

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3926366号  
(P3926366)

(45) 発行日 平成19年6月6日(2007.6.6)

(24) 登録日 平成19年3月9日(2007.3.9)

(51) Int. Cl. F I  
 HO 4 B 1/707 (2006.01) HO 4 J 13/00 D  
 HO 4 J 13/04 (2006.01) HO 4 J 13/00 G

請求項の数 10 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2004-535849 (P2004-535849)	(73) 特許権者	000005223
(86) (22) 出願日	平成14年9月13日(2002.9.13)		富士通株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2002/009414		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(87) 国際公開番号	W02004/025860	(74) 代理人	100094514
(87) 国際公開日	平成16年3月25日(2004.3.25)		弁理士 林 恒徳
審査請求日	平成16年9月29日(2004.9.29)	(74) 代理人	100094525
			弁理士 土井 健二
		(72) 発明者	長谷川 剛
			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	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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散レイク受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

3以上のNパスの直接スペクトラム拡散信号の受信時に、前記Nパスのそれぞれの受信タイミング $t_i$  ( $i = 1 \sim N$ )を検出するタイミング検出手段と、前記タイミング検出手段により検出される受信タイミングに基づき逆拡散のタイミングを設定する逆拡散タイミング設定手段と、前記逆拡散タイミング設定手段により設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器と、前記複数の相関器の出力を合成する信号合成手段を有し、スペクトラム拡散通信システムで使用されるレイク受信機であって、

前記逆拡散タイミング設定手段が、

前記タイミング検出手段により検出される受信タイミング $t_i$  ( $i = 1 \sim N$ )からi番目のパスの逆拡散値に入る、j番目 ( $j = 1 \sim N, j \neq i$ )のパスからの、干渉と相関を有する逆拡散値が得られるタイミング $t_{i,j,k}$  ( $k = 1 \sim N, k \neq j$ )を、前記逆拡散のタイミングとして設定し、

前記タイミング $t_{i,j,k}$ は、i番目のパスにj番目のパスが与える干渉をk番目のパスで再生するタイミングであり、 $t_{i,j,k} = t_i - t_j + t_k$ で与えられる、

ことを特徴とするレイク受信機。

【請求項2】

請求項1において、

更に、前記相関器と信号合成手段との間に、

10

20

パス  $k$  ( $k \neq j$ ) の、タイミング  $t_{i,j,k}$  で逆拡散により得られる信号であるマルチパス干渉信号 ( $mics(i, j, k)$ ) を式 (1) により合成し、

【数 1】

$$MICS(i, j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i, j, k)$$

・・・式 (1)

前記合成により得られる前記干渉  $MICS(i, j)$  を、 $i$  番目のパスのタイミングで逆拡散した信号

$$x_i (= \alpha_i S + \sum_{j \neq i} \alpha_j I_{i,j})$$

10

、(但し、 $S$  は希望信号、 $\alpha_j$  はチャネル推定値であり、 $I_{i,j}$  は  $X_i$  に含まれるパス  $j$  による干渉成分)、から減ずる回路を有し、

前記マルチパス干渉信号 ( $mics(i, j, k)$ ) を合成する際、前記式 (1) の係数  $r_{i,j}$ 、 $r'_k$  をそれぞれ式 (2)、式 (3) により求め、

【数 2】

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j I^2}{(I/N)_j + 1}$$

20

・・・式 (2)

【数 3】

$$r'_k = \frac{\alpha_k^*}{\sum_{l \neq k} |\alpha_l|^2 I^2 + n^2}$$

・・・式 (3)

(但し、 $(I/N)_j$  は再生しようとする干渉とそれ以外の電力の比、 $n^2$  は雑音電力)

30

最大比合成により合成する、  
ことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 3】

請求項 1 において、

更に、前記相関器と信号合成手段との間に、

パス  $k$  ( $k \neq j$ ) の、タイミング  $t_{i,j,k}$  で逆拡散により得られる信号であるマルチパス干渉信号 ( $mics(i, j, k)$ ) を式 (1) により合成し、

【数 1】

$$MICS(i, j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i, j, k)$$

40

・・・式 (1)

前記合成により得られる前記干渉  $MICS(i, j)$  を、 $i$  番目のパスのタイミングで逆拡散した信号

$$x_i (= \alpha_i S + \sum_{j \neq i} \alpha_j I_{i,j})$$

(但し、 $S$  は希望信号、 $\alpha_j$  はチャネル推定値であり、 $I_{i,j}$  は  $X_i$  に含まれるパス  $j$  による干渉成分)、から減ずる回路を有し、

前記マルチパス干渉信号 ( $mics(i, j, k)$ ) を合成する際、前記マルチパス干渉信号 ( $mics(i$

50

$(i, j, k)$  の雑音を一定として近似し、前記式 (1) の係数  $r_{i,j}, r'_k$  を式 (4)、式 (5) により求め、

【数 4】

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j (I/N)_j}{\left( \sum_{k \neq j} |\alpha_k|^2 \right) (I/N)_j + 1}$$

・・・式 (4)

【数 5】

$$r'_k = \alpha_k^*$$

・・・式 (5)

(但し、 $(I/N)_j$  は再生しようとする干渉とそれ以外の電力の比)

最大比合成により合成することを特徴とするレイク受信機。

【請求項 4】

請求項 2 乃至 4 のいずれかにおいて、

更に前記干渉 MICS(i, j) を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスを選択する回路を有し、

前記選択されたパスに対して、前記マルチパス干渉信号(mics(i, j, k))の合成、及び前記干渉 MICS(i, j) を減ずる処理を行うことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 5】

請求項 2 又は 3 において、

前記干渉 MICS(i, j) を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパス i を選択して、前記選択されたパスに対してのみ備えられることを特徴とするレイク受信機。

