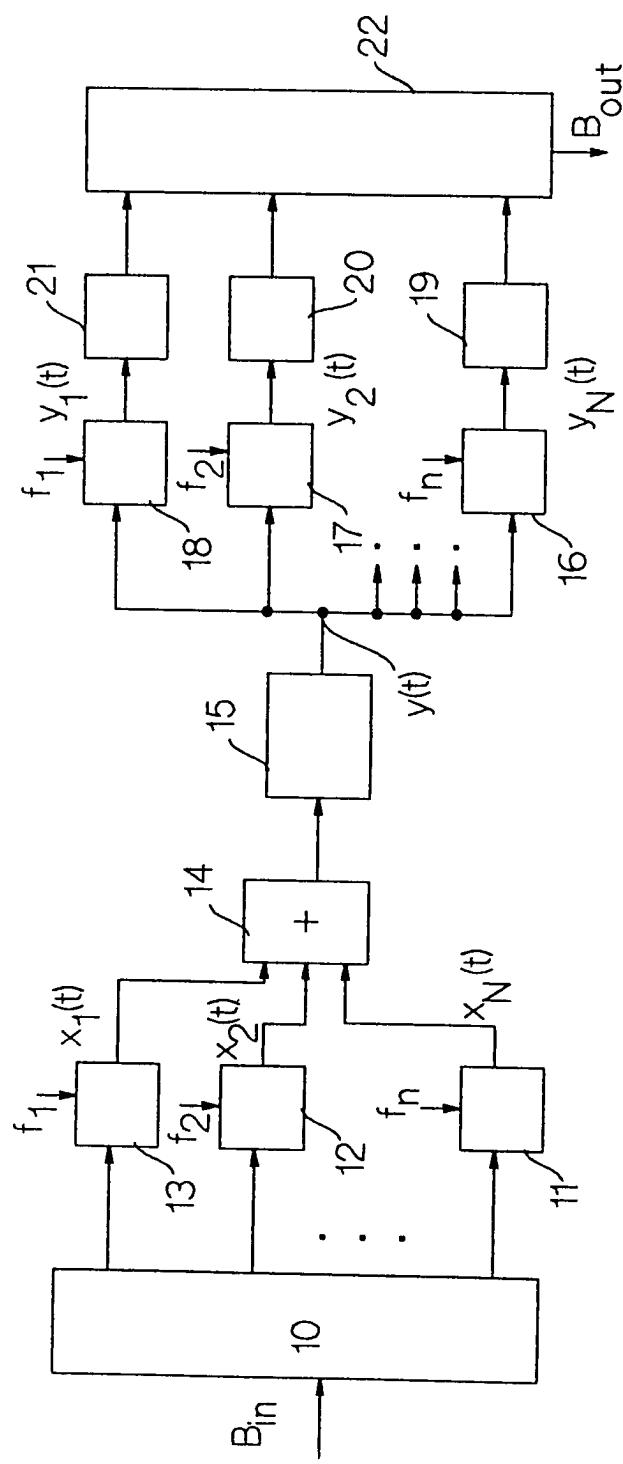


Fig. 1

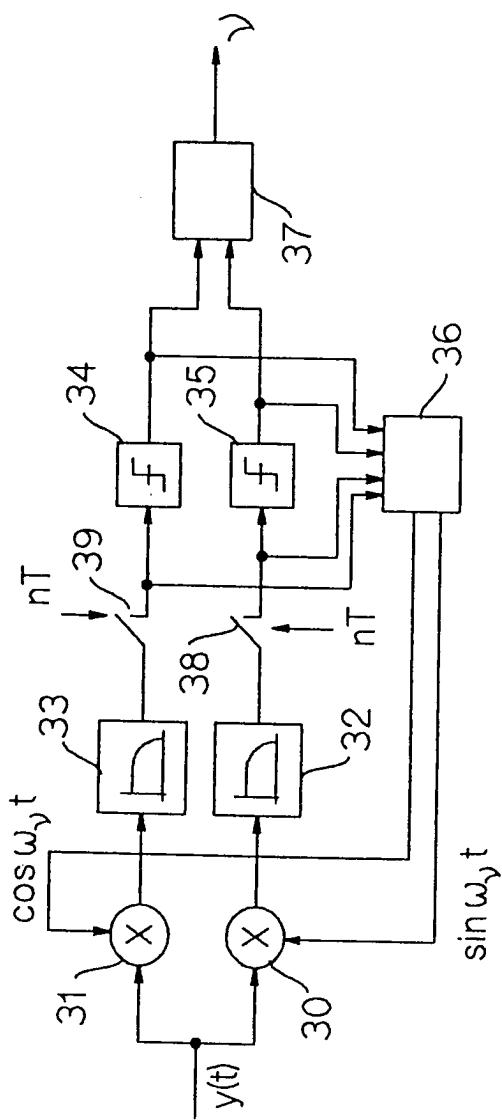
