

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5481427号
(P5481427)

(45) 発行日 平成26年4月23日(2014.4.23)

(24) 登録日 平成26年2月21日(2014.2.21)

(51) Int.Cl.

F I

H04B 1/7075 (2011.01)

H04J 13/00 411

請求項の数 7 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2011-111565 (P2011-111565)	(73) 特許権者	596008622
(22) 出願日	平成23年5月18日 (2011.5.18)		インターディジタル テクノロジー コー ポレーション
(62) 分割の表示	特願2006-220343 (P2006-220343) の分割		アメリカ合衆国 19809 デラウェア 州 ウィルミントン ベルビュー パーク ウェイ 200 スイート 300
原出願日	平成13年3月28日 (2001.3.28)	(74) 代理人	110001243
(65) 公開番号	特開2011-176877 (P2011-176877A)		特許業務法人 谷・阿部特許事務所
(43) 公開日	平成23年9月8日 (2011.9.8)	(72) 発明者	ジョン ディー・ケーウェル
審査請求日	平成23年6月17日 (2011.6.17)		アメリカ合衆国 ペンシルヴェニア州 1 8929 ジェイミス, ラファイエット ドライブ 1727
(31) 優先権主張番号	60/192,670		
(32) 優先日	平成12年3月28日 (2000.3.28)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
		審査官	中木 努
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送誤差を軽減する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

移動ユーザ端末であって、

無線周波数信号を受信するように構成された受信器を備え、該受信器は、複数のデータ信号を逆拡散し、前記無線周波数信号からパイロット信号を逆拡散するように構成され、前記データ信号の各々の位相は、伝送の前に調整されていること、及び

前記移動ユーザ端末が、前記データ信号の前記位相を調整するための重みづけ係数を生成するために用いられる補正信号を導き出し、該補正信号を基地局に送信することにより、前記データ信号の前記位相は、前記補正信号に応じて調整されていることを特徴とする移動ユーザ端末。

【請求項 2】

前記補正信号は、前記パイロット信号から導き出されることを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【請求項 3】

前記データ信号は、データのみを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【請求項 4】

前記複数のデータ信号の各々は、前記無線周波数信号の同相および直交位相搬送波を介して受信されることを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【請求項 5】

前記パイロット信号は、Q P S K 信号であることを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【請求項 6】

前記データ信号の各々は、Q P S K 信号であることを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【請求項 7】

前記補正信号は、前記データ信号の前記位相を調整する重みを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の移動ユーザ端末。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

この発明は概括的にはデジタル通信に関する。より詳細にいうと、この発明は受信機の精度並びに受信機による位相情報および周波数情報の再生の改良のためにデジタルスペクトラム拡散信号を送信前に前置位相回転するシステムおよび方法に関する。

【背景技術】

【0002】

現在用いられている多くの通信システムがデジタルスペクトラム拡散変調技術、すなわち符号分割多元接続 (CDMA) 技術を用いている。デジタルスペクトラム拡散は、伝送すべきデータを擬似雑音信号で変調しそのデータを広帯域 (スペクトラム拡散) で送信する通信技術である。CDMAは伝送経路内における信号歪や干渉周波数に影響されることなくデータを伝送できる。

20

【0003】

単純化したCDMA通信システムを図 1 に示す。このシステムは、擬似雑音 (pn) 系列発生器で発生した所定の符号パターンの反復から成るスペクトラム拡散符号と混合する所定の帯域幅の単一の通信チャネルを伴う。このデジタルスペクトラム拡散信号で搬送波信号を変調して順方向リンクを形成し送信する。受信機はこの送信信号を復調してデジタルスペクトラム拡散信号を抽出する。上述のプロセスと同じプロセスを用いて逆方向リンクを形成する。

