

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4263101号
(P4263101)

(45) 発行日 平成21年5月13日 (2009. 5. 13)

(24) 登録日 平成21年2月20日 (2009. 2. 20)

(51) Int. Cl.

F I

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 13/00

D

請求項の数 9 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2003-559039 (P2003-559039)	(73) 特許権者	306043703
(86) (22) 出願日	平成14年12月9日 (2002. 12. 9)		エヌエックスピー ビー ヴィ
(65) 公表番号	特表2005-514856 (P2005-514856A)		N X P B. V.
(43) 公表日	平成17年5月19日 (2005. 5. 19)		オランダ国 5 6 5 6 エイジー アイン
(86) 国際出願番号	PCT/IB2002/005352		ドーフエン ハイ テク キャンパス 6
(87) 国際公開番号	W02003/058839		O
(87) 国際公開日	平成15年7月17日 (2003. 7. 17)	(74) 代理人	100075812
審査請求日	平成17年12月7日 (2005. 12. 7)		弁理士 吉武 賢次
(31) 優先権主張番号	02075027.9	(74) 代理人	100088889
(32) 優先日	平成14年1月7日 (2002. 1. 7)		弁理士 橋谷 英俊
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100107582
			弁理士 関根 毅
		(74) 代理人	100112793
			弁理士 高橋 佳大

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 個別の (複数の) フィンガー補償器を備えたレイク受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機であって、少なくとも一つのフィンガーは一つのフィンガー補償器を備え、前記フィンガー補償器は入力シンボル信号を受信し、出力シンボル信号を発生し、前記フィンガー補償器は、前記入力シンボル信号と結合既入力シンボル信号とを乗ずるための第一の算術モジュールと、前記出力シンボル信号と既出力されたシンボル信号とを乗ずるための第二の算術モジュールとを備えたことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 2】

前記フィンガー補償器は、直列に結合されたフィルタと増幅度正規化器とを備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のレイク受信機。

【請求項 3】

少なくとも一つのフィンガーはパイロットチャネル校正器とトラフィックチャネル校正器とを備え、前記フィンガー補償器の出力が第三、第四の算術モジュールの各々の第一の入力に結合され、該第三、第四の算術モジュールの各々の第二の入力が前記パイロットチャネル校正器とトラフィックチャネル校正器との出力に結合されることを特徴とする請求項 1 に記載のレイク受信機。

【請求項 4】

少なくとも一つのフィンガーは平均化ユニットを備え、該平均化ユニットの入力が前記

10

20

第三の算術モジュールの出力に結合され、前記平均化ユニットの出力が第五の算術モジュールの第一の入力に結合され、該第五の算術モジュールの第二の入力が前記第四の算術モジュールの出力に結合されることを特徴とする請求項 4 に記載のレイク受信機。

【請求項 5】

前記少なくとも二つのフィンガーの各々が前記フィンガー補償器を備えることを特徴とする請求項 1 に記載のレイク受信機。

【請求項 6】

前記レイク受信機は、中間周波数信号をベースバンド信号に変換するためのミキサを備え、該ミキサは安定化発振器に結合された発振器入力を備えることを特徴とする請求項 1 に記載のレイク受信機。

10

【請求項 7】

前記レイク受信機は、無線通信用システム内の、少なくとも、携帯用ユニットとネットワークユニットのいずれかであることを特徴とする請求項 1 に記載のレイク受信機。

【請求項 8】

レイク受信機内の信号を補償する方法であって、少なくとも二つのフィンガー処理工程と一つの組み合わせ工程と一つのフィンガー補償工程とを備え、前記フィンガー補償工程により入力シンボル信号を受信し、出力シンボル信号を発生し、前記フィンガー補償工程はさらに、前記入力シンボル信号と結合既入力シンボル信号とを乗ずるための第一の算術工程と、前記出力シンボル信号と既に出力されたシンボル信号とを乗ずるための第二の算術工程とを備えことを特徴とする方法。

20

【請求項 9】

レイク受信機を少なくとも部分的に実現するためにプロセサにより請求項 8 に記載の方法を実行し、少なくとも二つのフィンガー機能と一つの組み合わせ機能と一つのフィンガー補償機能とを備えるプロセサプログラムであって、前記フィンガー補償機能により入力シンボル信号を受信し、出力シンボル信号を発生し、前記フィンガー補償機能は、前記入力シンボル信号と結合既入力シンボル信号とを乗ずるための第一の算術機能と、前記出力シンボル信号と既に出力されたシンボル信号とを乗ずるための第二の算術機能とを備えたことを特徴とするプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

