



(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**
(22) Anmeldetag: **19.03.1992**
(43) Offenlegungstag: **23.09.1993**
(45) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: **17.03.2005**

(51) Int Cl.⁷: **H04L 27/22**
H04L 1/00

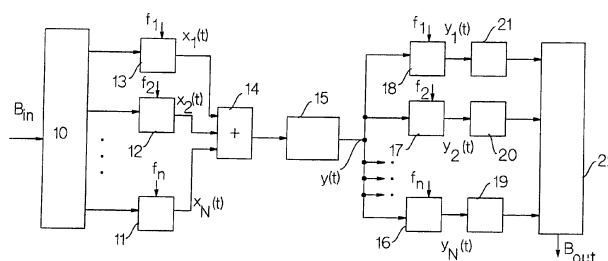
Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden.

(71) Patentinhaber:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE
(72) Erfinder:
Kammeyer, Karl-Dirk, Dr., 33100 Paderborn, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
DE 41 12 860 C2
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 Ausgänge 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 (Inter-symbol 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 Auswertintervall wegen der ständig gleitenden Phasenlage sehr kurz bemessen sein. Zum anderen muß dieses Auswertintervall zeitlich so liegen, daß die Phasenlage innerhalb des Auswertintervalls 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 Auswertintervall 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 Hartentscheiders 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 Frequenzverschiebungen 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 weitere 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 Sub-Bitfolge 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 Schalter **101**, **102**, einem komplexen Multiplizierers **86**, **87** sowie einem Dibit-Entscheider **91**, **92**. Am Ausgang des Dibit-Entscheidungers **91**, **92** ist die ent-

schiedene Bitfolge B_{out} abgreifbar. Das Eingangssignal und das Ausgangssignal des Dibit-Entsachers **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 Dibit-Entsachers **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 Dibit-Entsachers **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** zugeführt. Dazu wird ein 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 inkohärenten 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 inkohärenten Demodulator **77, 78**, einem Potenzierer **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 inkohärenten Demodulator **77, 78** besteht dabei aus dem Produkt von statischer und Informations-Phase. Zur Gewinnung des Phasenoffsets wird die Informations-Phase durch den nachfolgenden Potenzierer **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 $G_2(z) = (a_1 z + a_2)/(z - 1)^2$ 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