【0004】

陸上通信では、多様な地形や環境条件および人工的障害物による反射のために送信信号は通常通信障害を受ける。すなわち、単一の送信信号が受信機において遅延時間の互いに異なる複数の受信信号を生じ、いわゆるマルチパス歪となる。マルチパス歪を伴う受信では、互いに異なる信号経路からの信号の各々が特有の振幅および搬送波位相の遅延波として受信機に到達する。

30

【0005】

従来技術においては、マルチパス歪に伴う受信誤りの受信機における訂正は、受信信号と合致pn系列との相関動作および送信データの再生動作のあとに行っていた。すなわち、相関動作は信号が誤りを含んだ状態で行われていた。マルチパス歪の悪影響は逆方向リンクの送信にも同様にみられた。

【先行技術文献】

40

【特許文献】

【0006】

【特許文献 1】欧州特許第 0 8 1 8 8 9 2 号明細書

【特許文献 2】仏国特許第 2 7 6 7 2 3 8 号明細書

【特許文献 3】米国特許第 5 4 9 9 2 3 6 号明細書

【特許文献 4】米国特許第 5 6 5 9 5 7 3 号明細書

【特許文献 5】特開平 0 9 - 1 0 2 7 6 8 号公報

【特許文献 6】特開平 0 6 - 1 6 4 6 5 7 号公報

【特許文献 7】特開平 0 9 - 0 6 9 7 9 8 号公報

【発明の概要】

50

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 7 】

したがって、伝送中に生じた信号誤りを訂正するシステムが必要になっている。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

この発明は、無線送受信中に交信相手からの受信信号について位相誤差および周波数誤差を算出し、その交信相手への送信の前にその位相誤差および周波数誤差について信号を前置補正するデジタルスペクトラム拡散通信システムに関する。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

符号誤りを減らした高効率のデジタルスペクトラム拡散通信システムを提供できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 0 】

【図 1】従来技術によるCDMA通信システムの単純化したブロック図。

【図 2】B-CDMA通信システムの詳細なブロック図。

【図 3 A】この発明の実施例、すなわち一つの擬似パイロット信号を用い搬送波オフセット補正をチップレベルで行った実施例の詳細なブロック図。

【図 3 B】rake受信機のブロック図。

【図 4】QPSKコンステレーション上の受信シンボル p_0 でハード判定を示す説明図。

【図 5】割当てシンボル対応の補正角度の説明図。

【図 6】割当てシンボル対応の補正を加えたあとのシンボル誤りの説明図。

【図 7】慣用の位相同期ループのブロック図。

【図 8 A】この発明の好ましい実施例による送信機の簡略化したブロック図。

【図 8 B】この発明のもう一つの好ましい実施例による送信機の簡略化したブロック図。

【図 8 C】この発明のさらにもう一つの好ましい実施例による送信機の簡略化したブロック図。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 1 】

全図を通じて同じ構成要素には同じ参照数字を付けて示した図面を参照してこの発明の好ましい実施例を説明する。

【 0 0 1 2 】

図 2 に示したCDMA通信システム25は送信装置27および受信装置29を含み、これら装置は基地局および移動端末ユーザのいずれにも設置され得る。送信装置27は音声および非音声データ33を例えばデータ速度 8 kbps、16kbps、32kbpsまたは64kbpsの種々のデータ速度のデータに符号化するシグナルプロセッサ31を含む。シグナルプロセッサ31は、信号の種類に応じて、または設定ずみのデータ速度に応答して、特定の速度を選択する。

【 0 0 1 3 】

背景について述べると、多重接続環境における送信信号の発生には二つのステップが係わっている。第 1 のステップでは、二位相変調とみなせる入力データ33を前向き誤り訂正符号化装置 (FEC) 35により符号化する。 $R = 1/2$ 畳込み符号を用いた場合は、単一の二位相被変調データ信号は二つの二位相被変調信号になる。一つの信号は同相 (I) チャネル41aと表示してある。他方の信号は直交位相 (Q) チャネル41bと表示してある。複素数は $a+bj$ の形であり、ここで a および b は実数であり $j^2 = -1$ である。二位相被変調 I 信号および Q 信号は直交位相偏移変調 (QPSK) 信号と通常呼ぶ。好ましい実施例では、制約長 $K = 7$ 、畳込み符号速度 $R = 1/2$ の場合のタップ発生器多項式は