【請求項 6】

請求項 2 ~ 5 のいずれかにおいて、

前記逆拡散タイミング設定手段により、前記逆拡散のタイミング  $t_{i,j,k}$  と、受信タイミング  $t_i$  の一致を検知し、一致が検知されたパスに対して前記マルチパス干渉信号(mics(i, j, k))の合成、及び前記干渉 MICS(i, j) を減ずる処理を行わないことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 7】

請求項 2 ~ 5 のいずれかにおいて、

更に、前記干渉 MICS(i, j) を減ずる回路と信号合成手段との間にレベル補償回路を設け、前記レベル補償回路で前記干渉 MICS(i, j) を減ずる回路における干渉低減後の信号の大きさを補正して、雑音の大きさを一定とすることを特徴とするレイク受信機。

【請求項 8】

請求項 1 において、

更に、前記相関器の前段に、

パス  $k$  ( $k \neq j$ ) の、タイミング  $t_{i,j,k}$  で逆拡散により得られる信号であるマルチパス干渉信号(mics(i, j, k))を式 (1) により合成し、

【数 1】

$$MICS(i, j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i, j, k)$$

・・・式 (1)

前記合成により得られる前記干渉 MICS(i, j) を、i 番目のパスのタイミングで逆拡散した信号

$$x_i (= \alpha_i S + \sum_{j \neq i} \alpha_j I_{i,j})$$

(但し、 $S$  は希望信号、 $\alpha_j$  はチャネル推定値であり、 $I_{i,j}$  は  $X_i$  に含まれるパス  $j$  による干渉成分)、から減ずる回路を有し、

前記マルチパス干渉信号 ( $\text{mics}(i,j,k)$ ) を合成する際、前記式 (1) の係数  $r_{i,j}, r'_k$  をそれぞれ式 (2)、式 (3) により求め、

【数 2】

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j I^2}{(I/N)_j + 1}$$

10

・・・式 (2)

【数 3】

$$r'_k = \frac{\alpha_k^*}{\sum_{l \neq k} |\alpha_l|^2 I^2 + n^2}$$

・・・式 (3)

20

(但し、 $(I/N)_j$  は再生しようとする干渉とそれ以外の電力の比、 $n^2$  は雑音電力) 最大比合成により合成する、

ことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 9】

請求項 8 において、

更に前記干渉  $\text{MICS}(i,j)$  を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスを選択する回路を有し、

前記選択されたパスに対して、前記マルチパス干渉信号 ( $\text{mics}(i,j,k)$ ) の合成、及び前記干渉  $\text{MICS}(i,j)$  を減ずる処理を行うことを特徴とするレイク受信機。

【請求項 10】

請求項 8 において、

前記  $i$  番目のパスから前記干渉  $\text{MICS}(i,j)$  を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパス  $i$  を選択して、前記選択されたパスに対して備えられることを特徴とするレイク受信機。

【発明の詳細な説明】

発明の背景

【技術分野】

本発明はスペクトラム拡散方式に係り、更に詳しくはマルチパス環境での受信ダイバーシティ方式として、伝搬路の多重反射により様々な遅延時間差を有してアンテナに到来する信号の時間領域での最大比合成を行うレイク受信機に関する。

【背景技術】

スペクトラム拡散、またはスペクトル拡散通信方式は移動体通信の最も基本的な技術として広範囲に利用されている。スペクトラム拡散通信の最も単純なモデルとしての直接拡散 (DS) 方式では送るべき情報信号の周期  $T$  に対して、その  $1/100$  から  $1/1000$  程度のチップ幅  $T_c$  を持つ PN 信号を拡散信号として変調、すなわち乗算してスペクトルを広げて受信側に送信する。

受信側では雑音に埋もれた信号から、逆拡散によって信号成分を検出する。逆拡散とは、基本的に受信信号中の PN 信号と同じ位相の同一 PN 信号を受信信号に乗じて、復調を行うことである。

しかしながら直接波の他に多くの反射波が存在するようなマルチパス環境においては、様々な遅延時間差をもって受信される信号を適切に合成することによって、正しい信号成

50

分を検出する必要がある。

このような従来技術の1つとして、レイク(Rake)方式がある。レイクとは英語“くまで”の意味であり、レイク方式は“くまで”のように伝送路の遅延分散により分散した信号パワーを1つに集めて最大比合成を行うダイバーシティ方式である。

従来のレイク受信機では、既知の信号を用いてマルチパスが到着する複数のパスタイミングを見つけ、このタイミングを復調器に知らせて、復調器ではこのタイミングで逆拡散を行い、マルチパスの信号を合成することにより、希望信号を復調している。

図1は、例えば移動通信端末としてのレイク受信機の全体構成例を示すブロック図である。同図において受信機はアンテナ100、無線受信部101、A/D変換部102、複数のマルチパスのタイミングを検出するサーチャ103、サーチャ103によって検出された複数のパスのタイミングに対応して複数パスに対する逆拡散を行う逆拡散タイミング生成及び逆拡散部104を有する。

10

さらに、逆拡散タイミング生成及び逆拡散部104により得られた複数パスの信号を合成する信号合成部105、信号合成部105の出力を受けてディスプレイやスピーカなどに受信信号を出力するチャンネルコーディックなどの信号処理部106、複数パスの受信信号のレベルを測定し、前記信号合成部105に信頼度情報や信号レベル情報を与え、また基地局への送信電力制御情報を送信部108に与えるレベル測定部107を有する。

送信部108は、レベル測定部107からの制御情報に対応して、キーボードやマイクからの入力をデュープレクサ109を通してアンテナ100から送信する。

図2は、図1における逆拡散タイミング生成及び逆拡散部104即ち、信号復調部の詳細構成ブロック図である。同図において、信号復調部は拡散符号発生器110、複数の遅延制御部111-1~111-n及び、対応する複数の相関器112-1~112-nによって構成されている。