この発明は、少なくとも二つのフィンガー(fingers)とこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナ(combiner)と一つの補償器(compensator)とを備えたレイク受信機に関する。

【0002】

さらにこの発明は、少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機におけるフィンガーの使用と、少なくとも一つの携帯用ユニットと少なくとも一つの無線通信用ネットワークとを備えたシステムであって、少なくとも一つのユニットが少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機を少なくとも一つ有するシステムと、少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機を少なくとも一つ有する一つの携帯用ユニットと、少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機を少なくとも一つ有するネットワークユニットと、少なくともレイク受信機の部分に応じて信号を補償する方法であって少なくとも二つのフィンガー処理工程と一つの組み合わせ工程と一つの補償工程とを備えた方法と、少なくともレイク受信機の一部を実現する(例えばソフトウェアプロダクトやコンピュータプログラムプロダクトのような)プロセサプログラムプロダクトであってプロセサを介して動作する少なくとも二つのフィンガー機能と一つの組み合わせ機能と一つの補償機能とを備えたプロセサプログラムプロダクトと、フィンガーを実現する(例えばソフトウ

40

50

エアプロダクトやコンピュータプログラムプロダクトのような) プロセサプログラムプロダクトであってプロセサを介して動作するフィンガー機能を備え、このプロセサを介して動作する少なくとも二つのフィンガー機能と一つの組み合わせ機能と一つの補償機能とにより少なくとも部分的に実現するレイク受信機の少なくとも一部分と組み合わせられて用いられるプロセサプログラムプロダクトに関する。

【背景技術】

【0003】

レイク受信機は、伝送された信号のマルチパス成分を別々にフィンガー（又はレイクアーム）に処理させ、そして、例えばコンバイナを用いてそれらのエネルギーを組み合わせることによりマルチパス伝搬（例えば伝送された信号が受信される前にビルディング等により反射した時に生じるマルチパス伝搬）を利用する。これについては、さらに特に、上記フィンガー（又はレイクアーム）がマルチパス要素を追跡して収集する。このようなレイク受信機は、上記携帯用ユニットが例えば移動電話で上記ネットワークが例えば基地局、スイッチ、ルータ、ブリッジ、サーバ等として、例えば符号分割多重接続（CDMA）通信システムや広帯域符号分割多重接続（WCDMA）通信システムに用いられる。

10

【0004】

このようなレイク受信機はE P 0 9 8 9 6 8 7 A 2により知られ、これは三つのフィンガーと、これらフィンガーの複数出力に複数入力結合された一つのコンバイナと、入力結合されたコンバイナの出力と結合され出力が制御発振器を介してミキサの発振入力に結合され例えば中間周波数信号をベースバンド信号に変換し、これらベースバンド信号が上記フィンガーに供給される補償器とを備えたレイク受信機を開示している。各フィンガーは一つの異なる伝送パスと通信してこの異なる伝送パスのための信号成分を処理し（最終的に、反射等により異なる複数の伝送パスを介して受信されるRF信号とより良く同期するために）、これら処理された信号成分は（上記他の複数の伝送パスと通信する）他の複数フィンガーからの処理された信号成分と共にコンバイナにより組み合わせられ、そしてさらなる処理等を受ける。補償器は、コンバイナの出力と制御発振器とミキサとを介したそれらフィンガーの複数入力との間に位置しているため、制御発振器を制御してレイク受信機に対し周波数変動補償を行う。

20

【0005】

この発明の目的は、とりわけ、さらに複雑な状況でも対応できるレイク受信機を提供することである。

30

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明のレイク受信機は、少なくとも二つのフィンガーとこれらフィンガーに結合された一つのコンバイナと一つの補償器とを備えたレイク受信機であって、少なくとも一つのフィンガーは一つのフィンガー補償器を備え、前記フィンガー補償器は入力シンボル信号を受信し、出力シンボル信号を発生し、前記フィンガー補償器は、前記入力シンボル信号と結合既入力シンボル信号とを乗ずるための第一の算術モジュールと、前記出力シンボル信号と既出力されたシンボル信号とを乗ずるための第二の算術モジュールとを備えていることを特徴とする。

