

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5648921号  
(P5648921)

(45) 発行日 平成27年1月7日(2015.1.7)

(24) 登録日 平成26年11月21日(2014.11.21)

(51) Int.Cl. F I  
**H04B 7/08 (2006.01)** H04B 7/08 D

請求項の数 7 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2011-521948 (P2011-521948)	(73) 特許権者	304023318 国立大学法人静岡大学 静岡県静岡市駿河区大谷836
(86) (22) 出願日	平成22年7月7日(2010.7.7)	(74) 代理人	100083806 弁理士 三好 秀和
(86) 国際出願番号	PCT/JP2010/061558	(74) 代理人	100108914 弁理士 鈴木 壯兵衛
(87) 国際公開番号	W02011/004849	(72) 発明者	桑原 義彦 静岡県浜松市中区城北3丁目5-1 国立 大学法人静岡大学 工学部内
(87) 国際公開日	平成23年1月13日(2011.1.13)		
審査請求日	平成25年6月28日(2013.6.28)	審査官	石田 昌敏
(31) 優先権主張番号	特願2009-160982 (P2009-160982)		
(32) 優先日	平成21年7月7日(2009.7.7)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ダイバーシチ受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

基準アンテナとなる第1のアンテナと、  
 被測定アンテナとなる第2のアンテナと、  
 前記第1及び第2のアンテナのそれぞれが受信したOFDM信号を電力合成する電力合成器と、

前記電力合成器の出力側に接続された地上デジタル放送チューナーと、  
 前記OFDM信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に前記第1のアンテナの分岐出力と前記第2のアンテナの分岐出力とを切り替えるスイッチと、

前記スイッチの出力側に接続され、前記OFDM信号を復調する受信機と、  
 前記第2のアンテナの出力側に接続され、前記第2のアンテナが受信した前記OFDM信号を移相させた後、前記電力合成器に出力する位相器と、

前記受信機から復調信号を入力し、前記シンボル区間毎に前記第1のアンテナのガード区間と前記第2のアンテナのコピー元区間との複素相関係数を計算し、前記複素相関係数より複素面での回転角を求め、前記位相器に前記回転角分だけ移相させる信号を出力する演算処理回路

とを備えることを特徴とするダイバーシチ受信装置。

【請求項2】

前記第1のアンテナから前記電力合成器に至る伝送経路の一部に挿入され、前記第1のアンテナが受信したOFDM信号の一部を前記スイッチに分岐する第1の方向性結合器と

10

20

前記第2のアンテナから前記位相器に至る伝送経路の一部に挿入され、前記第2アンテナが受信したOFDM信号の一部を前記スイッチに分岐する第2の方向性結合器とを更に備えることを特徴とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

【請求項3】

基準アンテナと、  
複数の被測定アンテナと、  
前記基準アンテナ及び前記複数の被測定アンテナのそれぞれが受信したOFDM信号を電力合成する電力合成器と、

前記電力合成器の出力側に接続された地上デジタル放送チューナーと、  
前記OFDM信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に前記基準アンテナの分岐出力と前記複数の被測定アンテナのいずれかの分岐出力とを切り替えるスイッチと、

前記スイッチの出力側に接続され、前記OFDM信号を復調する受信機と、  
前記複数の被測定アンテナの出力側のそれぞれに接続され、前記複数の被測定アンテナがそれぞれ受信した前記OFDM信号をそれぞれ移相させた後、前記電力合成器にそれぞれ出力する複数の位相器と、

前記受信機から復調信号を入力し、前記シンボル区間毎に前記基準アンテナのガード区間と前記複数の被測定アンテナのコピー元区間のいずれかとの複素相関係数を計算し、前記複素相関係数より複素面での回転角を求め、対応する前記複数の被測定アンテナのいずれかの前記位相器に前記回転角分だけ移相させる信号を出力する処理を、前記複数の被測定アンテナのすべてに実施する演算処理回路

とを備えることを特徴とするダイバーシチ受信装置。

【請求項4】

前記基準アンテナから前記電力合成器に至る伝送経路の一部に挿入され、前記基準アンテナが受信したOFDM信号の一部を前記スイッチに分岐する第1の方向性結合器と、

前記複数の被測定アンテナから前記位相器に至る複数の伝送経路の一部にそれぞれ挿入され、前記複数の第2アンテナのそれぞれが受信したOFDM信号の一部をそれぞれ前記スイッチに分岐する複数の第2の方向性結合器