20

拡散符号発生器110は逆拡散のための符号を発生し、複数の遅延制御部111-1~111-nはサーチャ103によって検出されたマルチパスのタイミング $t_1 \sim t_N$ のそれぞれに対応する複数の相関器112-1~112-nの遅延動作を制御する。各相関器112-1~112-nは対応する遅延制御部111-1~111-nによって制御される逆拡散タイミングに対応してA/D変換部102からの受信信号に対する逆拡散を行う。

これにより、相関器112-1~112-nは、それぞれ逆拡散信号1~逆拡散信号Nを信号合成部105に与え、信号合成部105はそれらの信号を合成して復調信号を出力する。

30

かかる逆拡散信号にはそれぞれのマルチパスの伝搬路係数に対応するチャンネル推定用信号も含まれる。

以上のように、例えば図2においてはマルチパスの各パスのタイミングそのものを用いて逆拡散が行われる。あるタイミングで逆拡散をした場合には、そのタイミング以外のパスに対応する信号は全て干渉となる。特にCDMA方式の基地局からの下りリンクで複数のチャンネルに対して直交拡散符号を用いているような場合には、マルチパス干渉のために受信特性が劣化するという問題が存在した。

かかる点に鑑み、本発明者は、特許出願2001-332510号により、マルチパス環境でスペクトラム拡散方式を用いる場合に、マルチパス干渉を抑圧できるレイク受信機を先に提案した。

40

ここで、かかる先に提案したレイク受信機の概略構成を説明する。図3は、先に提案したマルチパス環境でスペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機の原理構成ブロック図である。

図3において、パスタイミング検出手段1は、例えば図1、図2のパスサーチャ103に相当するものであり、マルチパスのパスタイミング、例えばN個のパスのタイミングを検出する。

逆拡散タイミング設定手段2は、検出されたパスのタイミングを逆拡散のタイミング即ち、逆拡散符号を乗算して拡散符号化信号を復号するタイミングとして設定する。同時に

50

、任意の2つのパスのタイミングの遅延時間分だけ、当該2つのパスのうち一方のパスのタイミングを中心として、他方のパスのタイミングと時間軸上で対称の位置にある2つのタイミングを逆拡散のタイミングとするように、2つのパスの組み合わせの全てに対して設定する。

複数の相関器3-1~3-nは、設定された各タイミングに対応して送信側から送られた信号の、例えばA/D変換結果の信号の逆拡散信号をそれぞれ求める。信号合成手段4は複数の相関器3-1~3-nの出力を合成し、復調信号を出力する。

このように、先の出願で提案した発明においては、選択した2つのパス情報のみを使って再生したマルチパス干渉相関信号(MICS)を使って、希望信号に含まれる干渉成分を低減している。

10

#### 発明の概要

しかし、上記のように先願発明では、干渉成分を再生する際に選択した2パスのみの情報しか利用していなかったために、パス数の増加に伴って、干渉成分低減の効果が少なくなっていくという欠点が認められる。即ち、着目した2パス以外のパスに含まれているはずの情報を有効に利用できていない。

したがって、本発明の目的はかかる先願発明の不都合を改善し得るスペクトラム拡散レイク受信機を提供することにある。

そして、かかる本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第1の態様は、スペクトラム拡散通信システムを構成するスペクトラム拡散レイク受信機において、Nパスの直接スペクトラム拡散信号の受信時に、前記Nパスのそれぞれの受信タイミング $t_i$  ( $i=1\sim N$ )を検出するタイミング検出手段と、前記タイミング検出手段により検出される受信タイミング $t_i$  ( $i=1\sim N$ )から得られるタイミング $t_{i,j,k}$ を逆拡散のタイミングとして設定する逆拡散タイミング設定手段と、前記逆拡散タイミング設定手段により設定された各タイミングに対応して受信信号の逆拡散信号をそれぞれ求める複数の相関器と、前記複数の相関器の出力を合成する信号合成手段とを有することを特徴とする。

20

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第2の態様は、第1の態様において、更に、前記相関器と信号合成手段との間に、パス $k$  ( $k\neq j$ )のマルチパス干渉信号( $mics(i,j,k)$ )を式(1)により合成して

$$MICS(i,j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i,j,k) \quad \dots \text{式(1)}$$

30

パス $i$ に、パス $j$ から入る干渉 $I_{i,j}$ を再生し、 $i$ 番目のパスから前記干渉MICS( $i,j$ )を減ずる回路を有することを特徴とする。

さらに、上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第3の態様は、第2の態様において、前記マルチパス干渉信号( $mics(i,j,k)$ )を合成する際、前記式(1)の係数 $r_{i,j}$ 、 $r'_k$ を式(2)、式(3)により求め、  
として、

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j I^2}{(I/N)_j + 1} \quad \dots \text{式(2)}$$

40

$$r'_k = \frac{\alpha_k^*}{\sum_{l \neq k} |\alpha_l|^2 I^2 + n^2} \quad \dots \text{式(3)}$$

最大比合成により合成することを特徴とする。

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第4の態様は、第2の態様において、前記マルチパス干渉信号( $mics(i,j,k)$ )を合成する際、前記マルチパス干渉信号( $mics(i,j,k)$ )の雑音を一定として近似し、前記式(1)の係数 $r_{i,j}$ 、 $r'_k$ を式(4)、式(5)により求め、

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j (I/N)_j}{\left( \sum_{k \neq j} |\alpha_k|^2 \right) (I/N)_j + 1} \quad \dots \text{式 (4)}$$

$$r'_k = \alpha_k^* \quad \dots \text{式 (5)}$$

最大比合成により合成することを特徴とする。

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第5の態様は、第2乃至4の態様のいずれかにおいて、更に前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスを選択する回路を有し、前記選択されたパスに対して、前記マルチパス干渉信号(mics(i, j, k))の合成、及び前記干渉MICS(i, j)を減ずる処理を行うことを特徴とする。