40

【0007】

上記フィンガーに上記フィンガー補償器を備えたことにより、例えば、レイク受信機全体に対して一つの補償が得られるのに加えて、個々がフィンガー補償器を備えているフィンガー各々を介して個々の伝送パスがそれぞれ補償が得られることになる。このフィンガー補償器は、例えば、フィンガーの複数校正器の複数出力信号を補償する。従って、フィンガー補償器は（例えば、数学的に）シンボル信号を補償する。

【0008】

この発明は、とりわけ、個々の伝送パスに対してそれぞれ補償を与えられるという基本的な発想を基にしている。

50

【 0 0 0 9 】

この発明は、とりわけ、受信機毎で（単に）周波数変動補償を行うのではなく、例えば、さらに、フィンガー毎に周波数変動補償を行う（即ち、伝送パス毎に補償を行う）ことに起因する（例えば500km/h）高速状態でのドップラ周波数変動等のさらに複雑な状態でも対処できるレイク受信機を提供する際の問題を解決するものである。

【 0 0 1 0 】

この発明のレイク受信機の第一の実施形態は、前記フィンガー補償器が、例えば、FIRフィルタのような前記フィルタと前記増幅度正規化器とを備えたという点で有利である。

【 0 0 1 1 】

10

この発明のレイク受信機の第二の実施形態は、このフィンガー補償器全体がハードウェア、ソフトウェア、又は、両者の組み合わせで構成することができるという点で有利である。

【 0 0 1 2 】

この発明のレイク受信機の第三の実施形態は、前記少なくとも一つのフィンガーが公知のパイロットチャネル校正器と公知のトラフィックチャネル校正器とを備え、前記フィンガー補償器の出力が、例えばマルチプライヤ等の第三、第四の算術モジュールの各々の第一の入力に結合され、該第三、第四の算術モジュールの各々の第二の入力が前記パイロットチャネル校正器とトラフィックチャネル校正器との出力に結合されて、前記フィンガー補償器により周波数変動が予測され、その後、両校正器の後に、周波数変動を補償するために、前記第三、第四の算術モジュールが結合され予測された周波数変動と両校正器の出力信号とを乗算するという点で有利である。

20

【 0 0 1 3 】

この発明のレイク受信機の第四の実施形態は、前記少なくとも一つのフィンガーがさらに公知の平均化ユニットを備え、該平均化ユニットの入力が前記第三の算術モジュールの出力に結合され、前記平均化ユニットの出力が、例えばマルチプライヤ等の第五の算術モジュールの第一の入力に結合され、該第五の算術モジュールの第二の入力が前記第四の算術モジュールの出力に結合され、ハードウェア、ソフトウェア、又は、両者の組み合わせで構成することができるという点で有利である。

【 0 0 1 4 】

30

この発明のレイク受信機の第五の実施形態は、好ましくはすべてのフィンガーの各々が前記フィンガー補償器を備え、すべてのフィンガー補償器が前記補償器を形成し、ほとんどの又は好ましくはすべての伝送パスが個々に補償されるという点で有利である。

【 0 0 1 5 】

この発明のレイク受信機の第六の実施形態は、前記レイク受信機が中間周波数信号をベースバンド信号に変換するためのミキサを備え、該ミキサは安定化発振器に結合された発振器入力を備え、フィードバックループ内の制御発振器からの供給が不要となるという点で有利である。

【 0 0 1 6 】

この発明のフィンガー、この発明のシステム、この発明の携帯ユニット、この発明のネットワークユニット、この発明の方法、そしてこの発明の両プロセサプログラムプロダクトの実施形態はこの発明のレイク受信機の実施形態に対応する。

40

【 0 0 1 7 】

これら並びにさらなるこの発明の特徴は以下に記載された実施形態により明らかにさらまた詳細に説明される。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 8 】

図1はこの発明の三つのフィンガー1, 2, 3を備えたこの発明のレイク受信機のブロックダイアグラムを示す図であり、フィンガー1, 2, 3の入力がA/Dコンバータ5の出力に結合され、フィンガー1, 2, 3の出力がコンバイナ4の入力に結合されている。