とを更に備えることを特徴とする請求項3に記載のダイバーシチ受信装置。

【請求項5】

Nを3以上の正の整数として、前記複数の被測定アンテナの本数を(N-1)本とし、前記演算処理回路が、連続する(N-1)個の前記シンボル区間を用いて、各シンボル区間毎に前記基準アンテナのガード区間と前記複数の被測定アンテナのコピー元区間のいずれかとの複素相関係数を計算する処理を順次行い、前記複素相関係数より複素面での回転角を逐次求めることを特徴とする請求項3又は4に記載のダイバーシチ受信装置。

【請求項6】

Nを3以上の正の整数として、前記複数の被測定アンテナの本数を(N-1)本とし、前記演算処理回路が、前記シンボル区間の前記ガード区間及び前記コピー元区間をそれぞれ(N-1)分割し、分割された各ガード区間において、前記基準アンテナと前記複数の被測定アンテナのいずれかとの複素相関係数を計算する処理を順次行い、前記複素相関係数より複素面での回転角を逐次求めることを特徴とする請求項3又は4に記載のダイバーシチ受信装置。

【請求項7】

前記演算処理回路が、前記複素相関係数が閾値以下となる被測定アンテナの信号は合成しないことを特徴とする請求項3～6のいずれか1項に記載のダイバーシチ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ダイバーシチ受信装置に係り、特に車載向けの地上デジタル放送チューナ

10

20

30

40

50

ーに好適なダイバーシチ受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

車載向けの地上デジタルハイビジョン放送チューナーでは、受信状態の劣化により通常の12セグメント放送（以下、12セグ放送と略称する）が受信不可となった場合に、自動的にフェージングに強い方式で変調された1セグメント放送（以下、1セグ放送と略称する）の受信に切り替えている。電波法38条の規定に基づく日本の放送規格である地上統合デジタル放送サービス（ISDB-T）方式では、周波数帯域としてUHF帯を利用し、1チャンネル6MHzの帯域を固定受信向けの12セグと、携帯受信向けの1セグとに分けて伝送することができるようになっている。ISDB-T方式では、多重化方式として直交周波数分割多重（OFDM）を用いており、変調方式としては16値直交振幅変調（16QAM）、64値直交振幅変調64QAM、4相位相変調（QPSK）、差動4相位相変調（DQPSK）が利用できる。又、将来の様々な放送方法に対応するために、伝送パラメータとして、OFDMキャリア間隔の異なるモード1～3がある。

10

【0003】

地上デジタル放送を移動体で視聴する場合、フェージングにより受信電界が激しく変化する。このため、自動車に搭載される地上デジタル放送チューナーにはダイバーシチ受信が必須であり、特に12セグ放送受信のチューナーでは高い搬送波対雑音電力比（CNR）を確保するため、デジタルビームフォーミング（DBF）による位相合成ダイバーシチが用いられている。DBFによる位相合成ダイバーシチでは受信機がアンテナの数だけ必要となるため、自動車用の地上デジタル放送チューナーは家庭用の地上デジタル放送チューナーと比較すると3～4倍の価格で市販されている。又、ノートPCなどモバイル機器にDBFを搭載する場合、消費電力が大きくなって視聴時間が短くなる問題がある。

20

【0004】

受信系統が1つで済む可変指向性アンテナとして、フェーズドアレー（特許文献1，非特許文献1参照。）、負荷反射電流制御型アダプティブアンテナ（非特許文献2参照。）、電子走査導波器（ESPAR）アンテナ（非特許文献3参照。）などがある。これらのアンテナでは各素子の受信信号を直接観測することはできないので、ウェイト探索にブラインドアルゴリズムを用いる必要がある。一般にブラインドアルゴリズムは収束時間が大きく、高速移動での適用は困難な場合が多い。又ウェイト探索のため、フェーズドアレーでは移相器、ESPARアンテナでは可変リアクタを試行動作する必要がある。これは受信ブランチのチャンネル変化に相当するので、ISDB-T方式での受信に適用すると、シンボル同期はずれやBER特性の劣化となる。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2004 - 32648号公報