10

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第6の態様は、第2の態様において、前記i番目のパスから前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスiを選択して、前記選択されたパスの数に対してのみ備えられることを特徴とする。

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第7の態様は、第2乃至6のいずれかの態様において、前記逆拡散タイミング設定手段により、前記逆拡散のタイミング $t_{i,j,k}$ と、受信タイミング $t_i$ の一致を検知し、一致が検知されたパスに対して前記マルチパス干渉信号(mics(i, j, k))の合成、及び前記干渉MICS(i, j)を減ずる処理を行わないことを特徴とする。

20

上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第8の態様は、第2乃至6のいずれかの態様において、更に、前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路と信号合成手段との間にレベル補償回路を設け、前記レベル補償回路で前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路における干渉低減後の信号の大きさを補正して、雑音の大きさを一定とすることを特徴とする。

さらに、上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第9の態様は、第1の態様において、更に、前記相関器の前段に、パスk(k≠j)のマルチパス干渉信号(mics(i, j, k))を式(1)により合成して

$$MICS(i, j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i, j, k) \quad \dots \text{式 (1)}$$

30

干渉MICS(i, j)  $I_{i,j}$ を再生し、i番目のパスから前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路を有することを特徴とする。

また、上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第10の態様は、第9の態様において、更に前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスを選択する回路を有し、前記選択されたパスに対して、前記マルチパス干渉信号(mics(i, j, k))の合成、及び前記干渉MICS(i, j)を減ずる処理を行うことを特徴とする。

さらにまた、上記本発明の目的を達成するスペクトラム拡散レイク受信機の第11の態様は、第9の態様において、前記i番目のパスから前記干渉MICS(i, j)を減ずる回路は、電力の大きな複数個のパスiを選択して、前記選択されたパスの数に対してのみ備えられることを特徴とする。

40

本発明の特徴は、以下の図面に従い説明される発明の実施の形態例から更に明らかになる。

#### 【図面の簡単な説明】

図1は、移動通信端末としてのレイク受信機の全体構成例を示すブロック図である。

図2は、図1における逆拡散タイミング生成及び逆拡散部104即ち、信号復調部の詳細構成ブロック図である。

図3は、先に提案したマルチパス環境でスペクトラム拡散通信システムを構成するレイク受信機の原理構成ブロック図である。

50

図4は、CDMA（符号拡散多重アクセス）移動端末で受信される2パスの信号のタイミングを示す図である。

図5は、Nパス信号と、パスiに含まれるパスjの干渉の低減に利用できる複数のマルチパス干渉相関タイミング（MICTs）を示す図である。

図6は、本発明を適用するCDMA受信機の構成例を示す図である。

図7は、図6における合成部27の構成例を示す図である。

図8は、本発明の他の実施の形態例を示す図である。

図9は、マルチパス干渉低減処理回路28の詳細構成を示す図である。

図10は、MICS部280-1~280-Nの詳細を280-iを代表として示す図である。

図11は、MRC128の構成例を示す図である。

図12は、MICS部280-iの他の構成例を示す図である。

図13は、実施の形態例として、MIXR回路28の前段にセクタ回路31を設けている構成を示す図である。

図14は、MICS部280-iの更に他の構成例を示す図である。

図15は、MIXR部28と後段のレイク合成部27との間にレベル訂正部32を設ける構成を示す図である。

図16は、本発明の更に他の実施の形態例を示す図である。

図17は、図16の構成において、MIXR部28を構成するMICS部280-iの構成を示す図である。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

ここで、本発明の実施の形態例の説明先立って、本発明の正しい理解のために先に説明した、本発明者による先願発明の原理について更に説明する。

マルチパスの信号をあるタイミングで逆拡散する時、干渉を生ずるパスの信号は、逆拡散信号の相互相関値と伝搬路の減衰係数などで決定される。逆拡散信号の相関値は、パスを經由して到着した信号のタイミングと、逆拡散のタイミングとの間の遅延で決まる定数となる。

図4にCDMA（符号拡散多重アクセス）移動端末で受信される2パスの信号のタイミングを示す。図中、 $\cdot \cdot \cdot YZABCD \cdot \cdot \cdot$ は、各パスの信号タイミングを表すラベルであり、Aが正しい逆拡散タイミングであるとする。パス1とパス2のチャンネルをそれぞれ $x_1$ 、 $x_2$ とし、逆拡散タイミングを $t_1$ 、 $t_2$ 、そのタイミングで逆拡散した信号を $x_1$ 、 $x_2$ と表記する。

ここで、特別なタイミング $t_0 = t_1 - (t_2 - t_1)$ を定め、タイミング $t_0$ で逆拡散した信号を $x_0$ とすると、 $x_1$ 、 $x_0$ は、それぞれ次のように表記できる。

$$x_1 = \alpha_1 S + \alpha_2 I_z + n_1$$

$$x_0 = \alpha_1 I_z + \alpha_2 I_y + n_0$$

$x_1$  Sはパス1をAから逆拡散した希望信号であり、 $x_2$   $I_z$ はパス2をZから逆拡散した干渉である。更に、 $x_2$   $I_y$ は、パス2をYから逆拡散した信号、 $n_1$ 、 $n_0$ はそれぞれの雑音である。

上記の信号 $x_0$ は、受信信号Sの得られないタイミングで逆拡散したものであるが、その中に $x_1$   $I_z$ が含まれている。すなわち、 $x_1$ の干渉成分 $x_2$   $I_z$ と相関を有していることがわかる。かかる意味から、 $x_0$ のような信号をパス1のパス2に対するマルチパス干渉相関信号（MICS：Multipath Interference Correlative Signal）と呼び、 $t_0$ のようなタイミングをパス1のパス2に対するマルチパス干渉相関タイミング（MICT：Multipath Interference Correlative Timing）と呼ぶ。