50

A/Dコンバータ5の入力がミキサ6の出力に結合され、ミキサー6の第一入力例えば中間周波数(I F)信号を受信し、第二入力が安定化発振器の出力に結合されて、I F信号をベースバンド信号例えば同相(I)成分と直交(Q)成分とにダウンコンバートし、これらの成分はA/Dコンバータ5(通常、A/Dコンバータ5は二つのサブコンバータを備える)によりオーバーサンプルされそしてデジタルサンプルに定量化される。これらサンプルはすべてのフィンガー1, 2, 3に供給され、フィンガー1, 2, 3がこれらサンプルを収集し復調してシンボル信号とする。

【0019】

図2は、フィンガー補償器20乃至25を備えたこの発明のフィンガー1, 2, 3のブロックダイアグラムを示す図である。フィンガー補償器20乃至25は例えばマルチプライヤ20のような算術モジュール20を備え、算術モジュール20の第一入力がフィンガー補償器20乃至25の入力となり、算術モジュール20の第二入力が遅延導入器23の出力に結合されている。遅延導入器23の入力が算術モジュール20の第一入力に結合され、算術モジュール20の出力が、例えばFIRフィルタ21のようなフィルタ21の入力に結合されている。フィルタ21の出力が増幅度正規化器22の入力に結合され、増幅度正規化器22の出力が例えばマルチプライヤ25のような算術モジュール25の第一入力に結合されている。マルチプライヤ25の出力が遅延導入器24を介して算術モジュール25の第二入力に結合されフィンガー補償器20乃至25の出力となる。

【0020】

図2に示されているこの発明のフィンガー1, 2, 3はさらに(パイロットチャネルを収集し瞬間的に位相と増幅度を推定するための)公知のチャネル校正器10と、(データチャネルを収集するための)公知のトラフィックチャネル校正器12とを備え、両者は(PN meaning Pseudo Noise CodeとPNトラッカとさらには可能で有ればさらなる公知の技術であるPNコード発振器、マルチプライヤ、積分器を有し、受信信号と局部的に発生された拡散コードとの間の位相オフセットを推定し調整するための)公知のPNトラッカ11により制御される。校正器10、12とPNトラッカ11との入力がフィンガー1, 2, 3の入力となる。校正器10の出力がフィンガー補償器20乃至25の入力に結合され、そして、例えばマルチプライヤ13である算術モジュール13の第一入力に結合され、マルチプライヤ13の第二入力がフィンガー補償器20乃至25の出力に結合され、マルチプライヤ13の出力が、例えば複数シンボル重み付け平均化(Weight Multiple Symbol Average、WMSA)のような公知の平均化ユニット15に結合されている。校正器12の出力が例えばマルチプライヤ14である算術モジュール14の第一入力に結合され、マルチプライヤ14の第二入力がフィンガー補償器20乃至25の出力に結合され、マルチプライヤ14の出力が算術モジュール16の第一入力に結合され、算術モジュール16の第二入力が平均化ユニット15の出力に結合されている。算術モジュール16の出力がフィンガー1, 2, 3の出力となる。

【0021】

例えば、符号分割多重接続(CDMA)通信システムや広帯域符号分割多重接続(WCDMA)通信システムにおいて、RF信号が携帯用ユニット例えば携帯電話とネットワークユニット例えば基地局、スイッチ、ルータ、ブリッジ、サーバ等との間で交換される。

【0022】

これらのユニットは、マルチパス受信(即ち、例えば反射によりRF信号が異なるパスを介して受信され、それらフィンガーにより個々に処理され、その後、組み合わせさせて上記RF信号とより良く同期するように)を扱うレイク受信機を備える。従来技術によれば、レイク受信機は、周波数変動を補償する(自動周波数制御又はAFC)制御発振器(補償器)を含むフィードバックループを備える。この補償器の入力に各フィンガーのさらなる出力又はコンパイナの出力が結合される。しかし、このようなAFCループは、通常異なる補償を必要とする異なる伝送パスに起因する(例えば500km/h)高速状態でのドップラ周波数変動を扱うことはできない。