$$G_1 = 171_8(37) \quad \text{および} \quad G_2 = 133_8(39)$$

である。

【 0 0 1 4 】

第 2 のステップでは、二つの二位相被変調データまたはシンボル41a, 41bを複素擬似雑音系列で拡散する。拡散ずみ I 信号45aおよび Q 信号45bを搬送波信号51と混合し、拡散符

10

20

30

40

50

号の異なる他の拡散ずみ信号（チャネル）と合成し(53)、送信する(55)。送信信号55にはデータ速度の互いに異なる複数の個々のチャネルが含まれる。

【 0 0 1 5 】

受信装置29は、送信されてきた広帯域信号55を周波数混合して中間周波数59a, 59bに変換する復調装置57a, 57bを備える。二段目の周波数変換でこれらの信号はベースバンド信号になる。次にQPSK信号をフィルタ処理して(61)、被送信複素符号の共役値と合致するローカル発生複素pn符号系列43a, 43bと混合する(63a, 63b)。送信装置27において同一の符号で拡散した原波形だけが実効的に逆拡散される。それ以外は受信装置29には雑音とみなされる。データ65a, 65bをシグナルプロセッサ67に送り、畳込み符号化データをFEC復号化にかける。

10

【 0 0 1 6 】

信号を受信して復調すると、ベースバンド信号はチップレベルにある。その信号のI成分およびQ成分の両方を、スペクトラム拡散の際に用いたpn符号系列の共役値を用いて逆拡散し、その信号をシンボルレベルに戻す。しかし、搬送波オフセットのために、伝送中に生じた位相の乱れが個々のチップ波形を歪ませる。搬送波オフセット補正をチップレベルで行えば、チップレベル信号がもともと備える分解能によって、全体の精度は向上する。搬送波オフセット補正はシンボルレベルでも行うことができるが、全体の精度の向上はより低い。しかし、シンボル速度はチップ速度よりもずっと低いので、シンボルレベルで補正を行う場合は全体の処理速度を下げる必要がある。

【 0 0 1 7 】

20

この発明のシステムおよび方法(75)を図3Aに示す。同相成分および直交位相成分から成る複素ベースバンドディジタルスペクトラム拡散ずみ入力信号77を適応型整合フィルタ（AMF）79またはそれ以外の適応型フィルタ手段によりフィルタ処理する。AMF79はトランスバーサルフィルタ（有限インパルス応答）、すなわち係数81を用いて受信信号77の遅延レプリカを互いにオーバーレイしてより高い信号対雑音比（SNR）のフィルタ処理済み信号出力83を生ずるトランスバーサルフィルタである。AMF79の出力83を複数のチャネル逆拡散器85₁, 85₂, 85_nおよびパイロット逆拡散器87に供給する。パイロット信号89は、別個の逆拡散器87およびpn符号系列91により、pn符号系列93₁, 93₂, 93_nによる逆拡散を逆拡散器85₁, 85₂, 85_nで受けるチャネルへのデータ77と同時に並行的に逆拡散される。データチャネルの逆拡散（85₁, 85₂, 85_n）ののち、データビットストリーム95₁, 95₂, 95_nをヴィタービ復号器97₁, 97₂, 97_nに供給し、出力99₁, 99₂, 99_nにデータ出力を得る。

30

【 0 0 1 8 】

AMF79の調節に用いるフィルタ係数81、すなわち重みは、個々のマルチパス伝搬経路の復調により得られる。この動作はrake受信機101が行う。マルチパス歪の補償のためのrake受信機の利用は当業者に周知である。