$x_0$ が $x_1$ の干渉成分と相関を持つために $x_1$ から $x_0$ に適切な係数rをかけて減ずることにより、 $x_1$ の干渉成分を減らすことができる。

なお、ここで注意すべきは、 $x_1$ に含まれる $I_z$ を全て消すように係数rを決めると、

10

20

30

40

50

$x_0$  に含まれる別の干渉成分  $I_Y$  が增大する。このために却って干渉全体の大きさが増えてしまうことがある。したがって、最適な係数  $r$  は、元の干渉  $I_Z$  も残しつつ干渉全体の電力が最小になるように決めた係数とすることが必要である。

以上説明した先願発明においては、干渉成分を再生する際に選択した 2 パスのみの情報を利用している。したがって、着目した 2 パス以外のパスに含まれる情報を有効に利用し得ないものである。このために干渉成分減少効果が小さいものとなる。

したがって、本発明はかかる先願発明の欠点を解消するものであり、干渉成分を再生するために、干渉源を除く全てのパスを使うことで干渉再生精度を高めるものである。かかる本発明の原理について、以下に説明する。

図 5 に  $N$  パス信号と、パス  $i$  に含まれるパス  $j$  の干渉の低減に利用できる複数のマルチパス干渉相関タイミング (M I C T s) を示す。パス  $i$  のタイミングで逆拡散した信号は次のように表される。

$$x_i = \alpha_i S + \sum_{j \neq i} \alpha_j I_{i,j}$$

ここで、 $S$  は希望信号、 $I_{i,j}$  は  $x_i$  に含まれるパス  $j$  による干渉成分である。図 5 中、タイミング  $t_{i,j,i}$  は先願において使用したマルチパス干渉相関タイミング (M I C T) である。パス  $i$  とパス  $j$  の時間差分  $t$  だけ  $t_i$  からシフトしたタイミングである。このタイミング  $t_{i,j,i}$  で逆拡散を行なうことにより、 $I_{i,j}$  と相関のある信号を得ることができる。

ここで、パス  $i$  と  $j$  以外のパスについても着目すると、それぞれのパスから  $t$  シフトさせたタイミング  $t_{i,j,k}$  ( $k$  は  $j$  を除く  $1 \sim N$ ) で逆拡散することにより、タイミング  $t_{i,j,i}$  と同様に  $I_{i,j}$  と相関のある信号が得られる。 $t_{i,j,k}$  と、 $t_{i,j,i}$  で逆拡散した信号は次のように表される。

$$m_{i,j,k} = \sum_l \alpha_l I_{i,j,k,l} + n_{i,j,k} = \alpha_k I_{i,j} + \sum_{l \neq k} \alpha_l I_{i,j,k,l} + n_{i,j,k}$$

ここで、 $I_{i,j,k,l} = I(t_i - t_j + t_k - t_l)$  で、特に  $I_{i,j,k,k} = I_{i,j}$  となる。

上記の本発明の原理に基づき、次に本発明の実施の形態例について説明する。

図 6 は、本発明を適用する C D M A 受信機の構成例である。アンテナ 20 により受信された C D M A 信号は、ダウンコンバータ 21 によりベースバンド信号に変換される。

ベースバンド信号は、A G C 増幅器 22 を通して A / D 変換器 23 に入力される。ここで、デジタル信号に変換され、パスの数  $n$  に対応する逆拡散回路部 24 - 1 ~ 24 -  $n$  及び、パスサーチ部 25 に入力される。

パスサーチ部 25 において、受信信号からマルチパスのそれぞれのパスのタイミングが得られる。このパスタイミングに基づき、次の式により逆拡散タイミング  $t_{i,j,k,n}$  が、タイミング生成回路 26 で生成される。

$$t_{i,j,k,n} = t_i - (t_j - t_k)n$$

逆拡散タイミング  $t_{i,j,k,n}$  は、それぞれ対応する逆拡散回路部 24 - 1 ~ 24 -  $n$  に送られ、それぞれのタイミングで、逆拡散処理を行う。逆拡散回路部 24 - 1 ~ 24 -  $n$  で得られた逆拡散出力は合成部 27 で合成されて逆拡散信号を得る。

図 7 は、図 6 における合成部 27 の構成例である。ここでは、実施例として M M S E 受信機の構成を示している。したがって、合成部 27 は、M M S E 係数生成部 270 を有する。

M M S E 係数生成部 270 では、受信信号の  $S / N$  を最大とする合成係数を求める。これを各フィンガー対応の乗算器 271 - 1 ~ 271 -  $n$  に係数として乗じる。更にこれら乗算器 271 - 1 ~ 271 -  $n$  の出力を加算する加算器 272 を有して構成される。これにより、加算器 272 から受信信号の  $S / N$  を最大とする出力を得ることができる。

かかる本発明を適用する図 6 の構成は、有効な逆拡散タイミングを容易に求めることが

10

20

30

40

50

できるために、少ない逆拡散フィンガーで好ましい効果を得ることができる。

図8は、本発明の他の実施の形態例である。図6の実施の形態例構成に対し、逆拡散回路部24-1~24-nとレイク合成部27の間にマルチパス干渉低減処理(MIXR: Multipath Interference Exchange reduction)回路28を設けている。このマルチパス干渉低減処理回路28により各フィンガーの干渉が低減される。

図9は、マルチパス干渉低減処理回路28の詳細構成を示す。パス*i*に含まれるパス*j*による干渉をMICS部280-1~280-Nで再生し、MICS部280-1~280-Nの全ての出力を加算器281で加算し、更に、その加算結果をパス*i*の信号から減算器282で減ずることで干渉を低減している。