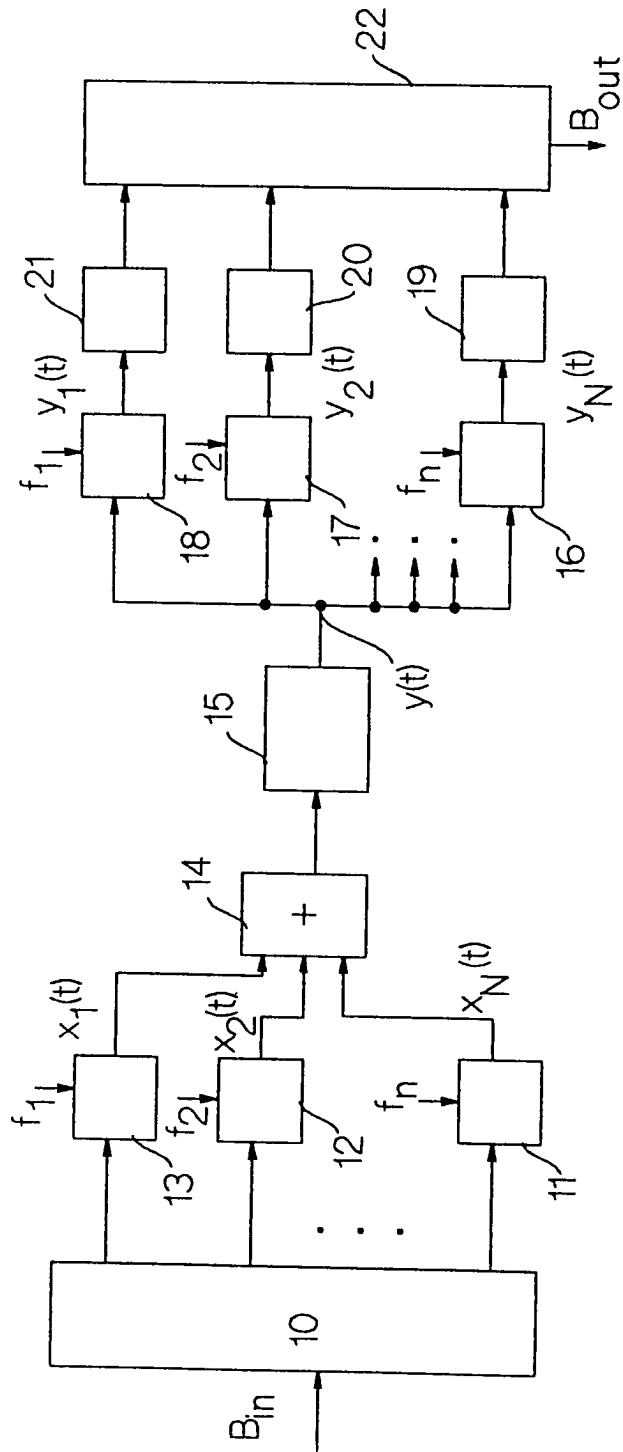
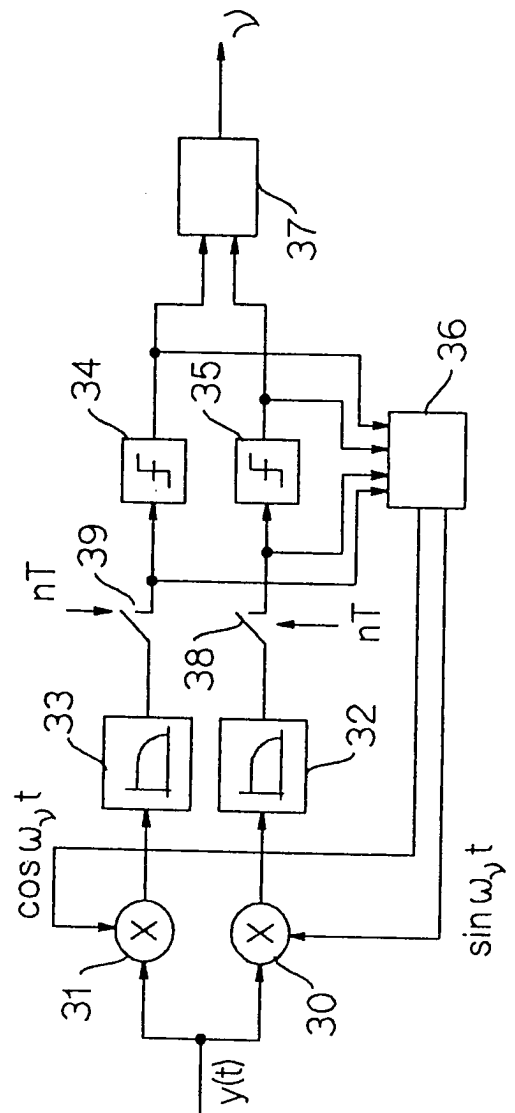