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】メイリュウ（Mailloux）R. J. , 「フェーズドアレーの理論と設計（Phased Array Theory and Design）」, プロシーディングス・オブ・ザIEEE (Proc. IEEE), 第70巻, 第3号, 1982年3月, p. 246 - 291

40

【非特許文献2】桑原義彦、鈴木雄将、浦健二、「FM多重VICS受信用簡易型アダプティブアンテナの開発」, 信学論B, 第J91 - B巻, 第1号, 2008年1月, p. 79 - 87

【非特許文献3】大平孝、飯草恭一、「電子走査導波器アンテナ」, 信学論C, 第J87 - C巻, 第1号, 2004年1月, p. 12 - 31

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

50

## 【 0 0 0 7 】

本発明は、簡単な構造で、ブラインドアルゴリズムを用いることなく、ビット誤り率 (BER) が改善され、キャリア同期が必要なく、標本化定理以下の速度で標本化してもダイバーシチ効果が期待できるダイバーシチ受信装置を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【 0 0 0 8 】

上記目的を達成するために、本発明の第 1 の様態は、( a ) 基準アンテナとなる第 1 のアンテナと、( b ) 被測定アンテナとなる第 2 のアンテナと、( c ) 第 1 及び第 2 のアンテナのそれぞれが受信した OFDM 信号を電力合成する電力合成器と、( d ) 電力合成器の出力側に接続された地上デジタル放送チューナーと、( e ) OFDM 信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に第 1 のアンテナの分岐出力と第 2 のアンテナの分岐出力とを切り替えるスイッチと、( f ) スイッチの出力側に接続され、OFDM 信号を復調する受信機と、( g ) 第 2 のアンテナの出力側に接続され、第 2 のアンテナが受信した OFDM 信号を移相させた後、電力合成器に出力する位相器と、( h ) 復調信号を入力し、シンボル区間毎に第 1 のアンテナのガード区間と第 2 のアンテナのコピー元区間との複素相関係数を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を求め、位相器に回転角分だけ移相させる信号を出力する演算処理回路とを備えるダイバーシチ受信装置であることを要旨とする。

10

## 【 0 0 0 9 】

本発明の第 2 の様態は、( a ) 基準アンテナと、( b ) 複数の被測定アンテナと、( c ) 基準アンテナ及び複数の被測定アンテナのそれぞれが受信した OFDM 信号を電力合成する電力合成器と、( d ) 電力合成器の出力側に接続された地上デジタル放送チューナーと、( e ) OFDM 信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に基準アンテナの分岐出力と複数の被測定アンテナのいずれかの分岐出力とを切り替えるスイッチと、( f ) スイッチの出力側に接続され、OFDM 信号を復調する受信機と、( g ) 複数の被測定アンテナの出力側のそれぞれに接続され、複数の被測定アンテナがそれぞれ受信した OFDM 信号をそれぞれ移相させた後、電力合成器にそれぞれ出力する複数の位相器と、( h ) 復調信号を入力し、シンボル区間毎に基準アンテナのガード区間と複数の被測定アンテナのコピー元区間のいずれかとの複素相関係数を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を求め、対応する複数の被測定アンテナのいずれかの位相器に回転角分だけ移相させる信号を出力する処理を、複数の被測定アンテナのすべてに実施する演算処理回路とを備えるダイバーシチ受信装置であることを要旨とする。

20

30

## 【発明の効果】

## 【 0 0 1 0 】

本発明によれば、簡単な構造で、ブラインドアルゴリズムを用いることなく、ビット誤り率 (BER) が改善され、キャリア同期が必要なく、標本化定理以下の速度で標本化してもダイバーシチ効果が期待できるダイバーシチ受信装置を提供することが可能である。

## 【図面の簡単な説明】

## 【 0 0 1 1 】

【図 1 A】本発明の第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の概略を説明する模式的なブロック図である。

40

【図 1 B】図 1 A に示した第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置において、各シンボル区間毎に第 1 のアンテナと第 2 のアンテナを切り替えて、第 1 のアンテナのガード区間と第 2 のアンテナのコピー元区間との複素相関係数を計算し、位相補正をするタイミングを説明するタイムチャートである。