【 0 0 1 9 】

図3Bに示すとおり、rake受信機101は、特定のマルチパス成分をそれぞれ復調する複数の経路復調器「フィンガー」103₀, 103₁, 103₂, 103_nの並列接続から成る。特定の復調器のパイロット符号系列トラッキンググループはpn符号系列105で定まる所定経路のタイミング推算で始動する。従来技術では、パイロット信号をrakeの個々の信号の逆拡散に用いる。この発明では、pn符号系列105はこの通信システムの任意のチャネル93₁に属し得る。通常は、受信信号最大のチャネルを用いる。

40

【 0 0 2 0 】

経路復調器は複素ミキサ107₀, 107₁, 107₂, 107_nおよび加算器・ラッチ109₀, 109₁, 109₂, 109_nをそれぞれ備える。rake素子の各々について、pn符号系列を1チップ分だけ遅延させ（111₁, 111₂, 111_n）、ベースバンドスペクトラム拡散信号113と混合し（107₁, 107₂, 107_n）、各信号をそれによって逆拡散する。この乗算の積の各々を累算器109₀, 109₁, 109₂, 109_nに加え、先行値に加算し、次のシンボルクロックサイクルのあとラッチ出力する。rake受信機101はマルチパス成分の各々について相対的経路値を生ずる。複数のn次元出力115₀, 115₁, 115₂, 115_nから、相対位相誤差0°, 90°, 180°, 270°を含

50

むチャネルインパルス応答サンプル値の推算値を得る。

【 0 0 2 1 】

図3Aを再び参照すると、rake受信機からの複数の出力をn次元複素ミキサ117に供給する。rake受信機101の出力115の各々と補正值とを混合してrake出力に含まれる相対位相誤差を除去する。

【 0 0 2 2 】

パイロット信号も複素QPSK信号であるが、直交位相成分は0に設定してある。この発明の誤差補正信号119は、逆拡散ずみのチャネル信号 95_1 からその信号 95_1 のシンボルの各々につきハード判定(121)をまず行って抽出する。ハード判定プロセッサ121は逆拡散ずみシンボル値にもっとも近いQPSKコンステレーション位置を判定する。

10

【 0 0 2 3 】

図4に示すとおり、ユークリッド距離プロセッサはチャネル1の受信シンボル p_0 を四つのQPSKコンステレーション点 $x_{1,1}$, $x_{-1,1}$, $x_{-1,-1}$, $x_{1,-1}$ と比較する。各受信シンボル p_0 について比較が必要になるのは、マルチパスまたは周波数により伝送中に雑音や歪みなどの障害があるからである。ハード判定プロセッサ121は受信シンボル p_0 から各象限への四つの距離 d_1 , d_2 , d_3 , d_4 を計算し、最も短い距離 d_2 を選びシンボル位置 $x_{-1,1}$ を割り当てる。もとのシンボル座標 p_0 は廃棄される。

【 0 0 2 4 】

図3Aを再び参照すると、シンボルのハード判定(121)により各シンボル出力125の複素共役値が算定される(123)。複素共役値は実部と虚部の数が同じで虚部の符号だけが異なる一対の複素数の片方である。図5に示すとおり、シンボルの復調または位相回転解除を、割当てシンボル座標 $x_{-1,-1}$ の複素共役値をまず算定し、rake出力含有の相対位相誤差の除去に用いる補正信号119を構成することによって行う。したがって、rake出力はハード判定に伴う角度だけ実効的に位相回転解除され、上記相対位相誤差を除去した出力である。すなわち、この動作によって実効的にrakeはパイロット信号駆動され基準位相をもたないrakeとなる。

20

【 0 0 2 5 】

図3Aをさらに参照すると、複素共役値出力123を複素n次元ミキサ117に供給し、それによってrake受信機101の各出力と補正信号119とを混合する。この混合の出力129は図6に示すとおりチャネルインパルス応答 p_1 の雑音含有推算値である。図6に示す誤差は同位相軸からの角度差 $\theta/6$ ラジアンである。

