

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4265864号
(P4265864)

(45) 発行日 平成21年5月20日 (2009.5.20)

(24) 登録日 平成21年2月27日 (2009.2.27)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4B	1/707	(2006.01)	HO4J	13/00	D
HO4W	16/28	(2009.01)	HO4B	7/26	B
HO4L	7/00	(2006.01)	HO4L	7/00	C

請求項の数 3 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2000-246122 (P2000-246122)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社
(22) 出願日	平成12年8月15日 (2000.8.15)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2002-64407 (P2002-64407A)	(74) 代理人	100084711 弁理士 齊藤 千幹
(43) 公開日	平成14年2月28日 (2002.2.28)	(72) 発明者	清水 昌彦 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
審査請求日	平成18年10月6日 (2006.10.6)	(72) 発明者	松山 幸二 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(72) 発明者	菅原 洋二 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期追跡回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路において、

マルチパスのうち所定の着目パスにおいて同期追跡をDLL(Delay Locked Loop)制御により行なうDLL回路、

着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部、

を備え、前記干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、他パスのチャネル推定値と、他パスと着目パスのパス間遅延時間差と、送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定し、前記DLL回路は他パスからの干渉成分を除去して受信側の逆拡散符号列の位相を送信側拡散符号列の位相に同期して追跡させるDLL制御を実行する、

10

ことを特徴とするスペクトラム拡散方式における同期追跡回路。

【請求項2】

受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路において、

マルチパスのうち所定の着目パスにおいて同期追跡をDLL(Delay Locked Loop)制御により行なうDLL回路、

着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部、

を備え、前記DLL回路は、

受信信号を受信側逆拡散符号列で逆拡散する逆拡散部、

20

逆拡散信号から前記干渉成分を除去する干渉成分除去部、
干渉成分を除去した逆拡散信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を
発生する位相制御信号発生部、
を備え、該DLL回路は他パスからの干渉成分を除去して受信側の逆拡散符号列の位相を
送信側拡散符号列の位相に同期して追跡させるDLL制御を実行する、
 ことを特徴とするスペクトラム拡散方式における同期追跡回路。

【請求項3】

インパルス応答値を離散的に記憶し、パス間遅延差に応じたインパルス応答値を出力するインパルス応答発生部を備え、

該インパルス応答発生部は、インパルス応答値をピーク値の 2^n 分の1 (n は正整数)で近似して該 n を離散的に記憶する記憶部と、パス間遅延差に応じた時刻の n を求め、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算する演算部、

を有することを特徴とする請求項1記載の同期追跡回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路に係わり、特に、スペクトラム拡散方式を用いたCDMA移動通信の分野において一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の拡散符号列が時間ずれを起こさないようにDLL(Delay Locked Loop)制御する同期追跡回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

スペクトラム拡散方式を用いたCDMA(Code Division Multiple Access)移動通信システムにおいて、送信側は送信情報を拡散符号列を用いて拡散して送信し、受信側は送信側より受信した信号を送信側の拡散符号列と同一の逆拡散符号列を用いて逆拡散して送信情報を復調する。

図12はCDMA受信機の構成図である。無線部1は、アンテナATNにより受信した高周波信号をベースバンド信号に周波数変換(RF IF変換)する。直交検波器2はベースバンド信号を直交検波し、同相成分(I成分)データと直交成分(Q成分)データを出力する。直交検波器2において、2aは受信キャリア発生部、2bは受信キャリアの位相を $1/2$ シフトする位相シフト部、2c, 2dは乗算器でありベースバンド信号に受信キャリアを乗算してI成分信号及びQ成分信号を出力するものである。ローパスフィルタ(LPF)3a, 3bは出力信号の帯域を制限し、AD変換器4a, 4bはI成分信号、Q成分信号をそれぞれデジタル信号に変換し、サーチャ5と各フィンガー部6₁~6₄に

【0003】

サーチャ5はマルチパスの影響を受けた直接拡散信号(DS信号)が入力すると、マッチトフィルタ(図示せず)を用いて自己相関演算を行ってマルチパスを検出し、各パスにおける逆拡散開始のタイミングデータ $t_0 \sim t_3$ 及び遅延時間調整データをフィンガー部6₁~6₄に。すなわち、サーチャ5は送信側拡散符号の位相を1チップ以内の精度で検出し(同期捕捉)、逆拡散コード発生部6aは該位相に同期して受信側における逆拡散のための拡散符号列を発生する。DLL(Delayed Locked Loop)回路6bは受信信号が変調や雑音等の影響で位相が変化しても、一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の逆拡散符号列が時間ずれを起こさないように制御する(同期追跡)。

【0004】

逆拡散/遅延時間調整部6cは、所定のパスを介して到来する直接波あるいは遅延波に拡散符号と同じ符号を用いて逆拡散処理を施してダンプ積分し、しかる後、パスに応じた遅延処理を施し、パイロット信号(参照信号)、情報信号を出力する。位相補償部(チャンネル推定部)6dはパイロット信号のI成分、Q成分をそれぞれ所定スロット数分電圧平均して

、チャネル推定信号 I_t, Q_t を出力する。同期検波部6eは受信信号に含まれるパイロット信号と既知のパイロット信号間の位相差に基づいて、逆拡散された情報信号 I, Q の位相を元に戻す。すなわち、チャネル推定信号 I_t, Q_t は位相差の \cos 成分、 \sin 成分であるから、同期検波部6eはチャネル推定信号 (I_t, Q_t) を用いて次式

【数1】

$$\begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_t & Q_t \\ -Q_t & I_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix}$$

により受信情報信号 (I, Q) に位相回転処理を施して受信情報信号 (I, Q) の復調 (同期検波) を行う。RAKE合成部7は各フィンガー部 $6_1 \sim 6_4$ から出力する信号を合成して軟判定データ列として誤り訂正復号器8に出力する。誤り訂正復号器8は誤り訂正処理して送信情報を復号して出力する。

【0005】

・DLL回路

以上のように、CDMA受信機はサーチャにより送信側拡散符号の位相を1チップ以内の精度で検出し (同期捕捉)、以後、該位相に同期して受信側における逆拡散のための逆拡散符号列を発生して逆拡散を行う。又、DLL回路は、受信信号が変調や雑音等の影響で位相が変化しても、一度同期捕捉に成功した受信信号に対して受信側の逆拡散符号列が時間ずれを起こさないように制御する (同期追跡)。

図13はDLL回路の構成図であり、6aは逆拡散コード発生部、6bはDLL回路である。逆拡散コード発生部6aにおいて、6a-1はM系列である逆拡散符号列 (第1のPN系列) A_1 を発生するPN発生器で、Nチップで構成され、1シンボル期間 $T (= N \times T_c, T_c$ はチップ周期) 毎に循環的に発生するようになっている。6a-2は電圧制御発振器 (VCO) で、DLL回路出力に基づいてクロック周波数 (チップ周波数) を可変するものである。DLL回路6bにおいて、6b-1は1チップ周期分第1のPN系列 A_1 を遅延して第2のPN系列 A_2 を出力する遅延回路、6b-2はPN発生器より出力する第1PN系列 A_1 と受信データ列 B をチップ毎に乗算して逆拡散する逆拡散器 (乗算器)、6b-3は1チップ遅延した第2のPN系列 A_2 と受信データ列 B をチップ毎に乗算して逆拡散する逆拡散器 (乗算器)、6b-4は逆拡散器6b-2の出力と逆拡散器6b-3の出力の符号を反転したものを加算する加算器、6b-5は積分回路 (ローパスフィルタ) である。