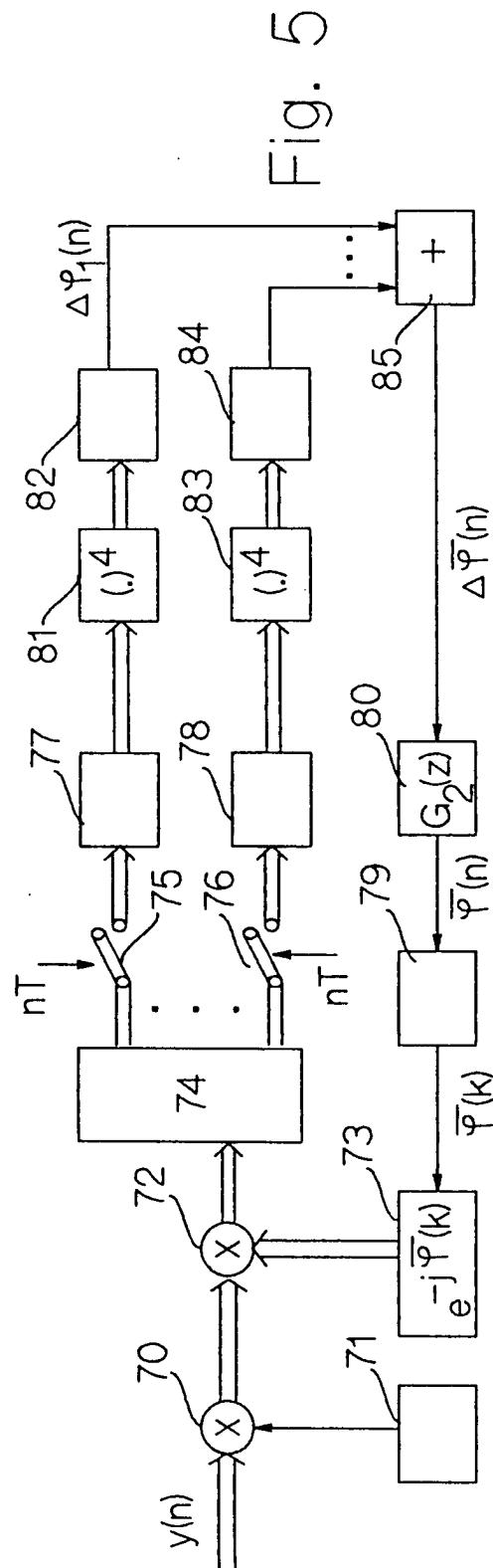
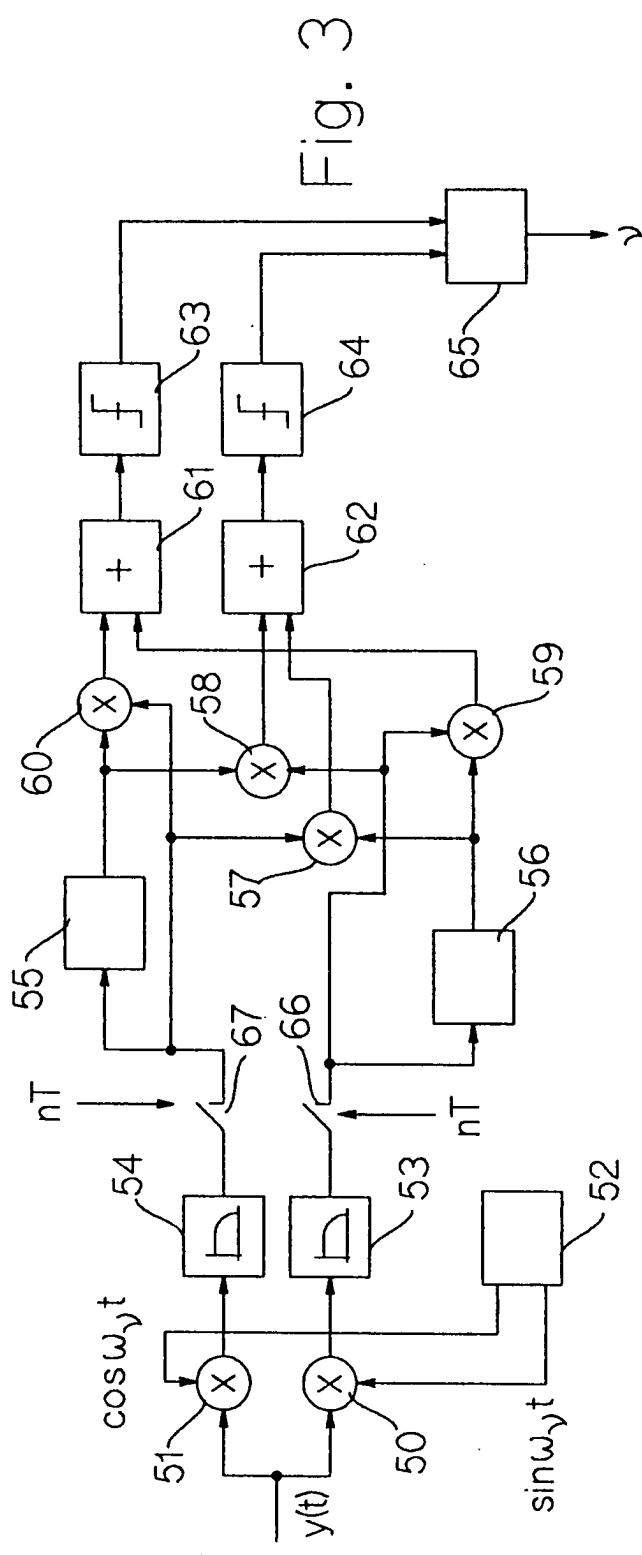