30

【 0 0 2 6 】

図3Aをさらに参照すると、複素n次元チャネルミキサ117の出力をn次元チャネル推算器131に供給する。このチャネル推算器131は各々がマルチパス成分をフィルタ処理する複数の低域フィルタから成る。チャネル推算器131の出力81をAMF79に供給する。これら出力81はAMF79の重みづけ係数を構成する。AMF79はベースバンド信号をフィルタ処理して、マルチパスによりチャネル歪を大振幅パイロット信号を要することなく補償する。

【 0 0 2 7 】

rake受信機101は搬送波オフセット除去のために位相同期ループ(PLL)133と組み合わせて用いる。搬送波オフセットは送信機・受信機間の不整合およびそれ以外のRF歪によって生ずる。この発明のシステム75は、ベースバンド信号からのパイロット信号をパイロットpn符号系列91で逆拡散(87)して得た低レベルパイロット信号135を用いる。このパイロット信号135を図7に示す単一入力PLL回路133に供給する。PLL回路133はパイロット信号135と基準位相 0° との間の位相差を計測する。上記の逆拡散ずみのパイロット信号135はPLL回路133に供給される実際の誤差信号である。

40

【 0 0 2 8 】

PLL回路133はアークタンジェント分析器136、複素フィルタ137、積分器139および位相-複素数変換器141を含む。パイロット信号135はPLL回路133への誤差信号入力であり、複素フィルタ137に供給される。複素フィルタ137は二つの利得段、すなわち積分器145および加算器147を含む。複素フィルタ137の出力を積分器139に供給する。周波数の積分出力

50

は位相であり、この位相140を変換器141に加える。変換器141はこの位相140を複素信号に変換してミキサ151におけるベースバンド信号77との混合に備える。上記上流の動作は交互になされるので、PLL回路133の出力149はシステム75への帰還路になる。

【0029】

複素共役値(123)の補正信号119およびPLL回路133の出力信号149を、図8Aに示すとおり、送信前補正のために送信機181内のミキサに接続する。図8Aに示す送信機181の動作は図2の送信機27と同様であるが、送信用の信号が送信前に前置位相回転を受けている点だけが異なっている。図8Aを参照すると、データ 164_1 , 164_2 , 164_3 を前向き訂正符号化装置(FEC)35により符号化する。この2値位相変調ずみデータすなわちシンボル41a, 41bを複素擬似雑音(pn)符号系列でスペクトラム拡散し、その拡散ずみのI出力45aおよびQ出力45bを補正信号119と混合し、搬送波周波数にアップコンバートし、他の拡散符号による他の拡散ずみ信号と合成する(53)。この合成出力をPLL回路133からの上記信号149によりさらに補正する。次に、位相および周波数を上述のとおり事前補正した信号55を送信する。このように、この発明は、受信システム75で発生した信号119, 149を用いて送信信号を事前補正し、受信側の受信時における信号の位相誤差および周波数誤差を軽減する。

【0030】

図8Bを参照すると、この発明のもう一つの実施例による送信機183を示してある。この実施例は図8Aの実施例と同様であり、補正信号をミキサ157でベースバンドデータ信号と混合する点異なる。すなわち、ベースバンドデータが符号化およびスペクトラム拡散の前に前置補正されているのである。もちろん、上記以外の信号処理ステップを補正信号119とデータ信号との混合の前に入れ得ることは当業者には認識されよう。

【0031】

図8Cを参照すると、この発明のさらにもう一つの実施例による送信機188が示してある。この実施例では、補正信号119および搬送波オフセット信号149をコンバイナで単一の前置補正信号の形に合成して、送信前にミキサ169で加算器53の出力と混合する。

【0032】

なお、搬送波オフセット補正と前記位相回転補正とは互いに別個の補正である。これら補正の一方は他方と独立に行うことができる。例えば、搬送波オフセット誤差の前置補正だけを行って前置位相回転は行わないシステム構成にすることもできる。逆に、前置位相回転だけを行って搬送波オフセット誤差の補正を行わないシステム構成にすることもできる。