【0006】

なお、図13のDLL回路では、逆拡散符号列 A_1 を遅延して1チップ位相の異なる逆拡散符号列 A_2 を生成し、逆拡散符号列 A_1, A_2 を用いて受信データ列 B に逆拡散処理を施したが、DLL回路を図14に示すように構成することもできる。すなわち、受信データ列 B を遅延回路6b-1で遅延して1チップ位相の異なる受信データ B を生成し、逆拡散符号列 A を用いて受信データ列 B, B に逆拡散処理を施すようにしてDLL回路を構成することもできる。

【0007】

図13において、逆拡散器6b-2及びローパスフィルタ6b-5は第1のPN系列 A_1 と受信データ列 B の相関を演算する機能を備え、第1のPN系列 A_1 と受信データ列 B の位相が一致していれば最大になり図15(a)に示すように1シンボル毎に1チップ周期幅の相関値 $R(\) = 1$ を出力し、位相が1チップ周期以上ずれると相関値 $R(\)$ は $1/N$ になる。逆拡散器6b-3及びローパスフィルタ6b-5は1チップ周期遅延した第2のPN系列 A_2 と受信データ列 B の相関を演算する機能を備え、第2のPN系列と受信データ列 B の位相が一致していれば最大になり図15(b)に示す相関値 $R(\)$ を出力し、位相が1チップ周期以上ずれると相関値 $R(\)$ は $1/N$ になる。加算器6b-4は逆拡散器6b-2の出力と逆拡散器6b-3の出力の符号を反転したものを加算することにより、位相差に対して図15(c)に示すSカーブ特性を有する信号をローパスフィルタ6b-5を介して出力する。

【0008】

10

20

30

40

50

逆拡散コード発生部6aの電圧制御発振器6a-2は、ローパスフィルタ出力に基づいて位相差が0となるようにクロック周波数を制御する。例えば、PN系列(逆拡散符号)の位相が受信データ列に含まれる送信側の拡散符号に対して進めばクロック周波数を小さくして位相差が0となるように制御し、又、PN系列(逆拡散符号)の位相が送信側拡散符号に対して遅ればクロック周波数を高くして位相差が0となるように制御する。以上より、スペクトラム拡散方式のDLL回路6bは、希望信号(送信側拡散符号列)のタイミングに対して、位相差 $=\pm 0.5$ チップ ($=\pm T_c/2$)のタイミングで逆拡散を行い、それぞれのタイミングで逆拡散した信号の電力差を求め、その符号の正負でPN系列(逆拡散符号)の位相進み遅れを判定してパスの追従を行う。なお、 $=-T_c/2$ のタイミングをearly timing、 $=+T_c/2$ のタイミングをlate timingという。

10

【0009】

以上のDLL回路では、受信データ列をIチャンネル、Qチャンネルに分けて説明しなかったが、実際には、受信データ列はIチャンネル、Qチャンネルに分かれてDLL回路に入力する。図16はIチャンネル、Qチャンネルの両方を考慮したDLL回路の構成例であり、図12と同一部分には同一符号を付している。DLL回路6bにおいて、遅延回路6b-1i,6b-1qは1チップ周期分、IチャンネルおよびQチャンネルの受信データ列 B_I 、 B_Q を遅延して遅延受信データ列 $B_{I'}$ 、 $B_{Q'}$ を出力する。逆拡散器(乗算器)6b-2i,6b-2qは逆拡散コード発生器6aより出力するIチャンネル、Qチャンネルの逆拡散符号列 A_I 、 A_Q と受信データ列 B_I 、 B_Q をチップ毎に乗算して逆拡散する。逆拡散器(乗算器)6b-3i,6b-3qはIチャンネル、Qチャンネルの逆拡散符号列 A_I 、 A_Q と遅延回路から出力する遅延受信データ列 $B_{I'}$ 、 $B_{Q'}$ とをチップ毎に乗算して逆拡散する。

20

【0010】

電力算出部6b-6は各逆拡散器6b-2i,6b-2qから出力する逆拡散信号を1シンボル期間積分し、各積分出力を自乗して加算することによりearly timingにおける逆拡散信号の電力値を算出する。同様に、電力算出部6b-7は各逆拡散器6b-3i,6b-3qから出力する逆拡散信号を1シンボル期間積分し、各積分出力を自乗して加算することによりlate timingにおける逆拡散信号の電力値を算出する。

加算器6b-4はearly timingにおける逆拡散信号の電力値とlate timingにおける逆拡散信号の電力値の差を演算し、進み遅れ判定部6b-5は加算器出力Xに基づいて逆拡散コード発生部6aに対して逆拡散符号列の位相の進み遅れを指示する。たとえば、閾値をTHとすれば、加算器出力Xが正で、 $|X|>TH$ であれば、逆拡散符号列の位相を進めるように指示し、加算器出力Xが負で、 $|X|>TH$ であれば、逆拡散符号列の位相を遅らすように指示する。

30

図17は図16の簡略表現図であり、以降の説明ではこの簡略図を用いてDLL回路を表現する。なお、逆拡散部6b-2はearly timingで逆拡散し、逆拡散部6b-3はlate timingで逆拡散する。

以上、DLLの構成として1シンボル周期のM系列を用い、位相差 ± 0.5 チップの場合について1例として説明したが、この構成にかぎるものではない。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

マルチパス環境において、パス間の遅延間隔(パス間遅延時間差)が小さくなると互いのパスが干渉となり、early timing, late timingのうち他のパスに近いタイミングで逆拡散した信号の電力が大きくなり、DLL制御に誤動作が発生する。

40

例えば、図18(a)に示すタイミング0のパスPT1が他パスの干渉を受けなければ、early timing($=-T_c/2$)、late timing($=+T_c/2$)における逆拡散信号は図18(b),(c)に示すようになり、Sカーブは(d)に示すように $t=0$ で0となる。従って、early timing, late timingにおける逆拡散信号の差が0となるようにDLL制御すれば位相を1チップ以内の精度で同期追跡することができる。しかし、図19(a)に示すようにタイミング0のパスPT1が他の近接パスPT2の干渉を受けると、early timing($=-T_c/2$)、late timing($=+T_c/2$)における逆拡散信号は図19(b),(c)に示すようになり、Sカーブは(d)に示すように歪み、 $t=0$ で0とならず、 $t=td$ で0となる。このため、early timing, late timingにおける逆拡散信号の差が0

50

となるようにDLL制御すると、本来のタイミングより td ずれたタイミングで逆拡散符号列を発生するように制御し、誤動作する。

以上から本発明の目的は、マルチパス環境において着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去して正しい同期追跡ができるようにすることである。