【図 2】第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置に用いる演算処理回路の論理的な構造を説明するブロック図である。

【図 3】第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置を用いたダイバーシチ受信方法の概略を説明するフローチャートである。

【図 4】第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置におけるレイリーフェージング下

50

での受信チャネル電圧の変化（受信包絡線）を第1のブランチ、第2のブランチ、位相制御しない場合、理想的な位相ダイバーシチと比較して示す図である。

【図5】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置における、位相補正遅れの影響を説明するBER - CNR特性を示す図である。

【図6】受信帯域を2MHzに制限し、AD変換器の標本化速度を500ksp/sとした第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の、雑音を加えられていない状態の、モード3のIチャネルの64QAM復調信号を示す図である。

【図7】受信帯域を2MHzに制限し、500ksp/sで標本化した第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置に雑音を加えられていない状態における、複素相関係数の振幅と位相を示す図である（見やすくするため複素相関係数の絶対値には  $\times 10^{-2}$  を乗じてある。）

10

【図8】受信帯域を2MHzに制限し、500ksp/sで標本化した第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置に雑音を加えられた状態における、複素相関係数の振幅と位相を示す図である（見やすくするため複素相関係数の絶対値には  $\times 10^{-2}$  を乗じられていない。）

【図9】受信帯域を2MHzに制限し、500ksp/sで標本化し、さらにコピー元区間Tの区間の位相を  $\pi/3$  進め、振幅を0.3倍としたときの第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置に雑音を加えられた状態における複素相関係数の振幅と位相を示す図である（複素相関係数の絶対値に  $\times 10^{-2}$  が乗じられていない。）

【図10】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置において、ドップラ周波数を0Hzにしたときのブランチ間の位相差の時間変化を示す図である。

20

【図11】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置において、ドップラ周波数を25Hzにしたときのブランチ間の位相差の時間変化を示す図である。

【図12】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置において、ドップラ周波数が0Hzの場合の64QAMのIチャネルの復調信号を示す図で、図12(a)は遅延波がないとき、図12(b)は、遅延波があるときである。

【図13】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置における、遅延波があるときの相関係数の絶対値の時間変化を示す図である。

【図14】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置における、ドップラ周波数が0Hzのときのブランチ間の位相差の時間変化を示す図である。

30

【図15】第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置における、ドップラ周波数が25Hzのときのブランチ間の位相差の時間変化を示す図である。

【図16】本発明の第2の実施の形態に係る3ブランチダイバーシチ受信装置の概略を説明する模式的なブロック図である。

【図17】第2の実施の形態に係る3ブランチダイバーシチ受信装置において、1のシンボル区間に第1のアンテナと第2のアンテナを切り替えて、次のシンボル区間に第1のアンテナと第3のアンテナを切り替えて、第1のアンテナのガード区間と第2のアンテナのコピー元区間との複素相関係数、及び第1のアンテナのガード区間と第3のアンテナのコピー元区間との複素相関係数を逐次計算する態様を説明するタイムチャートである。

【図18】本発明の第3の実施の形態に係る4ブランチダイバーシチ受信装置の概略を説明する模式的なブロック図である。

40

【図19】第3の実施の形態に係る4ブランチダイバーシチ受信装置において、1のシンボル区間に第1のアンテナと第2のアンテナを切り替え、次のシンボル区間に第1のアンテナと第3のアンテナを切り替え、3番目のシンボル区間に第1のアンテナと第4のアンテナを切り替えて、第1のアンテナのガード区間と第2のアンテナのコピー元区間との複素相関係数、第1のアンテナのガード区間と第3のアンテナのコピー元区間との複素相関係数、及び第1のアンテナのガード区間と第4のアンテナのコピー元区間との複素相関係数を逐次計算する態様を説明するタイムチャートである。