【0033】

この発明の特定の実施例を上にし説明してきたが、当業者にはこの発明の真意および範囲を逸脱することなく多数の改変および変形が可能であろう。上述の説明は特定の実施の形態の例示のためのものであって限定のためのものではない。

【産業上の利用可能性】

【0034】

第3世代セルラー電話通信システムの更なる改良に利用できる。

【符号の説明】

【0035】

25	CDMA通信システム
27	送信機
29	受信機
31	シグナルプロセッサ
35	前向き誤り訂正符号化装置(FEC)
41a, 41b	同相(I)チャネル、直交位相(Q)チャネル
45a, 45b	スペクトラム拡散ずみI信号およびQ信号
51	搬送波信号
53	コンバイナ
61	フィルタ

10

20

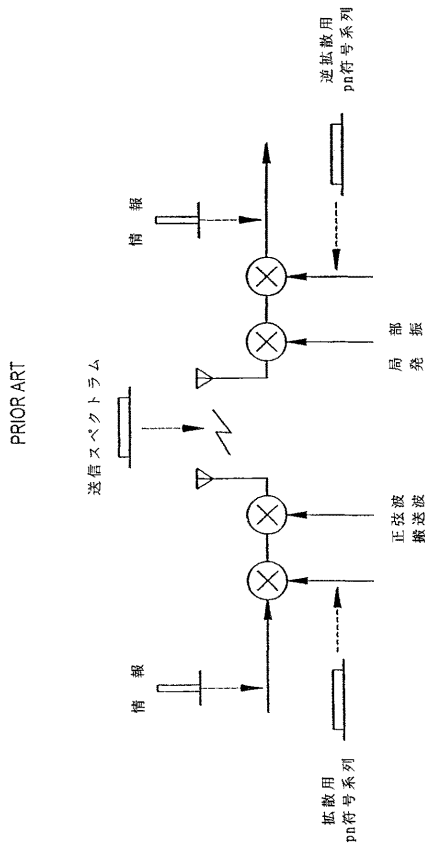
30

40

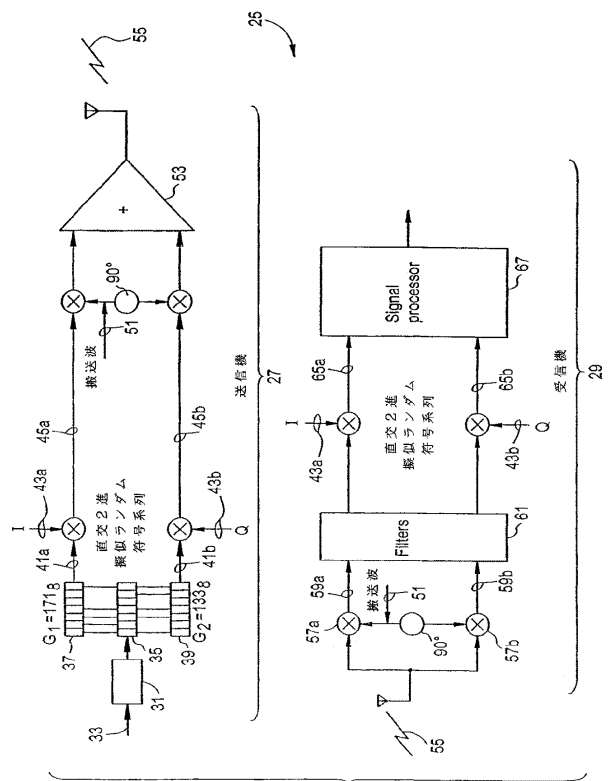
50

- 6 5 a , 6 5 b データ信号
- 6 7 シグナルプロセッサ
- 7 7 複素ベースバンドデジタルスペクトラム拡散信号
- 7 9 適応型整合フィルタ
- 8 1 フィルタ重みづけ係数
- 8 5 逆拡散器
- 8 7 パイロット用逆拡散器
- 9 7 ヴィタービ復号器
- 1 0 1 rake受信機
- 1 1 7 複素ミキサ
- 1 1 9 誤差補正信号
- 1 2 1 ハード判定器
- 1 2 3 複素共役値発生器
- 1 3 1 チャネル推算器
- 1 3 5 慣用のPLL回路