【0023】

10

20

30

40

50

この発明は、とりわけ、AFCループは、通常異なる補償を必要とする異なる伝送パスに起因する高速状態でのドップラ周波数変動を扱うことはできないという見識を基にしており、さらに、とりわけ、個々の伝送パスのために個々に補償を行うことを基にしている。

【0024】

そのことに関し、図2に示されるように、この発明の一つ乃至複数のフィンガー1, 2, 3は各々フィンガー補償器20乃至25を備え、各フィンガー補償器は校正器10から入力シンボル信号を受信し、算術モジュール20と遅延導入器23を介してその入力シンボル信号は既に結合した入力シンボル信号と(結合的に)乗算され、組み合わせ信号となり、これはフィルタ21を介して平滑化され、その後、増幅度が増幅度正規化器22により正規化される。この信号は出力シンボル信号で算術モジュール25と遅延導入器24を介して既に出力された信号と乗算される。この組み合わせ出力シンボル信号は算術モジュール13, 14に供給されて校正器10, 12の結合出力信号と(結合的に)乗算され、その後、算術モジュール13の出力信号が平均化ユニット15により処理された後、算術モジュール14の出力信号が算術モジュール13の出力信号と算術モジュール16により(結合的に)乗算される。これら算術モジュール13, 14, 16そして20が結合すべきそれら信号を結合するか、又は、図に示されないさらなるモジュールがそれら信号を結合し、この信号の結合は公知の技術である。

【0025】

その結果、例えば、特性付けるためのフィルタ21且つ又は増幅度正規化器22, フィンガー補償器20乃至25により各フィンガーがさらに複雑な状況、例えば、高速状態におけるドップラ周波数変動を取り扱うことができるようになる。さらに、フィンガー補償器を含むフィンガー全体を、非常に柔軟なソフトウェア、又は、非常に高速なハードウェア、又は、両者の組み合わせで構成することができる。そこで、図1, 2に示す各ブロックダイアグラムは100%ハードウェア、又は、100%ソフトウェア、又は、両者の組み合わせで構成することができる。図1, 2に示す各ブロックは図1, 2に示す他の各ブロックと一体化することができる。

【0026】

図3に示すこの発明の方法とこの発明のプロセサプログラムプロダクトを示すフローチャートにおいて、以下のブロックは以下のような意味を持つ。

ブロック30: 受信信号と局部PNコードとの間の位相をPNトラッキングする。

ブロック31: チャンネルパラメータを推定するための局部PNコードによりサンプルを収集し、結果は入力シンボル信号となる。

ブロック32: ユーザデータを発生するための局部PNコードによりサンプルを収集する。

ブロック33: 上記入力シンボル信号と結合既入力シンボル信号とを(結合的に)乗算する。

ブロック34: この乗算入力シンボル信号を平滑化する。

ブロック35: この平滑化された乗算入力シンボル信号の増幅度を正規化し、結果は出力シンボル信号となる。

ブロック36: この出力シンボル信号と既に出力されたシンボル信号とを乗算する。

ブロック37: 上記入力シンボル信号と結合乗算出力シンボル信号とを(結合的に)乗算し、結果は第一の組み合わせ信号となる。

ブロック38: 上記ユーザデータと上記結合乗算出力シンボル信号とを(結合的に)乗算し、結果は第二の組み合わせ信号となる。

ブロック39: 第一の組み合わせ信号の平均値を計算する。

ブロック40: 第一の組み合わせ信号の結合平均値と第二の組み合わせ信号とを(結合的に)乗算する。

【0027】

上記ブロック30乃至40の各々は方法の一(サブ)工程且つ又はプロセサプログラム

10

20

30

40

50

プロダクトの－（サブ）機能、さらには、以下の述べるように実行すべき複数（サブ）工程且つ又は複数（サブ）機能に相当する。フィンガーを機能を実現するためのこの発明の方法とこの発明のプロセサプログラムプロダクトは以下のように機能する。

【 0 0 2 8 】

多重接続干渉（Multiple Access Interference MAI）とシンボル間干渉（Intersymbol Interference）を無視すると、ブロック 3 0、3 1 そして 3 2 の入力での受信信号は、
【数 1】

$$r(t) = \exp(j \cdot \Delta \omega \cdot t) \cdot \{ \sum h(n) \cdot C_{\text{pilot}}[t - nT_s] + \sum a(k) \cdot h(k) \cdot C_{\text{traffic}}[t - nT_s] + m(t) \},$$