【図20】第4の実施の形態に係る4ブランチダイバーシチ受信装置において、1つのシンボル区間で3つの被測定アンテナの位相補正を行う態様を説明するタイムチャートで

50

ある。

【発明を実施するための形態】

【0012】

次に、図面を参照して、本発明の第1～第4の実施の形態を説明する。以下の図面の記載において、同一又は類似の部分には同一又は類似の符号を付している。但し、図面は模式的なものであり、装置の構成等は現実のものとは異なることに留意すべきである。又、以下に示す実施の形態は、本発明の技術的思想を具体化するための装置や方法を例示するものであって、本発明の技術的思想を下記のものに特定するものでない。本発明の技術的思想は、特許請求の範囲に記載された技術的範囲内において、種々の変更を加えることができる。

10

【0013】

(第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の概略)

図1Aに示すように、本発明の第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置は、基準アンテナとなる第1のアンテナA1と、被測定アンテナとなる第2のアンテナA2と、第1のアンテナA1及び第2のアンテナA2のそれぞれが受信したOFDM信号を電力合成する電力合成器14と、電力合成器14の出力側に接続された地上デジタル放送チューナー15と、OFDM信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に第1のアンテナA1の分岐出力と第2のアンテナA2の分岐出力とを切り替えるスイッチSと、スイッチSの出力側に接続され、OFDM信号を復調する受信機21と、第2のアンテナA2の出力側に接続され、第2のアンテナA2が受信したOFDM信号を移相させた後、電力合成器14に出力する位相器13と、受信機21から復調信号を入力し、位相器13に回転角分だけ移相させる信号を出力する演算処理回路22とを備える。第1のアンテナA1の出力側には第1の方向性結合器11が接続され、第1のアンテナA1の出力の一部をスイッチS側に分岐し、第2のアンテナA2の出力側に第2の方向性結合器12が接続され、第2のアンテナA2の出力の一部をスイッチS側に分岐している。電力合成器14には、第1のアンテナA1の出力の一部が第1の方向性結合器11を介し入力され、第2のアンテナA2の出力の一部が第2の方向性結合器12、位相器13を介し入力される。演算処理回路22としてはデジタルシグナルプロセッサ(DSP)等のマイクロプロセッサが使用可能で、受信機21の信号はAD変換されて演算処理回路22に入力され、演算処理回路22の出力信号はDA変換されて位相器13に入力される。第1のアンテナA1及び第2のアンテナA2のそれぞれの構造は、例えば、モノポールアンテナやヘリカルアンテナ等の外付けアンテナや、PIFA(planer inverted-F antenna)方式のいわゆる逆F型アンテナ、折れ曲がりモノポール方式のアンテナ、或いは配線パターンで平面バランを構成したプリント基板を利用した平面型の基板アンテナ等の内蔵アンテナが採用可能で、第1のアンテナA1及び第2のアンテナA2は円柱状の導電体棒に限定されるものではなく、平面アンテナ(パッチアンテナなど)を含めた種々のアンテナが含まれる。

20

30

【0014】

地上デジタル放送チューナー15は、電力合成器14より送信されたOFDM信号を選局し、選局した信号を所定の帯域にダウンコンバートするチューナー部の他、A/D変換器、直交検波回路、同期回路、高速フーリエ変換(FFT)回路、等化回路、デインタリーブ回路、訂正回路等の周知の回路構成を備えている。

40

【0015】

図1Bに示すように、第1のアンテナA1及び第2のアンテナA2には、逆離散フーリエ変換された信号の各シンボル区間 $S_j, S_{j+1}, \dots$ にガード区間GIを設けたOFDM信号が入力される。各シンボル区間 $S_j, S_{j+1}, \dots$ の区間長からガード区間GIの区間長を引いた期間が有効シンボル区間(観測窓期間)になる。それぞれのガード区間GIは、各シンボル区間 $S_j, S_{j+1}, \dots$ の有効シンボル区間の後半部分のコピー元区間Tの波形をダミー信号としてそのまま巡回的にコピーしている。