上記のMICS部280-1~280-Nのそれぞれは、パス*i*に、パス*j*から入る( $j \neq i$ )の干渉を再生している。

図10にMICS部280-1~280-Nの詳細を280-*i*を代表として示す。パスサーチ部25により得られたレイクパスのタイミング情報 $t_i$ を元にタイミング生成回路26*i*でマルチパス干渉相関タイミング(MICT) $t_{i,j,k}$ を次の式により求める。

$$t_{i,j,k} = t_i - t_j + t_k \quad (k \neq j)$$

この求められたタイミング $t_{i,j,k}$ で、それぞれ対応する逆拡散回路104-*i*1~104-*i*Nで逆拡散した信号 $mics(i,j,k)$ を求め、これらをMRC部128で合成して出力する。

図11は、MRC128の構成例を示す。MRC128では、チャンネル推定部29から得られるチャンネル推定値 $\alpha_i$ ( $i = 1 \sim N$ )と、レベル測定部30から得られる雑音電力 $n^2$ に基づき係数生成部128-1で得られる適切な係数 $r_k$ を $mics(i,j,k)$ に乗算器128-2*i*で乗算し、これを加算器128-3で加算する。さらに、乗算器128-4で加算器128-3の出力に係数 $r_{i,j}$ を乗算してMICS(*i,j*)を得る。したがって、MICS(*i,j*)は次の式により表される。

$$MICS(i,j) = r_{i,j} \sum_{k \neq j} r'_k mics(i,j,k)$$

ここで、係数 $r_k$ 及び、 $r_{i,j}$ は次のように求められる。

$$r'_k = \frac{\alpha_k^*}{\sum_{l \neq k} |\alpha_l|^2 I^2 + n^2}$$

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j I^2}{(I/N)_j + 1}$$

ここで、 $(I/N)_j$ は再生しようとする干渉とそれ以外の電力の比で、次のようにして求まる。

$$(I/N)_j = \sum_{k \neq j} \frac{|\alpha_k|^2 I^2}{\sum_{l \neq k} |\alpha_l|^2 I^2 + n^2}$$

先願発明では、MICS(*i,j*)を求める際に、式3に示したように、パス*i*のみを使って次のように係数 $r_i$ 求めている。

$$MICS(i,j) = r_i mics(i,j,i)$$

$$r_i = \frac{\alpha_i^* \alpha_j I^2}{\sum |\alpha_l|^2 I^2 + n^2}$$

これに対し、本発明では、先に示したようにパス*i*以外のパスの使って合成することで、MICS(*i,j*)の精度を高め、干渉低減効果を向上させることが可能である。

10

20

30

40

50

ここで、図11のMRC部128の処理において、MICS(i, j)を求める時に、 $\text{mics}(i, j, k)$ に乘じる係数 $r_k$ を、雑音を一定と近似して次のように求める。

$$r'_k = \alpha_k^*$$

$$r_{i,j} = \frac{\alpha_j(I/N)_j}{\left(\sum_{k \neq j} |\alpha_k|^2\right)(I/N)_j + 1}$$

これにより、回路規模や処理量を削減することが可能である。

図12に、MICS部280-iの他の構成例を示す。図10との比較において、特徴としてセクタ部129を有する。セクタ部129は、チャンネル推定部29からのチャンネル推定値に基づきパスの大きさを判断し、大きなパスkについてのみ、 $\text{mics}(i, j, k)$ を求めることで性能を大きく劣化させることなく、回路規模や処理量を削減することができる。

10

なお、図12の構成例では、逆拡散回路104-ia, ibから $k = s_1, s_2$ の2つを選択している。

図8におけるMIXR回路28のMIXR処理は大きなパスに適用すると効果が大きい。図13は、実施の形態例として、MIXR回路28の前段にセクタ回路31を設けている構成を示す。セクタ部31により、チャンネル推定部29からのチャンネル推定値に基づいてパスの大きさを判断し、大きなパスに関してのみ、MIXR処理を行うように制御する。

20

MIXR処理の対象とならないパスについては、そのままレイク処理を行うように直接にレイク回路27に導くようにしている。図13の構成例では、2つのパスをMIXR処理し、その他の(N-2)パスは何もしない構成である。

図14は、MICS部280-iの更に他の構成例を示す。MIXR処理する際に、 $\text{mics}(i, j, k)$ の逆拡散タイミング $t_{i,j,k}$ が希望信号のタイミング $t_i$ と重なる場合がある。例えば、 $t_i$ が等間隔で並んでいる場合、タイミング $t_{i,j,k}$ のいずれかの $t_i$ と重なってしまうことがある。そこで、タイミング生成回路26iで、タイミング $t_{i,j,k}$ が $t_i$ と一致する場合を検出し、一致する場合の信号をスイッチ130-1~130-Nで阻止する。これにより特性劣化を防ぐことができる。

30

かかる動作に対応するように、図14の実施の形態例におけるタイミング生成部26iは、タイミング $t_{i,j,k}$ を生成するとともに、 $t_i$ との比較を行い、一致あるいは、一致に等しい近時にある場合は、該当のタイミングに対応する $\text{mics}(i, j, k)$ の出力部のスイッチ130-iを制御して、MRC部128に入力されることを阻止する。

これにより、信号と重複したタイミングの $\text{mics}(i, j, k)$ をマスクすることができる。

ここで、図8において、(1)MIXR部28の後段のレイク合成部27では各フィンガの雑音レベルがどのフィンガでも一定である。また、(2)レイク合成部27から図示しない誤り訂正部に渡されるデータは振幅が信号の尤度になっているということが処理の前提である。

40

多くの場合、レイク合成部27では誤り訂正部への適正な信号を生成するために上記のとおり、MIXR部28の後段のレイク合成部27では各フィンガの雑音レベルがどのフィンガでも一定である。しかし、各レイクフィンガに対しMIXR処理をした場合、各フィンガの干渉を含む雑音のレベルが小さくなり、どのフィンガでも同程度であった雑音電力にばらつきが生じ、その結果レイク合成や誤り訂正の効果が十分に発揮できないことが在る。