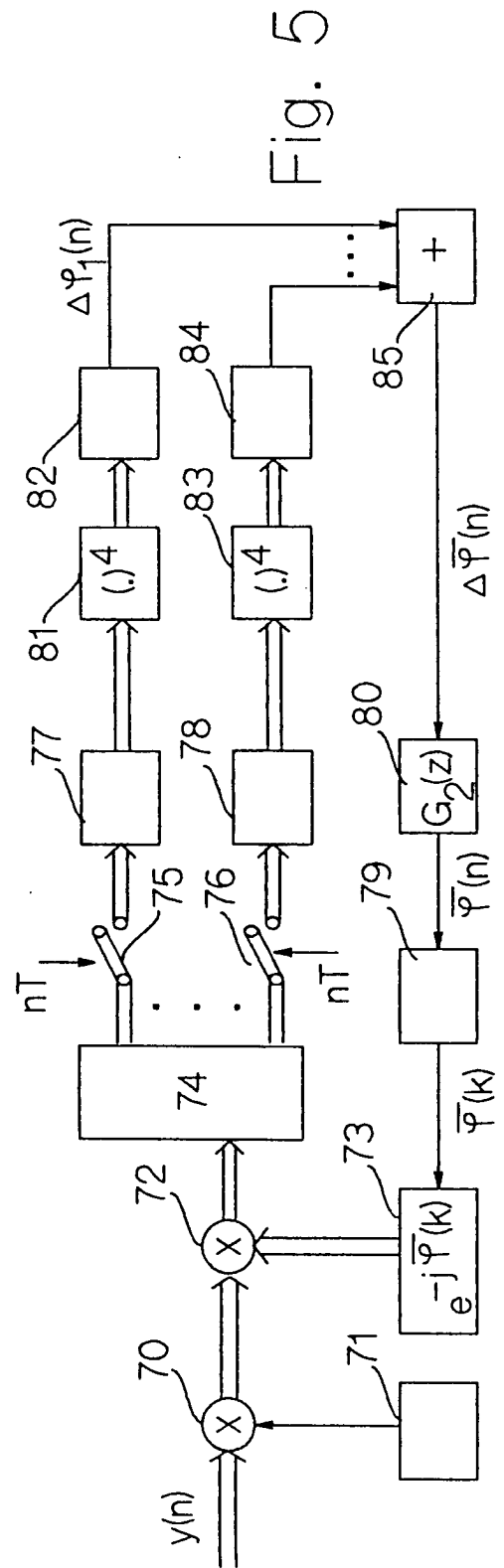
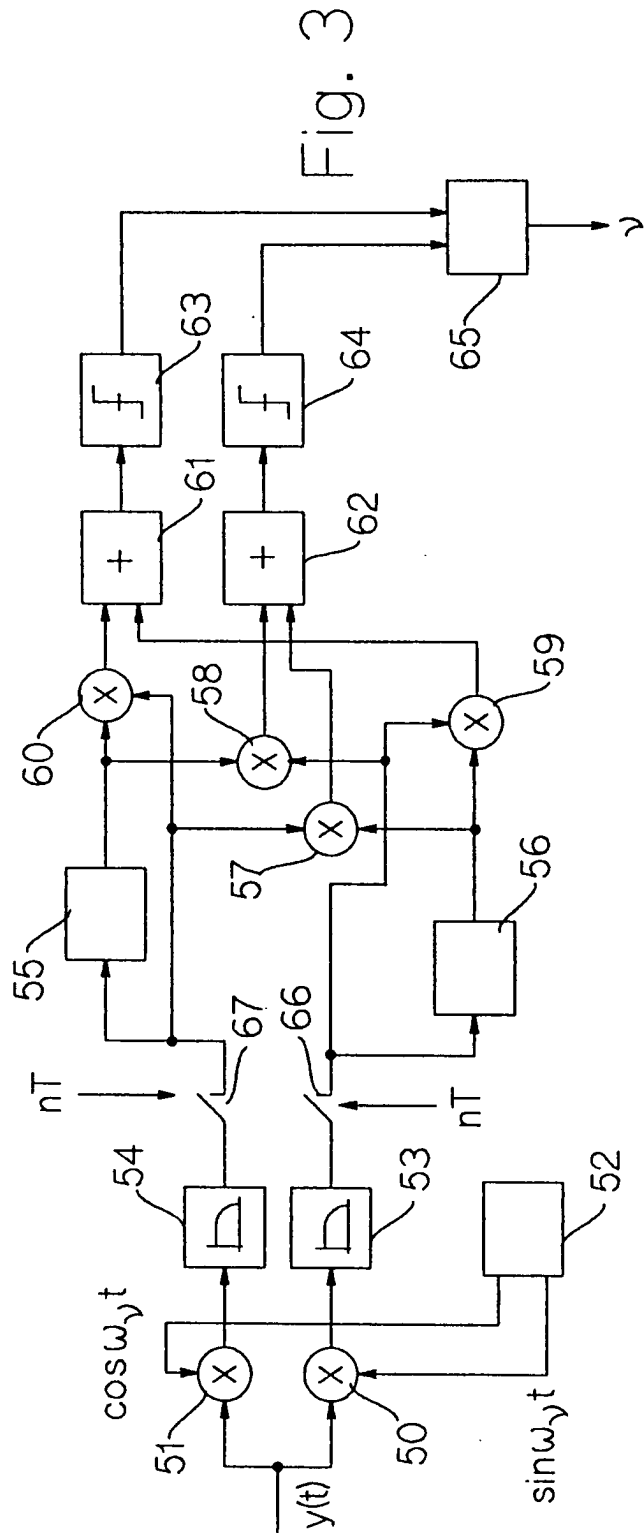