【0016】

50

図 1 A に示す演算処理回路 (DSP) 22 は、図 1 B に示す OFDM 信号の各シンボル区間  $S_j, S_{j+1}, \dots$  毎に第 1 のアンテナ A1 と第 2 のアンテナ A2 を切り替え、第 1 のアンテナ A1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A2 のコピー元区間 T との複素相関係数を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を求めて第 2 のアンテナ A2 の受信信号の位相を補正する。このため、図 2 に示すように、演算処理回路 (DSP) 22 は、第 1 のアンテナ A1 と第 2 のアンテナ A2 のいずれかのブランチに切り替える信号を生成し、スイッチ S に送信するアンテナ切り替え手段 221 と、スライディング相関等によりシンボル同期を確立するシンボル同期手段 222 と、受信機 21 の復調信号から、第 1 のアンテナ A1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A2 のコピー元区間 T との複素相関係数を計算する複素相関係数計算手段 223 と、複素相関係数計算手段 223 が計算した複素相関係数より複素面での回転角を求める回転角計算手段 224 と、回転角計算手段 224 が計算した回転角分だけ、第 2 のアンテナ A2 の受信信号の位相を逆方向に移相させる信号を生成し、位相器 13 に送信する移相手段 225 を備える。

10

【0017】

(第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の動作例)

図 3 に示すフローチャートを参照しながら、本発明の第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の動作例を説明する：

(a) 先ず、ステップ S101 において、演算処理回路 (DSP) 22 のアンテナ切り替え手段 221 が、スイッチ S に信号 DO を送信し、第 1 のアンテナ A1 と第 2 のアンテナ A2 のいずれかのブランチに切り替える。

20

【0018】

(b) ステップ S101 において、シンボル同期手段 222 がスライディング相関等によりシンボル同期を確立する。

【0019】

(c) シンボル同期が確立したら、ステップ S103 において、アンテナ切り替え手段 221 が、スイッチ S に信号 DO を送信し、図 1 B に示すように、各シンボル区間  $S_j, S_{j+1}, \dots$  の中央付近のタイミングで、第 1 のアンテナ A1 と第 2 のアンテナ A2 のいずれかのブランチに切り替える。これにより、第 1 の方向性結合器 11 を介して第 1 のアンテナ A1 の出力の一部が、第 2 の方向性結合器 12 を介して第 2 のアンテナ A2 の出力の一部が、受信機 21 に入力される。図 1 B に示すように、受信機 21 には各シンボル区間  $S_j, S_{j+1}, \dots$  の前半で第 1 のアンテナ A1 の信号  $A1_j, A1_{j+1}, \dots$ 、後半で第 2 のアンテナ A2 の信号  $A2_j, A2_{j+1}, \dots$  が送られる。よって、ステップ S103 においては、更に、受信機 21 が、第 1 のアンテナ A1 の信号  $A1_j, A1_{j+1}, \dots$  及び第 2 のアンテナ A2 の信号  $A2_j, A2_{j+1}, \dots$  を復調する。

30

【0020】

(d) ステップ S103 で受信機 21 が第 1 のアンテナ A1 の信号  $A1_j, A1_{j+1}, \dots$  及び第 2 のアンテナ A2 の信号  $A2_j, A2_{j+1}, \dots$  を復調後、ステップ S104 で複素相関係数計算手段 223 が、式 (1) を用いて、第 1 のアンテナ A1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A2 のコピー元区間 T との複素相関係数を計算する：

【数 1】

40

$$\rho = \frac{\sum_i x_i y_i^*}{\sqrt{\sum_i x_i x_i^*} \sqrt{\sum_i y_i y_i^*}} \quad (1)$$

【0021】

式 (1) で、 $x_i$  は第 1 のアンテナ A1 で受信したガード区間 GI の信号、 $y_i$  は第 2 のアンテナ A2 で受信したガード区間 GI のコピー元区間 T の信号である。

50

【 0 0 2 2 】

( e ) ステップ S 1 0 5 で、回転角計算手段 2 2 4 が、ステップ S 1 0 4 で求めた複素相関係数 から複素面での回転角 を求める :

= ( 2 )

( f ) ステップ S 1 0 6 で、移相手段 2 2 5 が、第 2 のアンテナ A 2 の受信信号の位相を回転角 分だけ逆方向に移相すれば同相受信される :

y ( t ) = x 1 ( t ) + x 2 ( t ) e - i ( 3 )