このために、図15に示す構成のように、MIXR部28と後段のレイク合成部27との間にレベル補償部32を設けることが好ましい。これにより、MIXR処理後の信号を適切に増幅して雑音電力をMIXR処理前と同様にすることができ。

図16は、本発明の更に他の実施の形態例である。図8に示す実施の形態例との比較に

50

において、M I X R部28と逆拡散回路部24の位置を逆にされていることに特徴を有する。

かかる図16の構成において、M I X R部28を構成するM I C S部280-iは図17に示す構成となる。図10との比較において、逆拡散回路104-iが遅延回路105-iに置き換えられている。

このように、M I X R部28を逆拡散回路部24の前におくことにより、回路構成を簡単化することができる。

発明の利用可能性

以上実施の形態例について説明したように、本発明の適用により、パス数の増加する場合であっても効果的な干渉雑音低減が可能である。

10

これにより、マルチパス環境での伝搬路の多重反射により様々な遅延時間差を有してアンテナに到来する信号の時間領域での効果的な最大比合成を行うレイク受信機が提供可能である。

【図1】

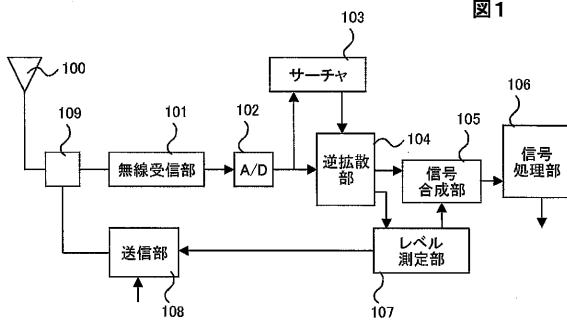


図1

【図3】

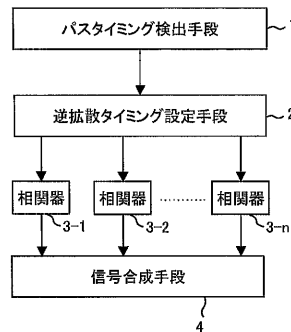


図3

【図2】

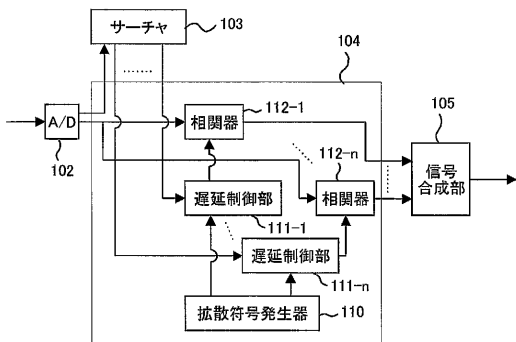


図2

【図4】

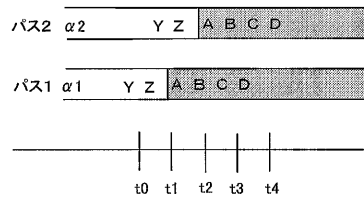


図4

【 図 5 】

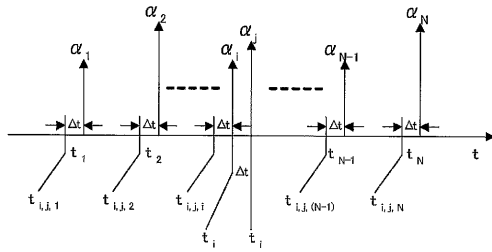


図5

【 図 6 】

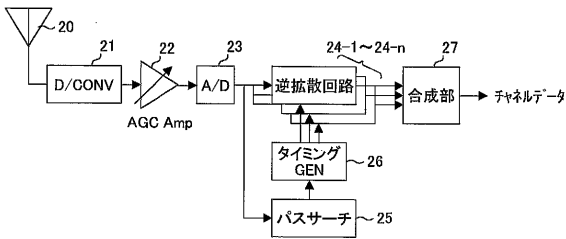


図6

【 図 7 】

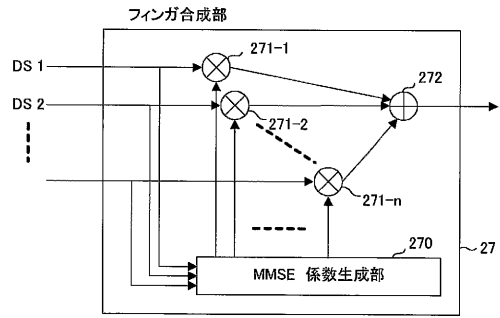


図7

【 図 8 】

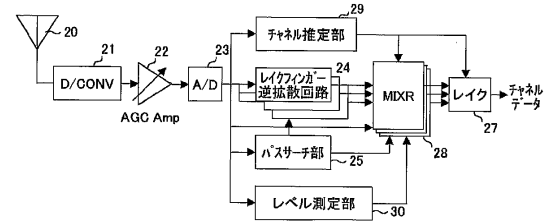


図8

【 図 9 】

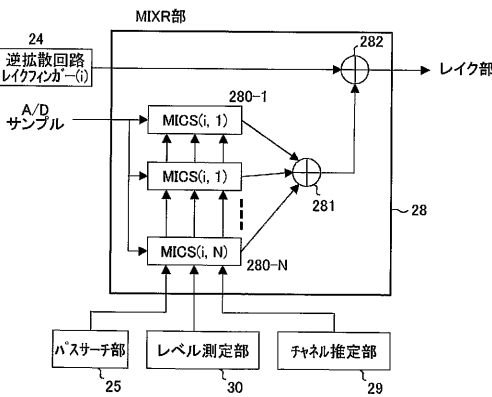


図9

【 図 1 1 】