Fig. 2



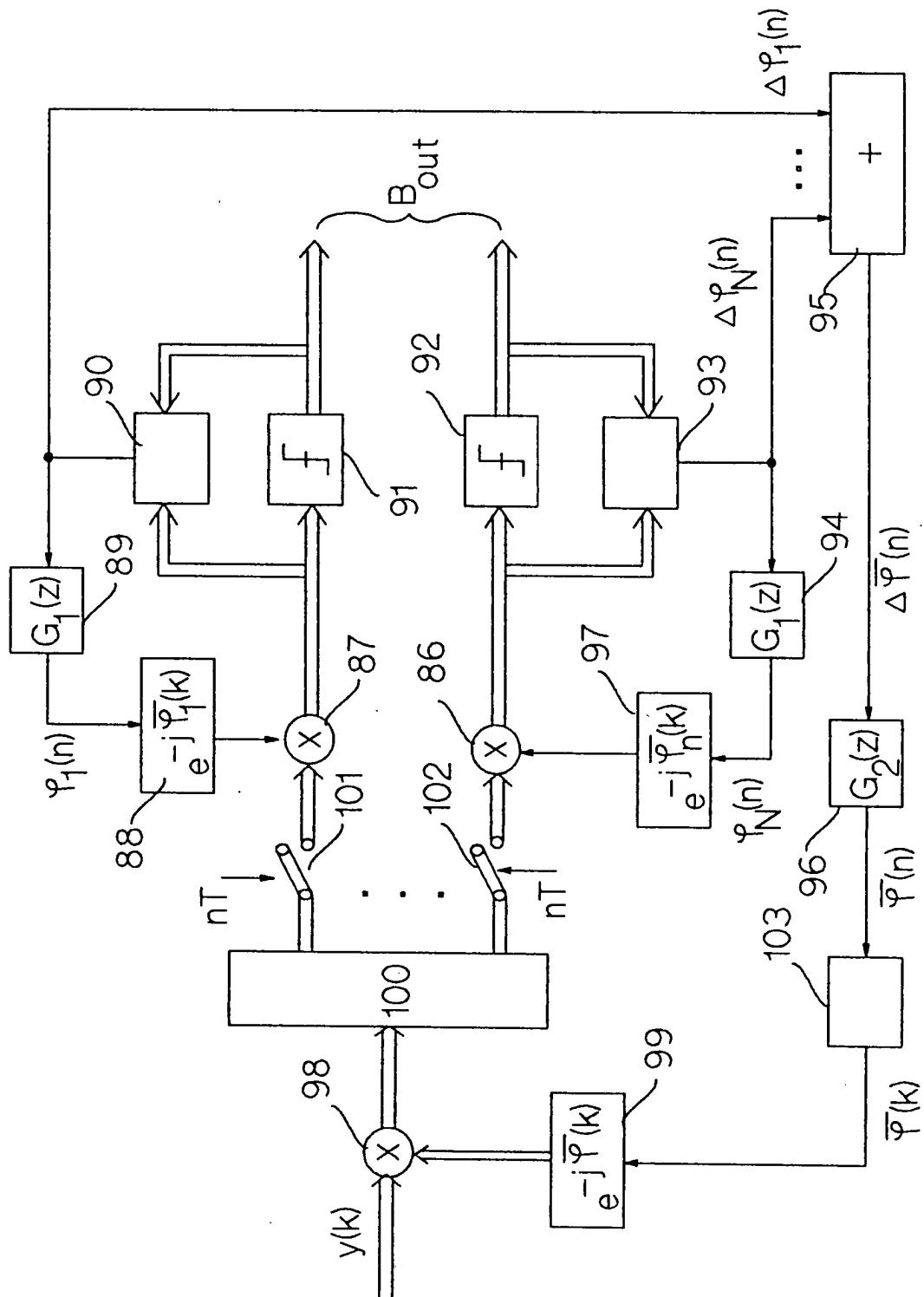


Fig. 4