10

式 ( 3 ) において、x 1 ( t ) は第 1 のアンテナ A 1 で受信した信号、x 2 ( t ) は第 2 のアンテナ A 2 で受信した信号、y ( t ) はアレイ出力信号である。図 1 B の各シンボル区間 S j で取得したデータ ( ガード区間 G I の信号とコピー元区間 T の信号 ) は次のシンボル区間 S j + 1 で位相補正量が計算され、更に次のシンボル区間 S j + 2 の先頭で位相器が制御され、位相補正される。即ち、図 1 B の各ガード区間 G I の先頭に、それぞれ位相補正を行うタイミング j - 2 , j - 1 , j , ... を、上向きの矢印で示したように、第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置では、第 2 のアンテナ A 2 の受信信号の位相は、データ取得後、1 個のシンボル区間分遅れて、逐次補正される。

20

【 0 0 2 3 】

第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信方法によれば、各シンボル区間 S j , S j + 1 , ... ごとにチャンネル位相差を直接求めるので探索の必要がない。又、第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信方法によれば、同期が確立すれば 1 回の複素相関係数 の計算のみとなり演算量が小さいので、高速フェージングに対応可能とである。又、第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信方法は、既存の地上デジタル放送チューナーがそのまま使える。

【 0 0 2 4 】

( レイリーフェージング下での受信出力 )

【 表 1 】

( 表 1 )

30

フェージング	ドップラー周波数	レイリー
	モード	25Hz
シンボル	ガード区間	1
	変調	8分の1
	誤り訂正	64QAM
	素子数	なし
アンテナ	素子間隔	2
	チャンネル推定	λ / 2
		分散パイロット

40

【 0 0 2 5 】

表 1 に示す条件で、2 ブランチダイバーシチのレイリーフェージング下での受信チャンネル電圧の変化をシミュレーションした結果を図 4 に示す。表 1 に示すように、ガード区間 G I はシンボル長の 1 / 8 であり、変調は 6 4 Q A M を用い、ドップラ周波数は 2 5 H z とした。又、計算を簡単にするため誤り訂正は行っていない。図 4 の縦軸は相対受信電圧、横軸は時間 ( 秒 ) である。又、図 4 において、一点鎖線は第 1 のブランチ、二点鎖線は第 2 のブランチでの受信包絡線、点線は位相制御しない場合、破線は理想的な位相ダイバーシチ ( 各ブランチのチャンネル推定に基づく )、実線は第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の受信包絡線である。図 4 から、レイリーフェージング環境において、第 1

50



の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の受信包絡線は理想的な移相ダイバーシチとほぼ同一であることが分かる。

【0026】

(位相補正漏れの影響)

本発明の第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置においては、2ブランチダイバーシチの場合でも位相補正の反映は少なくとも1シンボル分遅延する。遅延の影響を計算機シミュレーションで確認した結果を図5に示す。図5のシミュレーションの条件は、表1に示したのと同様であるが、実用を考慮し、伝送パラメータのシンボルは、現状の放送体系(県域,固定利用)に用いられているモード3とした。

【0027】

図5には、移相補正遅れが0(遅延なし)、1,2シンボルである場合のBER-CNR特性を示す。図5には、参考のため、1本のアンテナで受信を行った場合、2本のアンテナで選択ダイバーシチを行った場合のBER-CNR特性も算出して示した。図5より、位相補正遅延が1シンボル2シンボルへ増加するにつれてBER-CNR特性が悪くなる事が分かる。これは、遅延が生じるとフェージングによるチャネル変動に対し位相の反映が十分に追従できないためである。

【0028】

しかしながら、位相補正が2シンボル遅延した場合であっても、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信方法によれば、BERの改善が行われていることが分かる。特にBERが $10^{-2}$ 付近では10dB程度の改善が可能であることが分かる。

【0029】

(帯域制限と標本化速度)

本発明の第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の方式の1つの特徴は、既存のテレビ受像機をそのまま用いて受信できることである。ローコスト化のため5.5MHzの受信帯域を2MHzに制限し、AD変換器の標本化速度も500ksp/sとした場合でも相関係数が誤りなく計算できることを計算機シミュレーションで確認した結果を図6~図9に示す。図6~図9に示す計算機シミュレーションの評価では、ブランチの切り替えは行わず、フェージングもかけていない。