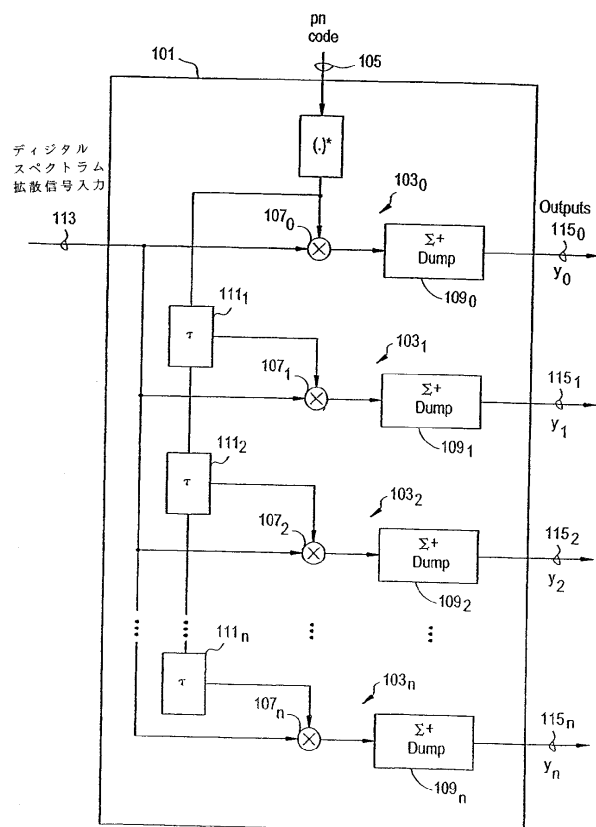
【図 1】



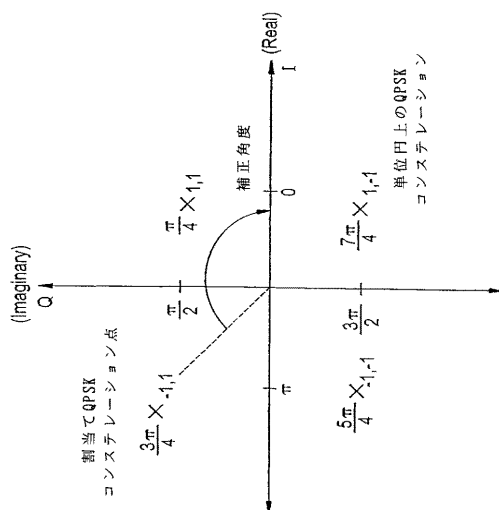
【図 2】



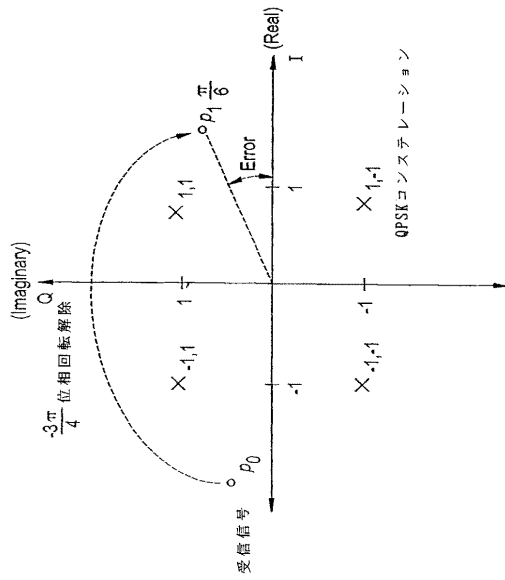
【 図 3 B 】



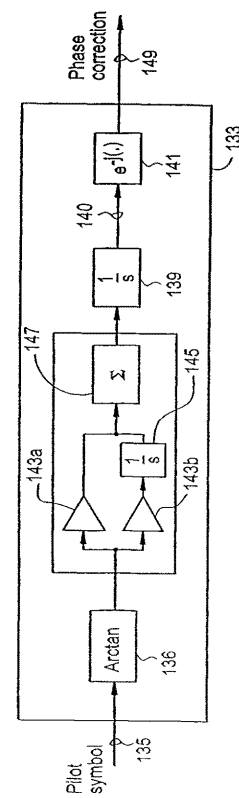
【圖 5】



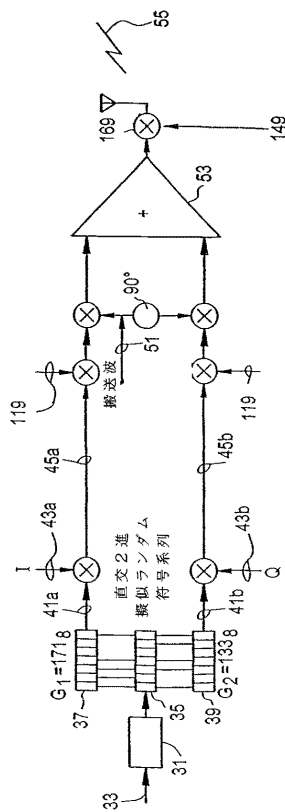
【図 6】



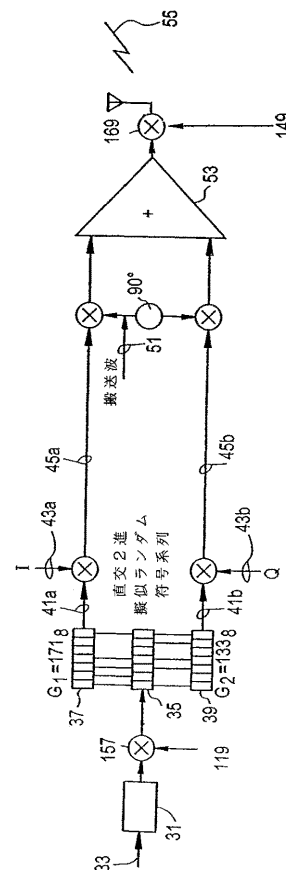