【0012】

【課題を解決するための手段】

本発明は、受信側の逆拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期させる同期追跡回路であり、マルチパスのうち所定の着目パスにおいて同期追跡をDLL制御により行なうDLL回路、マルチパス環境における所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部を備え、受信信号を逆拡散して得られた逆拡散信号から前記推定された干渉成分を除去し、干渉成分除去により得られた信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する。干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、(1) 他パスのチャンネル推定値、(2) 他パスと着目パスのパス間遅延時間差、(3) 送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する。

10

以上のように、マルチパス環境において所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去してDLL制御するため、正しい同期追跡ができる。

【0013】

【発明の実施の形態】

(A) 本発明の原理および概略

理想的な伝搬路(送信した信号がそのまま受信される系)を通った信号を受信フィルタで濾波したとき、該受信フィルタの出力信号を

20

【数2】

$$v_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k+nN)T) \quad (1)$$

と表す。但し、 a_n は送信データ(1 or -1)、 p_n は拡散符号(1 or -1)、 $g(t)$ は送信系から受信系を含めたトータルのインパルス応答(図2参照)、 T はチップ長(チップ周期)、 N は拡散比である。又、 $n=0$ の送信データ a_0 が現時刻の送信データであり、その時の拡散符号列は $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{N-1}$ である。

30

【0014】

この受信信号を拡散符号(=逆拡散符号列) p_n で逆拡散すると、

【数3】

$$v_2(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} p_l v(t+lT) \quad (2)$$

$$v_2(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k-l+nN)T) \quad (3)$$

40

となる。希望信号成分と干渉成分を分けて

$$v_2(t) = a_0 g(t) + I(t) \quad (4)$$

と書くことができる。右辺第1項の希望信号は(3)式において

【数4】

$$n=0, \quad k=l$$

としたときの信号であり、

【数5】

50

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N} a_0 \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_k g(t - (k-l)T) \\ &= \frac{1}{N} a_0 \sum_{k=0}^{N-1} p_k^2 g(t) = \frac{1}{N} a_0 \sum_{k=0}^{N-1} g(t) = a_0 g(t) \quad (5) \end{aligned}$$

となる。右辺第2項の干渉信号 $I(t)$ は(3)式において

【数6】

$$n=0, k=0$$

10

の場合を除いた信号であり、

【数7】

$$I(t) = \frac{1}{N} a_0 \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} p_k g(t - (k-l)T) + \frac{1}{N} \sum_{n \neq 0} a_n \sum_{l=0}^{N-1} p_l \sum_{k=0}^{N-1} p_{k+nN} g(t - (k-l+nN)T) \quad (6)$$

となる。 $I(t)$ の中では同じ番号の逆拡散符号どうしの掛算は起こらないので、逆拡散符号の積は1又は-1を等確率でランダムにとると考えられる。

【0015】

20

従って、干渉信号 $I(t)$ の平均電力は

$$P_I = \langle |I(t)|^2 \rangle = (1/N) \sum_{k=0}^{N-1} |g(t-kT)|^2 \quad (7)$$

となり、逆拡散前に比べ拡散比の1の電力となる。

他パスからの干渉信号の主な成分は、チャンネル(伝送路)の値 α_i と、着目パスと他パスのパス間遅延時間 τ_i を考慮したインパルス応答 $g(t - \tau_i)$ の積となる。チャンネルの値とは、信号が伝送路でどれだけ減衰および位相回転するかを示す量である。他パスからの干渉信号を含む逆拡散された信号を計算式で書くと、(4)式より

【数8】

$$v(t) = \sum_i \alpha_i (a_0 g(t - \tau_i) + I_i) \quad (8)$$

30

とすることができる。但し、 $g(t)$ は送受信機トータルのインパルス応答、 a_0 は送信データ(1 or -1)、 α_i はパス i のチャンネル(伝搬路)の値(チャンネル推定値)、 τ_i はパス i の着目パス0からの遅延時間、 I_i は逆拡散した際発生する干渉成分である。干渉成分 I_i はフィルタ等の帯域制限により発生するチップ間干渉成分であり、(7)式より逆拡散により拡散比の1電力になる。但し、希望信号の電力が逆拡散により変わらないとする。

【0016】

(8)式は変形すると

$$v(t) = a_0 (a_0 g(t - \tau_0) + I_0) + \sum_{i \neq 0} \alpha_i (a_0 g(t - \tau_i) + I_i) \quad (8)$$

40

となる。したがって、着目パス0($i=0$)のタイミング τ_0 で、すなわち、 $t = \tau_0$ のタイミングで逆拡散すると、

【数9】

$$v(\tau_0) = a_0 (a_0 g(0) + I_0) + \sum_{i \neq 0} \alpha_i (a_0 g(\tau_0 - \tau_i) + I_i) \quad (9)$$

となる。ここで、 $a_0 a_0 g(0)$ が希望信号成分であり、インパルス応答 $g(t)$ は図2に示すように $t = \tau_i$ で最大値をとり、 t が τ_i から離れるにしたがって、平均的には小さな振幅となるよう設計される。従って、マルチパス環境で、パス間隔が近い場合 ($\tau_0 - \tau_i$ が小さい場

50

合)、インパルス応答 $g(t_0 - t_i)$ の振幅が大きくなり、 i 番目からのパスの干渉が大きくなる値となる。図2にはパス i のパス0に対する干渉成分 $g(t_0 - t_i)$ が示されている。DLL回路の場合early timingとlate timingの時間間隔を T_c とすると i 番目のパス(パス i)からの干渉は、early timing, late timingでそれぞれ $g(t_0 - t_i - T_c/2)$ 、 $g(t_0 - t_i + T_c/2)$ となり図19で示した問題が発生する。

【0017】

そこで、チャンネル推定値 \hat{h}_i とパスタイミング t_0, t_i を利用して、干渉成分 $\hat{h}_i \cdot g(t_0 - t_i)$ を推定し、(8)式の逆拡散信号から差し引くことにより、干渉成分を除去する。チャンネル推定値 \hat{h}_i は、CDMA受信装置の同期検波で用いるチャンネル推定値と同様に求め、又、パスタイミング t_0, t_i はDLL回路で求めた前回(前シンボル)におけるタイミングを用いる。インパルス応答 $g(t)$ は送受信機固定の値であり、事前に測定し又は設計値を用いるなどして、ROM等のメモリに確保する。このように、チャンネル推定値、パスタイミング、送受トータルのインパルス応答を利用して干渉成分を推定して、その成分を除去することにより、注目しているパスのみの信号でDLL回路を動作させ正常なパス追従を可能とする。

【0018】

図1は本発明の概略構成図である。DLL回路11はDLL制御により逆拡散符号列の位相を制御するもので、干渉除去部11eを備えている。逆拡散符号列発生部21は図示しないサーチャ(マッチトフィルタ)から指示されたタイミングで逆拡散符号列を発生すると共に、DLL回路11からの位相進み/遅れ指令にしたがって逆拡散符号列の位相を進めあるいは遅らす。干渉信号発生部12は、チャンネル推定値 \hat{h}_i 、パスタイミング t_0, t_i 、図2に示す送受信機トータルのインパルス応答 $g(t)$ を用いて干渉成分 $\hat{h}_i \cdot g(t_0 - t_i)$ を推定してDLL回路11に入力する。干渉除去部11eは、受信信号を逆拡散して得られる逆拡散信号から干渉成分を除去し、DLL回路11は干渉成分を除去することにより、注目しているパスのみの信号でDLL制御を行なえ正常なパス追従ができる。