と表すことができ、 $r(t)$ は受信複合信号、 n はシンボル番号、 $h(n)$ は（1シンボル時間で静的と仮定した）無線伝搬パラメータ、 $C_{\text{pilot}}(t)$ はPNコードとチップ波形とを含むトラフィックチャネルの拡散信号、 $C_{\text{traffic}}(t)$ はトラフィックチャネルの拡散信号、 $a(n)$ はシンボル信号、 $\Delta \omega$ はオフセット搬送周波数、 $m(t)$ は雑音、そして T_s はシンボル期間である。トラフィック信号と雑音 $m(t)$ からの干渉を無視すると、ブロック 3 1 の出力においてパイロット校正出力信号は、

【数 2】

$$\begin{aligned} P(n)(\Delta \omega) &= \text{INT}[nT_s \rightarrow (n+1)T_s] \text{ of } r(t) \cdot C_{\text{pilot}}^*[t - nT_s] dt \\ &= \text{INT}[nT_s \rightarrow (n+1)T_s] \text{ of } \exp(j \cdot \Delta \omega \cdot t) \cdot h(n) \cdot C_{\text{pilot}}[t - nT_s] \cdot C_{\text{pilot}}^*[t - nT_s] dt \\ &= h(n) \exp[j \cdot \Delta \omega \cdot (n \cdot T_s + T_s/2)] \cdot [2 \cdot \sin(\Delta \omega \cdot T_s/2) / \Delta \omega], \end{aligned}$$

と表すことができ、“ $\text{INT}[nT_s \rightarrow (n+1)T_s] \text{ of}$ ”は nT_s から $(n+1)T_s$ の積分を表している。オフセット搬送周波数がない場合、 $\Delta \omega = 0$ 、完全な無線伝搬パラメータは
【数 3】

$$P(n)(0) = h(n) \cdot T_s.$$

と表すことができ、校正器に対する $\Delta \omega$ の影響は

【数 4】

$$F(\Delta \omega) = P(n)(\Delta \omega) / P(n)(0) = \exp[j \cdot \Delta \omega \cdot (n \cdot T_s + T_s/2)] \cdot [2 \cdot \sin(\Delta \omega \cdot T_s/2) / (T_s \cdot \Delta \omega)].$$

と表すことができる。

【 0 0 2 9 】

オフセット搬送周波数 $\Delta \omega$ の影響が二つあるのは明らかで、即ち、増幅度減衰 $[2 \cdot \sin(\Delta \omega \cdot T_s/2) / (T_s \cdot \sin(\Delta \omega))]$ と、（ n に依存して）変化する位相変動 $\Delta \omega \cdot n \cdot T_s$ と固定位相変動 $\Delta \omega \cdot T_s/2$ により成る位相変動である。増幅度減衰は非常に小さく許容できるものである。ブロック 3 3 の出力において、増幅度減衰を無視し、1シンボル期間での無線伝搬パラメータが微小な変化を示すと仮定すると、即ち、 $h(n) = h(n-1)$ である場合、信号を

【数 5】

$$P(n)(\Delta \omega) \cdot P^*(n-1)(\Delta \omega) = |h(n)|^2 \cdot \exp[j \cdot \Delta \omega \cdot T_s].$$

と表すことができる。

【 0 0 3 0 】

FIR平滑化と増幅度正規化の後、ブロック 3 5 の出力において位相変動推定を

【数 6】

$$S(n) = \exp[j \cdot \Delta\omega \cdot T_s].$$

と表すことができる。

【0031】

ブロック 36 の出力において補償信号を

【数 7】

$$\Phi(n) = \Phi(n-1) \cdot S(n) = \exp[j \cdot \{n \cdot \Delta\omega \cdot T_s + \Phi(0)\}],$$

10

と表すことができ、 $\Phi(0)$ が固定初期位相を表す。そして、増幅度減衰を無視した場合の補償後のパイロットシンボル信号を

【数 8】

$$P'(n) = P(n) \cdot \Phi^*(n) = h(n) \cdot \exp[j \cdot \{\Delta\omega \cdot T_s / 2 - \Phi(0)\}].$$