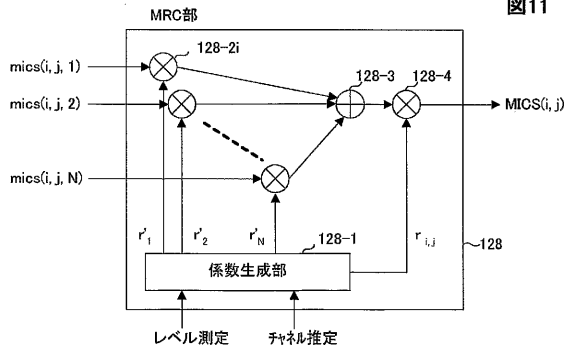


図11

【 図 1 0 】

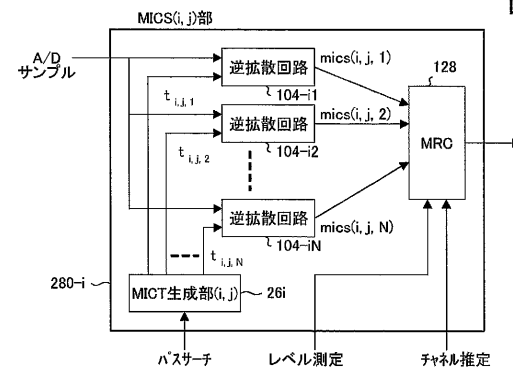


図10

【 図 1 2 】

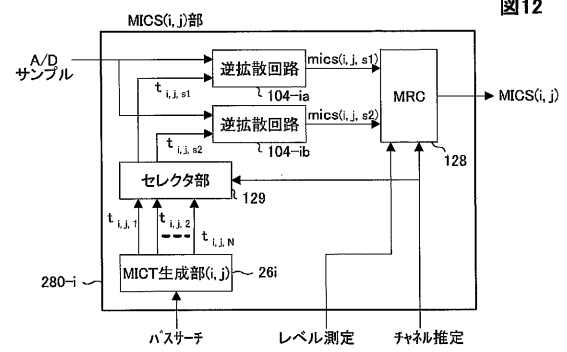


図12

【 図 1 3 】

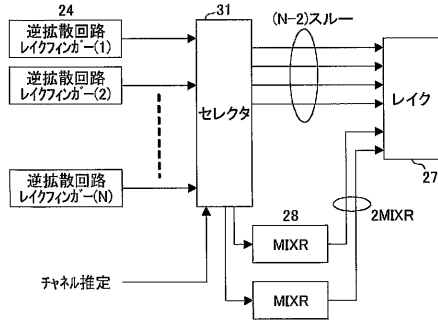


図13

【 図 1 5 】

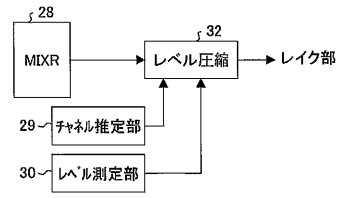


図15

【 図 1 4 】

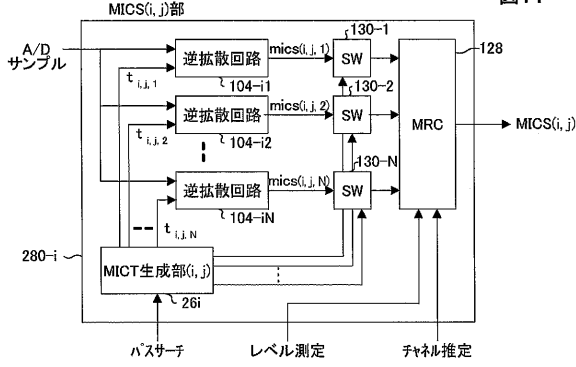


図14

【 図 1 6 】

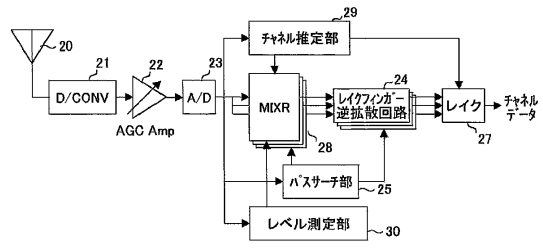


図16

【 図 1 7 】

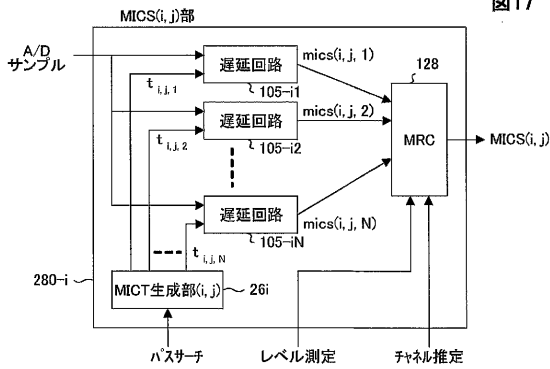


図17

---

フロントページの続き

審査官 土居 仁士

(56)参考文献 国際公開第02/043266(WO, A1)

長谷川剛(外1名), DS-CDMA下りリンクのためのマルチパス干渉相関タイミングを用いた干渉低減方式の検討, 2002年総合大会講演論文集, 電子情報通信学会, 2002年 3月 7日, 通信1, P. 588, B-5-138

長谷川剛(外1名), MIXR方式によるDS-CDMA下りリンクマルチパス干渉低減特性の検証, 2002年通信ソサイエティ大会講演論文集, 電子情報通信学会, 2002年 8月20日, 1, P. 392, B-5-95

Tsuyoshi HASEGAWA ET AL, Multipath interference reduction method using multipath interference correlative timing for DS-CDMA systems, Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th, 2002年 5月 6日, Volume 3, pages 1205 - 1209

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/69

H04J 13/00