【0019】

(B) 実施例

(a) 第1実施例

図3は本発明の第1実施例の同期追跡回路の構成図であり、DLL回路は図17と同様の簡略形式で表現されている。従って、DLL回路において、電力算出部の入力までの各部の信号は複素信号である。

CDMA受信機の無線受信部で受信された信号はAD変換器10においてデジタルに変換され、変換により発生したデジタルデータは受信データ列Bとして着目パスのDLL回路11に入力する。この受信データ列は、送信側において送信データを拡散符号で拡散した拡散データに相当する。干渉信号推定部12はマルチパス環境における所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定してDLL回路11に入力する。すなわち、干渉信号発生部12は、他パスから着目パスへの干渉成分を、(1)他パスのチャンネル推定値、(2)他パスと着目パス間の遅延時間差、(3)送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する。DLL回路11は受信データ列を逆拡散して得られた逆拡散信号から他パスからの干渉成分を除去し、得られた信号に基づいて受信側の拡散符号列の位相を制御する信号PCSを出力する。チャンネル推定部13は、受信データを $T_c/2$ 遅延したデータ列Bを用いて、同期検波におけるチャンネル推定と同様の方法でチャンネル推定値を求め、他パスの干渉信号発生部に入力する。

【0020】

DLL回路11において、遅延回路11a, 11bは受信データ列Bを順次 $T_c/2$ (T_c はチップ周期)づつ遅延し、第1の逆拡散部11cは受信データ列Bを逆拡散符号列を用いて逆拡散し、第2の逆拡散部11dはトータル T_c 遅延した受信データ列Bを逆拡散符号列を用いて逆拡散する。受信データ列Bのタイミングから時間($T_c/2$)後のタイミングを送信側拡散符号のタイミングとみなせば、第1の逆拡散部11cは送信側拡散符号列のタイミングより($T_c/2$)位相が進んだタイミング(early timing)で受信データを逆拡散し、第2の逆拡散部11dは送信側拡散符号列のタイミングより($T_c/2$)位相が遅れたタイミング(late timi

ng)で受信データを逆拡散することになる。

【0021】

干渉除去部11eはearly timingの逆拡散信号から干渉成分ISを減算することにより他パスからの干渉を除去する。又、干渉除去部11fはlate timingの逆拡散信号から干渉成分ISを減算することにより他パスからの干渉を除去する。干渉信号IS、ISは共に他パスから着目パスへの干渉信号であるが異なる値となる。これは以下の理由によるものである。すなわち、着目パスにおける希望信号のタイミング(パスタイミング)を t_0 とすると、逆拡散部11cは($t_0 - T_c/2$)のタイミング(early timing)で逆拡散し、逆拡散部11dは($t_0 + T_c/2$)のタイミング(late timing)で逆拡散する。従って、他パスのパスタイミングを t_i とすれば、他パスのパスタイミングから逆拡散部11cのearly timingまでの遅延時間は($t_i - t_0 + T_c/2$)となり、また、他パスのパスタイミングから逆拡散部11dのlate timingまでの遅延時間は($t_i - t_0 - T_c/2$)となり、遅延時間が異なる。このため、他パスと着目パス間の遅延時間差に依存する干渉信号IS、ISは異なった値になる。

10

【0022】

電力算出部11gはearly timingの逆拡散信号から干渉信号ISを除去した信号の電力を算出し、電力算出部11hはlate timingの逆拡散信号から干渉信号ISを除去した信号の電力を算出し、演算部11iは電力差を演算し、正負判定部11jは電力差に基づいて受信側の逆拡散符号列の位相を制御する位相制御信号PCSを出力する。すなわち、正負判定部11jは正であれば、電力差が零なるように受信側逆拡散符号列の位相を遅らせる位相制御信号PCSを出力し、負であれば、電力差が零なるように受信側逆拡散符号列の位相を進ませる位相制御信号PCSを出力する。

20

【0023】

チャンネル推定部13は、同期検波におけるチャンネル推定と同様の方法でチャンネル推定値を求める。CDMA通信においてパイロットシンボルPは伝送により位相回転を受けるが、受信側においてその信号点位置ベクトル P_A (図4参照)がわかればパイロットシンボルの理想信号点位置ベクトル P_{IDL} は既知であるから、これらより伝送によるシンボルの位相回転角度および振幅減衰が求まる。これら位相回転角度、減衰度がチャンネル推定値になる。図5はチャンネル推定部13の構成図であり、逆拡散部13a、13bはそれぞれ受信データ列Bを $T_c/2$ 遅延したデータ列のIチャンネル、Qチャンネル列 B_I 、 B_Q を受信側のIチャンネル、Qチャンネルの逆拡散符号列で逆拡散する。スイッチ13c、13dはそれぞれパイロット受信タイミングで閉じることにより、パイロットシンボルのIチャンネル、Qチャンネル成分 I_p 、 Q_p をチャンネル推定値算出部13eに入力する。チャンネル推定値算出部13eはパイロットシンボルのIチャンネル、Qチャンネル成分 I_p 、 Q_p が入力する毎に、これらと既知のパイロットシンボルのIチャンネル、Qチャンネル成分 I_{kp} 、 Q_{kp} とを用いてチャンネル推定値のIチャンネル、Qチャンネル成分を算出し、積分器13f、13gはこれらを平均化してチャンネル推定値 I_t 、 Q_t を出力する。

30

【0024】

干渉信号発生部12は、他パスPTi($i=1,2,\dots$)から着目パスPT0への干渉成分IS、ISを発生する。第iパスPTiから着目パスPT0への干渉成分は、(9)式を参照すると $a_i a_0 g(t_0 - t_i)$ である。ただし、 a_0 は送信データ(1 or -1)、 a_i はパスPTiのチャンネル推定値($=I_t + jQ_t$)、 t_0 は着目パスPT0のパスタイミング、 t_i ($i=1,2,\dots$)はパスPTiのパスタイミング、($t_0 - t_i$)はパスPT0からパスPTiまでの遅延時間、 $g(t)$ はインパルス応答である。

40

インパルス応答発生部12aは、時刻とインパルス応答値(図2参照)の対応をROMあるいはRAM等の記憶部に離散的に記憶し、干渉信号推定部12bより要求される遅延時間差($t_0 - t_i$)に応じたインパルス応答値 $g(t_0 - t_i)$ を記憶部より読み出して出力する。干渉信号推定部12bは他フィンガーより入力するチャンネル推定値 a_i ($i=1,2,\dots$)、パスタイミング t_i 、インパルス応答値 $g(t)$ を用いて、early timingにおける干渉信号IS、late timingにおける干渉信号ISを推定して出力する。