と表すことができる。

【0032】

同様に、補償後のトラフィックパイロットシンボル信号を

20

【数 9】

$$Q'(n) = Q(n) \cdot \Phi^*(n) = a(n) \cdot h(n) \cdot \exp[j \cdot \{\Delta\omega \cdot T_s / 2 - \Phi(0)\}].$$

と表すことができる。

【0033】

両等式は固定位相 $\{\Delta\omega \cdot T_s / 2 - \Phi(0)\}$ を示しているだけでこれは何の影響も無くブロック 39 から除去され、その結果、オフセット搬送周波数 $\Delta\omega$ の影響が低減される。

【0034】

上記等式且つ又は式の各々は上記のように宣言され、そして、上記等式且つ又は式の各部分はこの発明の方法のさらなる（サブ）工程且つ又はこの発明のプロセサプログラムプロダクトのさらなる（サブ）機能と考えることができる。上記この発明のフィンガー補償器、フィンガー並びに上記この発明のレイク受信機の少なくともほとんどの部分は、例えば、デジタル信号プロセサを介したソフトウェアの形態とすることができ、これは非常に柔軟性があり、数百万のユニットのために一回だけ書き込まれるということでさらなる効果がある。しかし、さらにハードウェアの形態とすることができ、非常に安定しており、フィードバックループ内に補償器が不要ということでこの発明は非常に効果がある。

30

【図面の簡単な説明】

【0035】

【図 1】この発明の複数のフィンガーを備えたこの発明のレイク受信機のブロックダイアグラムを示す図である。

40

【図 2】一つのフィンガー補償器を備えたこの発明の一つのフィンガーのブロックダイアグラムを示す図である。

【図 3】一つのフィンガーを実現するためのこの発明の方法とプロセサプログラムプロダクトを示すフローチャートを示す図である。

【図 1】

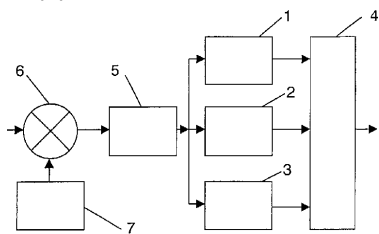


FIG.1

【図 2】

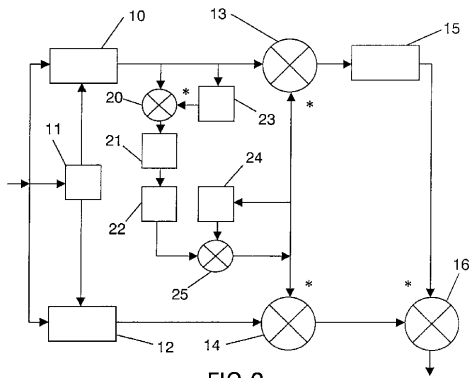


FIG.2

【図 3】

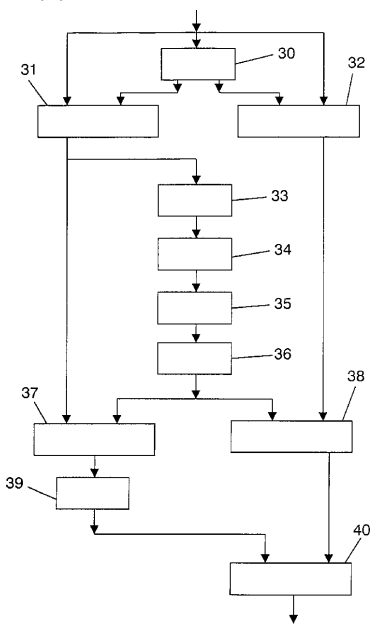


FIG.3

フロントページの続き

- (72)発明者 ルーゾウ、ズー
オランダ国 5 6 5 6、アーアー、アインドーフエン、プロフ・ホルストラーン、6
- (72)発明者 ドン、ワン
オランダ国 5 6 5 6、アーアー、アインドーフエン、プロフ・ホルストラーン、6

審査官 菊地 陽一

- (56)参考文献 特開 2 0 0 1 - 0 1 6 1 2 0 (J P , A)
特開平 0 7 - 2 5 0 0 0 8 (J P , A)
国際公開第 0 0 / 0 6 5 7 9 7 (W O , A 1)
欧州特許第 0 1 4 6 6 4 2 1 (E P , B 1)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H04B 1/707