Fig. 1



2
g.
E



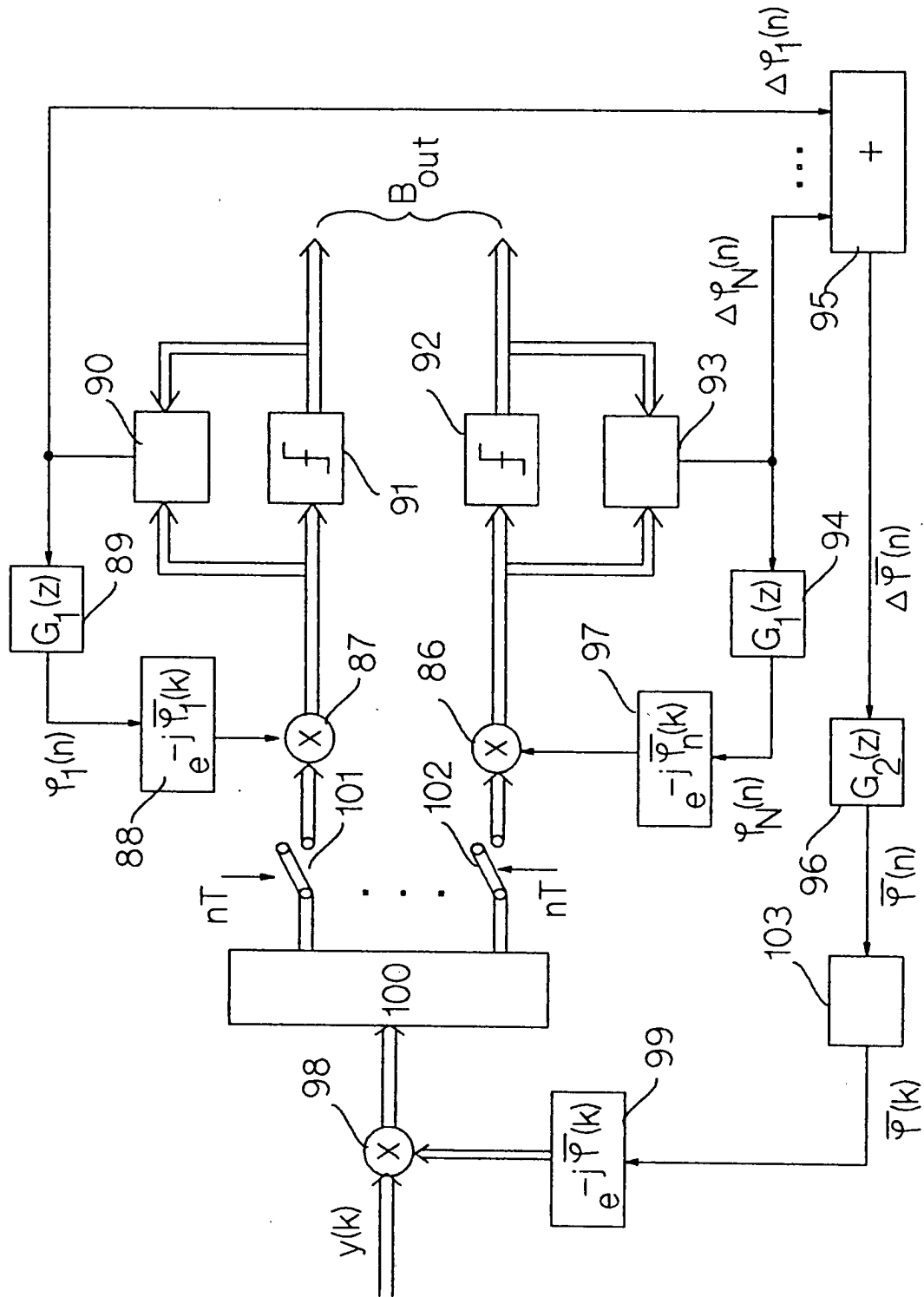


Fig. 4