【0025】

干渉信号ISは次式

50

$$IS = \sum_i a_i g(t_0 - t_i + D/2) \quad i=1,2,\dots \quad (10)$$

により推定し、干渉信号IS は次式

$$IS = \sum_i a_i g(t_0 - t_i - D/2) \quad i=1,2,\dots \quad (10)$$

により推定する。

以上、第1実施例によれば、チャンネル推定値 \hat{a}_i 、パスタイミング t_i 、送受トータルのインパルス応答 $g(t)$ を利用して、他パスから着目パスへの干渉成分を推定し、この干渉成分を受信信号より除去してDLL制御するようにしたから、注目しているパスのみの信号でDLL制御ができ、正常なパス追従ができる。

【0026】

(b) 第2実施例

10

図6は本発明の第2実施例の同期追跡回路の構成図である。この第2実施例は、着目パスに対して干渉するパスが1つの場合の例であり、図3の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。

干渉信号推定部12bにおいて、第1のインパルス応答算出部21はearly timing ($T_1 - T_0 + T_c/2$)におけるインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ を算出して出力し、第2のインパルス応答算出部22はlate timing ($T_1 - T_0 - T_c/2$)におけるインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ を算出して出力する。

【0027】

第1の乗算部23はインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ にパスPT1のチャンネル推定値 \hat{a}_1 を乗算して干渉信号IS

20

$$IS = \hat{a}_1 g(T_1 - T_0 + T_c/2)$$

を干渉除去部11eに入力する。又、第2の乗算部24はインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ にパスPT1のチャンネル推定値 \hat{a}_1 を乗算して干渉信号IS

$$IS = \hat{a}_1 g(T_1 - T_0 - T_c/2)$$

を干渉除去部11fに入力する。干渉除去部11eはearly timingの逆拡散信号から干渉成分ISを減算することにより他パスからの干渉を除去し、干渉除去部11fはlate timingの逆拡散信号から干渉成分IS を減算することにより他パスからの干渉を除去する。

以後、第1実施例と同様のDLL制御が行なわれる。

第2実施例によれば、着目パスに対して干渉するパスが1つの場合、着目パスPT0のDLL回路は、干渉パスPT1からの干渉を除去した信号を用いてDLL制御するため、正しい同期追跡制御が可能になる。

30

【0028】

図7は干渉成分説明図であり、パスPT1のインパルス応答を示している。ただし、パスPT1の逆拡散タイミングを T_1 とし、又、パスPT1における位相回転角度を ϕ_1 、減衰度を A_1 とし(チャンネル推定値 $\hat{a}_1 = A_1 \exp(j\phi_1)$)、パスPT0の逆拡散のタイミングを T_0 としている。パスPT1が着目パスPT0に対する干渉はタイミング T_0 におけるインパルス応答値であり、図より

$$A_1 \exp(j\phi_1) g(T_1 - T_0)$$

となる。又、early timing ($T_0 - T_c/2$)、late timing ($T_0 + T_c/2$)における干渉信号IS, IS は

40

$$IS = A_1 \exp(j\phi_1) g(T_1 - T_0 + T_c/2)$$

$$IS = A_1 \exp(j\phi_1) g(T_1 - T_0 - T_c/2)$$

となる。

【0029】

(c) インパルス応答発生部の別の構成

図8は別のインパルス応答発生の原理説明図、図9は別のインパルス応答発生部の構成図である。第1、第2実施例においてインパルス応答発生部12aは、時刻とインパルス応答値の対応をROMあるいはRAM等の記憶部に離散的に記憶しておき、遅延時間差 ($T_1 - T_0 \pm T_c/2$) に応じたインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ を記憶部より読み出して出力するものとした。しかし、かかる構成では、インパルス応答を記憶するために大量のメモリを必要とす

50

る。

そこで、図 8 に示すよう所定時刻のインパルス応答値をピーク値の 2^n 分の 1 (n は正整数) で近似し、時刻と n の対応を離散的に記憶部 (ビットシフト量記憶部) 31 に記憶する。又、インパルス応答のピーク値 I_{peak} を記憶部 32 に記憶する。そして、インパルス応答算出部 33 は、遅延時間差 $(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ に応じた n を求め、ピーク値 I_{peak} を n ビットシフトしてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 \pm T_c/2)$ を演算して出力する。このようにすれば、メモリ容量を削減することができる。

【0030】

(d) 第 3 実施例

マルチパス環境において、パス間の遅延間隔が大きければ着目パスに対する他パスからの影響は小さい。しかし、パス間の遅延間隔が小さければ着目パスに対する他パスからの影響は大きい。そこで、第 3 実施例では、パス間の遅延間隔がある閾値より小さな場合のみ、干渉成分を推定し、該干渉成分を除去する。

図 10 は第 3 実施例の同期追跡回路の構成図であり、図 6 の第 2 実施例と同一部分には同一符号を付している。第 2 実施例と異なる点は、

(1) パス間隔監視部 25 を設け、着目パス PT0 の early timing 及び late timing のそれぞれにおいて、パス間の遅延間隔 (パス間遅延時間差) と設定時間 T_s の大きさを監視し、その大小に基づいてスイッチ開閉信号 SOC1, SOC2 を出力する点、

(2) スイッチ開閉信号 SC01, SC02 によりオン/オフするスイッチ 26, 27 を設けた点、である。

【0031】

すなわち、パス間隔監視部 25 は、1 着目パス PT0 の early timing とパス PT1 のパスタイミングの間隔 $(=T_1 - T_0 + T_c/2)$ が設定時間 T_s より小さい時、ハイレベルのスイッチ開閉信号 SC01 を出力し、2 間隔 $(=T_1 - T_0 + T_c/2)$ が設定時間 T_s より大きければ、ローレベルのスイッチ開閉信号 SC01 を出力する。又、パス間隔監視部 25 は、1 着目パス PT0 の late timing とパス PT1 のパスタイミングの間隔 $(=T_1 - T_0 - T_c/2)$ が設定時間 T_s より小さい時、ハイレベルのスイッチ開閉信号 SC02 を出力し、2 間隔 $(=T_1 - T_0 - T_c/2)$ が設定時間 T_s より大きければ、ローレベルのスイッチ開閉信号 SC02 を出力する。

スイッチ 26 は、1 スイッチ開閉信号 SC01 がハイレベルの時 $(T_1 - T_0 + T_c/2 < T_s)$ 、閉じてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ を乗算器 23 に入力し、2 スイッチ開閉信号 SC01 がローレベルの時 $(T_1 - T_0 + T_c/2 > T_s)$ 、開いて乗算器 23 に 0 を入力する。又、スイッチ 27 は、1 スイッチ開閉信号 SC02 がハイレベルの時 $(T_1 - T_0 - T_c/2 < T_s)$ 、閉じてインパルス応答値 $g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ を乗算器 24 に入力し、2 スイッチ開閉信号 SC02 がローレベルの時 $(T_1 - T_0 - T_c/2 > T_s)$ 、開いて乗算器 24 に 0 を入力する。