【図 7】



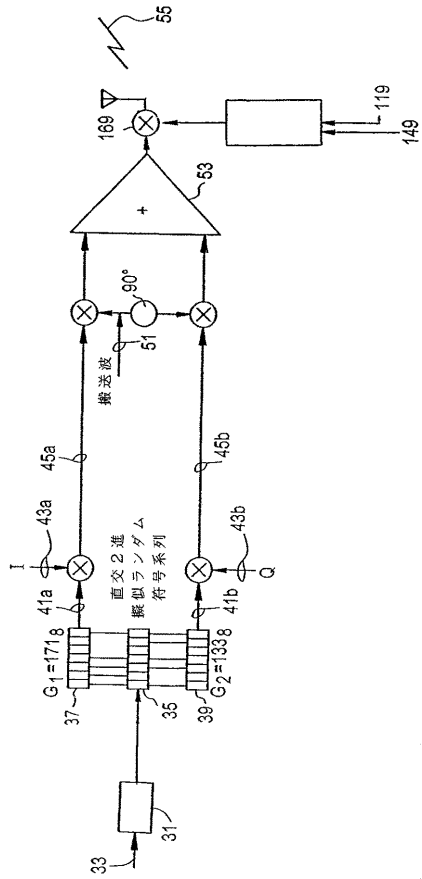
【図 8 A】



【図 8 B】



【図 8 C】



フロントページの続き

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

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 4 J	1 3 / 0 0	-	1 3 / 2 2
H 0 4 B	1 / 6 9	-	1 / 7 1 9