【0032】

以上より、パス間遅延時間差が小さく、スイッチ開閉信号 SC01 がハイレベルであれば $(T_1 - T_0 + T_c/2 < T_s)$ 、乗算器 23 は干渉信号 $IS = g(T_1 - T_0 + T_c/2)$ を DLL 回路 11 に入力し、DLL 回路 11 はこの干渉成分 IS を除去して DLL 制御する。しかし、パス間遅延時間差が大きく、スイッチ開閉信号 SC01 がローレベルであれば $(T_1 - T_0 + T_c/2 > T_s)$ 、乗算器 23 は干渉信号 $IS = 0$ とする。この結果、DLL 回路 11 は、干渉成分を除去しないで DLL 制御を行なう。又、パス間遅延時間差が小さく、スイッチ開閉信号 SC02 がハイレベルであれば $(T_1 - T_0 - T_c/2 < T_s)$ 、乗算器 24 は干渉信号 $IS = g(T_1 - T_0 - T_c/2)$ を DLL 回路 11 に入力し、DLL 回路 11 はこの干渉成分 IS を除去して DLL 制御する。しかし、パス間遅延時間差が大きく、スイッチ開閉信号 SC02 がローレベルであれば $(T_1 - T_0 - T_c/2 > T_s)$ 、乗算器 24 は干渉信号 $IS = 0$ とする。この結果、DLL 回路 11 は、干渉成分を除去しないで DLL 制御を行なう。以上では、着目パスに干渉するパスが 1 つの場合であるが、干渉するパスが複数存在する場合にも同様に制御することができる。

以上より、第 3 実施例によれば干渉成分が大きいきのみ該干渉成分を除去して正しい同期追跡が可能になる。

【0033】

(e) 第4実施例

マルチパス環境では、各遅延波の位相は異なる。そこで、early、lateの両タイミングの各逆拡散信号から干渉信号を除去して得られる信号の差をとり、チャンネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにDLL制御すれば、精度の高い同期追跡を実現できる。

図11はかかる第4実施例の同期追跡回路の構成図であり、図6の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。第2実施例と異なる点は、干渉信号が除去された逆拡散信号の位相をチャンネル推定値を用いて回転し、位相回転により得られた信号の正負により位相制御信号PCSを出力する点である。

演算器11mは、干渉除去部11e、11fで干渉信号が除去された early timing, late timingの逆拡散信号の差を複素演算して出力する。位相回転部11nはチャンネル推定部13から出力するチャンネル推定値 I_t, Q_t を用いて演算器11mから出力する複素信号の位相を回転する。正負判定部11jは位相回転により得られた複素信号のI成分の正負に基づいて位相制御信号PCSを出力する。

第4実施例によれば、チャンネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにしたから精度の高い同期追跡が可能となる。

【0034】

・付記

(付記1) 受信側の拡散符号列の位相を送信側の拡散符号列の位相に同期して追跡させる同期追跡回路において、

同期追跡をDLL(Delay Locked Loop)制御により行なうDLL回路、マルチパスのうち所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を推定する干渉成分推定部、

を備え、DLL回路は他パスからの干渉成分を除去して受信側逆拡散符号列の位相を送信側拡散符号列の位相に同期して追跡させるDLL制御を実行する、

ことを特徴とするスペクトラム拡散方式における同期追跡回路。

【0035】

(付記2) 前記干渉成分推定部は、他パスから着目パスへの干渉成分を、他パスのチャンネル推定値と、他パスと着目パスのパス間遅延時間差と、送受信機全体のインパルス応答に基づいて推定する、

ことを特徴とする付記1記載の同期追跡回路。

【0036】

(付記3) 前記DLL回路は、

受信信号を受信側逆拡散符号列で逆拡散する逆拡散部、

逆拡散信号から前記干渉成分を除去する干渉成分除去部、

干渉成分を除去した逆拡散信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生する位相制御信号発生部、

を備えたことを特徴とする付記1記載の同期追跡回路。

【0037】

(付記4) 前記DLL回路は、他パスと着目パスのパス間遅延時間差が閾値以下の他パスからの干渉成分のみを除去する、

ことを特徴とする付記1記載の同期追跡回路。

【0038】

(付記5) インパルス応答値を離散的に記憶し、パス間遅延差に応じたインパルス応答値を出力するインパルス応答発生部を備え、

該インパルス応答発生部は、インパルス応答値をピーク値の 2^n 分の1(n は正整数)で近似して該 n を離散的に記憶する記憶部と、パス間遅延差に応じた時刻の n を求め、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算する演算部、

を有することを特徴とする付記2記載の同期追跡回路。

【0039】

10

20

30

40

50

(付記6) 前記逆拡散部は、送信側拡散符号列のタイミングより所定位相進んだタイミングおよび所定位相遅れたタイミングで逆拡散して逆拡散信号を発生し、前記干渉成分除去部は、各逆拡散信号より干渉成分を除去し、前記位相制御信号発生部は、干渉成分が除去された各逆拡散信号の電力を求め、電力差に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生することを特徴とする付記3記載の同期追跡回路。

【0040】

(付記7) 前記逆拡散部は、送信側拡散符号列のタイミングより所定位相進んだタイミングおよび所定位相遅れたタイミングで逆拡散して逆拡散信号を発生し、前記干渉成分除去部は、各逆拡散信号より干渉成分を除去し、前記位相制御信号発生部は、干渉成分が除去された各逆拡散信号の差信号を着目パスのチャンネル推定値で位相回転し、位相回転により得られた信号に基づいて受信側逆拡散符号列の位相を制御する信号を発生することを特徴とする付記3記載の同期追跡回路。

以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【0041】

【発明の効果】

以上本発明によれば、マルチパス環境において所定の着目パスに対する他パスからの干渉成分を除去してDLL制御するため、正しい同期追跡ができる。

又、本発明によれば、1 他パスのチャンネル推定値、2 他パスと着目パスのパス間遅延時間差、3 送受信機全体のインパルス応答とに基づいて、正しく干渉成分を推定してその影響を除去できる。

又、本発明によれば、インパルス応答値をピーク値の 2^{-n} 分の1 (n は正整数)で近似して該 n を離散的に記憶し、ピーク値を n ビットシフトしてインパルス応答値を演算するようにしたから、インパルス応答発生部のメモリ量を削減できる。

又、本発明によれば、チャンネル推定値を用いて位相回転し、その信号の符号の正負で進み遅れを判定するようにしたから精度の高い同期追跡ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の概略構成図である。

【図2】インパルス応答波形図である。

【図3】本発明の同期追跡回路の第1実施例である。

【図4】パイロットシンボルの位相回転説明図である。

【図5】チャンネル推定部の構成図である。

【図6】本発明の同期追跡回路の第2実施例である。

【図7】干渉成分説明図である。

【図8】別のインパルス応答発生原理説明図である。

【図9】別のインパルス応答発生部の構成図である。

【図10】本発明の同期追跡回路の第3実施例である。

【図11】本発明の同期追跡回路の第4実施例である。

【図12】CDMA受信機の構成図である。

【図13】従来のDLL回路の構成図である。

【図14】従来のDLL回路の別の構成図である。

【図15】DLL制御のSカーブ説明図である。

【図16】Iチャンネル、Qチャンネルを考慮したDLL回路の構成図である。

【図17】図16を簡略表現したDLL回路の構成図である。

【図18】パス間干渉がない場合のSカーブ説明図である。

【図19】パス間干渉がある場合のSカーブ説明図である。

【符号の説明】

11・・・DLL回路

11e・・・干渉除去部

10

20

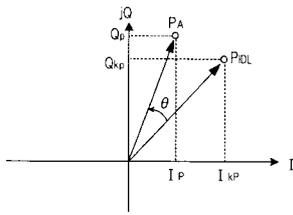
30

40

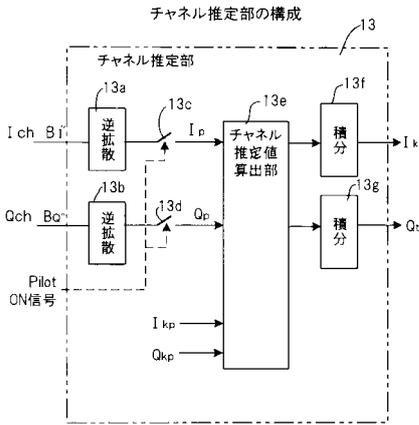
50

【図4】

パイロットシンボルの位相回転説明図

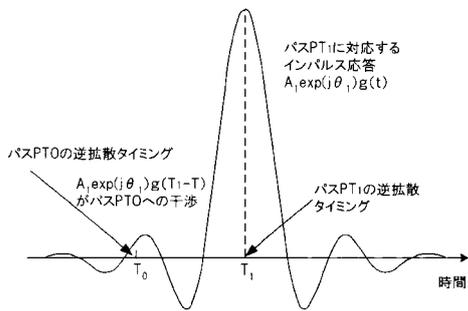


【図5】



【図7】

干渉成分説明図

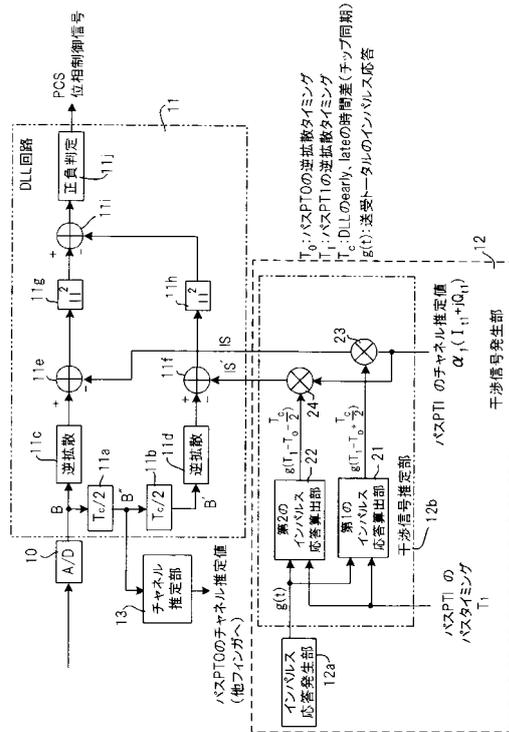


- A_1 : バスPT1の逆拡散タイミング(上図に一意に決まる)
- A_0 : バスPT0の逆拡散タイミング(上図の任意の点に仮定)
- $A_1 \exp(j \theta_1)$: バスPT1の伝搬路の係数

バスPT1からバスPT0への干渉が $A_0 \exp(j \theta_0) g(T_1 - T_0)$

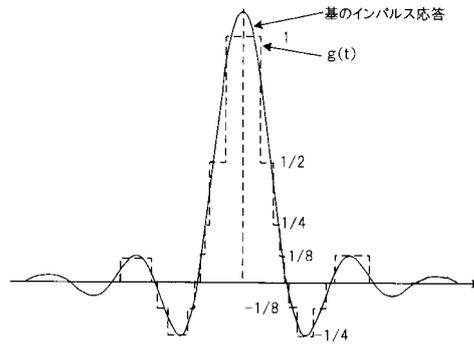
【図6】

本発明の同期追跡回路の第2実施例(干渉バスが1個の場合)



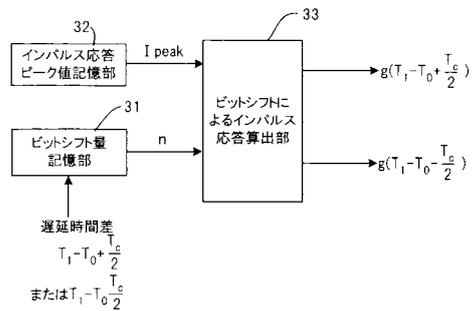
【図8】

別のインパルス応答発生原理図



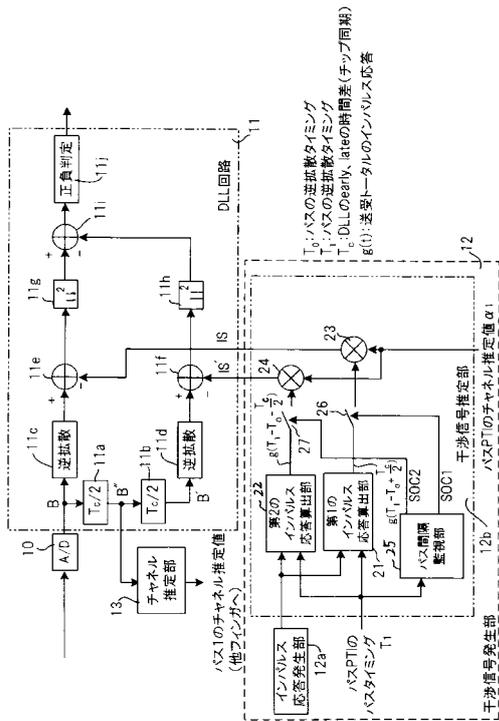
【図9】

別のインパルス応答発生部の構成



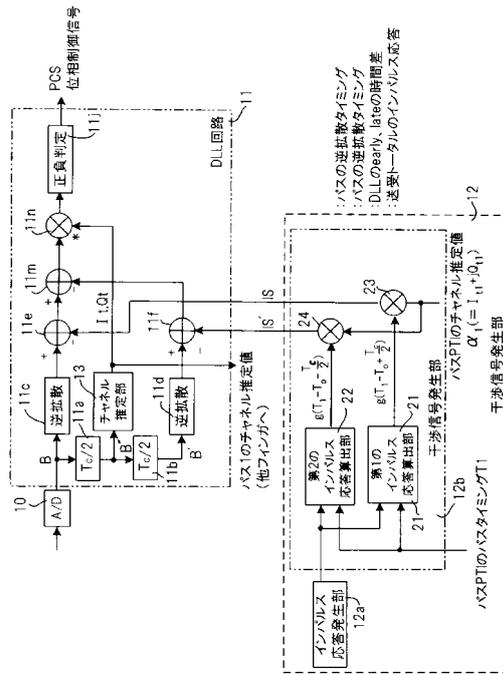
【図10】

本発明の同期追跡回路の第3実施例



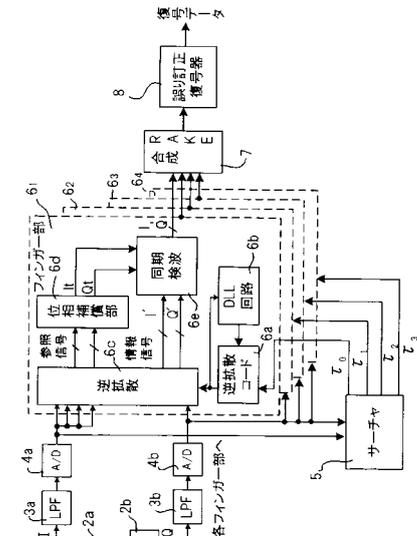
【図11】

本発明の同期追跡回路の第4実施例



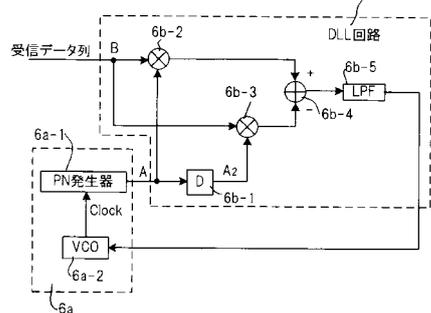
【図12】

CDMA受信機の構成図



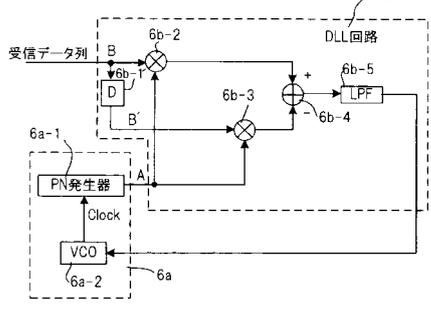
【図13】

従来のDLL回路の構成図

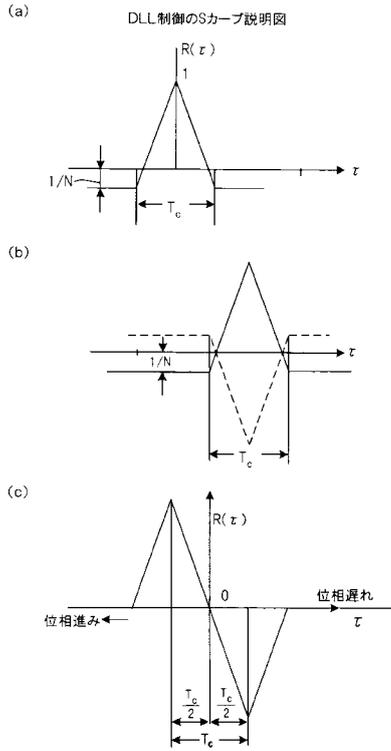


【図14】

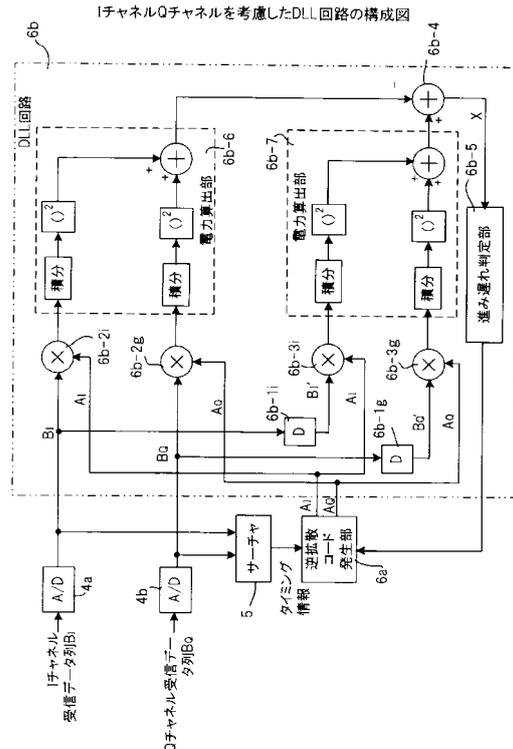
従来のDLL回路の別の構成図



【図15】

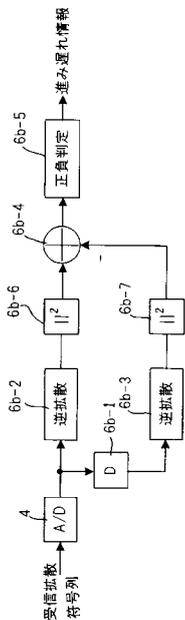


【図16】



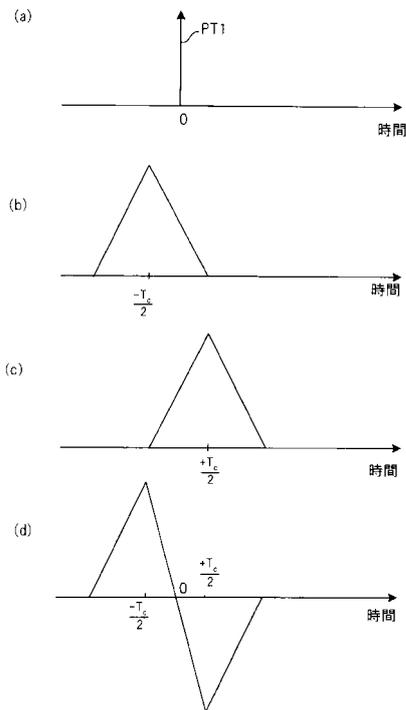
【図17】

図16を簡略表現したDLL回路の構成図

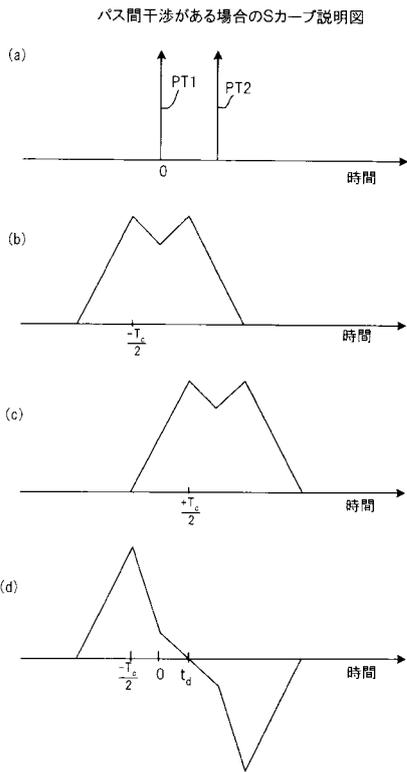


【図18】

パス間干渉がない場合のSカーブ説明図



【 図 19 】



フロントページの続き

審査官 富澤 哲生

(56)参考文献 国際公開第97/040398(WO, A1)
特許第2778498(JP, B2)
国際公開第00/016494(WO, A1)
特開2000-101480(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 1/69 - 1/713
H04J 13/00 - 13/06