【0030】

図6は、モード3の64QAM信号のIチャネルの表示である。ここでは雑音は加えていない。縦軸は受信レベル、横軸は相対時間である。2MHzに帯域制限することで受信信号が滑らかになっていることが分かる。図7では、帯域制限をした信号を500ksp/sで標本化したときの複素相関係数の振幅の絶対値を破線で、位相を実線で示す。見やすくするため図7では複素相関係数の絶対値には $\sqrt{2}$ を乗じてある。複素相関係数の絶対値の最大となるタイミングでの位相は、同一チャネル受信なので0である。帯域制限し、ナイキスト周波数以下で標本化しても、複素相関係数の計算には重大な影響を与えないことが分かる。図8は雑音( $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ )を加えたときの複素相関係数の振幅の絶対値を破線で、位相を実線で示す。雑音が加わると複素相関係数の絶対値のフロアが上昇し位相変化が小さくなる。図9はコピー元区間Tの区間の位相を $\pi/3$ 進め振幅を0.3としたときの複素相関係数である。ここでは複素相関係数の絶対値に $\sqrt{2}$ をかけていない。ガード区間GIはコピー元区間Tより $\pi/3$ 位相遅れがあることが示される。

【0031】

(キャリア同期)

本発明の第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置で完全なキャリア同期が必要かどうか計算機シミュレーションにより確認した結果を図10及び11に示す。図10はドップラ周波数 $f_D$ を0Hzにしたときのブランチ間の位相差の時間変化で、図11はドップラ周波数 $f_D$ を25Hzにしたときのブランチ間の位相差の時間変化である。図10(a)及び11(a)が真の位相差、図10(b)及び11(b)がシステムで推定した位相差で、キャリア周波数と1kHz異なる局部発振器で復調している。図11に示すように、ドップラ周波数 $f_D = 25\text{Hz}$ では、1シンボル遅れで位相差が出力されていること

10

20

30

40

50

が分かる。上下の位相カーブはおおむね一致しており、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置においては完全なキャリア同期をとらなくても位相差が求められることが分かる。

#### 【0032】

(遅延波の影響)

ISDB-T方式の特徴は、ガード区間GI内の遅延波があっても受信品質に影響しないことである。しかし、本発明の第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置では各ブランチの受信包絡線を使って位相差を求めているため、位相計算に影響を及ぼすものと考えられる。各ブランチで、ガード区間GI内のランダムな遅延を発生させ、目的波(直接波)と混信波の電界強度の対数比(DU比)が5dBの遅延波を発生させた。本発明者らは、東京・神奈川・浜松の50か所以上についてフィールドでの遅延プロファイルを測定しているが、今のところガード区間GIを超える遅延波は認められていない。又、ガード区間GI内の遅延波はしばしば散見されるが最悪でもDU比は7dB程度である。上記の条件は最悪の場合と考えて差し支えないと思われる。

10

#### 【0033】

図12は、ドップラ周波数 $f_D$ が0Hzの場合の64QAMのIチャネル(同相成分)の復調信号の表示で、図12(a)は遅延波がないとき、図12(b)は、遅延波があるときである。図12(b)に示すように、遅延波が加わると64QAMの復調信号が大きく変化することが分かる。図13は遅延波があるときのときの相関係数の絶対値の時間変化である。遅延波があると相関係数の絶対値が低下することが分かる。

20

#### 【0034】

図14はドップラ周波数 $f_D$ が0Hzのときのブランチ間の位相差の時間変化で、図15はドップラ周波数 $f_D$ が25Hzのときのブランチ間の位相差の時間変化である。図14(a)及び15(a)が真の位相差、図14(b)及び15(b)が遅延波を重畳した場合における、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置で推定した位相差である。位相についてはDU比が5dBの遅延波であっても大きな影響は認められず、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置はフィールドでのロバストな動作が可能であることが分かる。

#### 【0035】

以上説明したとおり、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置によれば、1つの受信チャネルで構成すれば良いので、低コスト低電力消費が可能になる。更に、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置によれば、繰り返し処理を行わないので高速フェージング環境での使用が可能である。更に、第1の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置によれば、キャリア同期の必要がなく、ナイキスト周波数より少ないサンプリング周波数でも動作が可能であり、遅延波のある環境での動作も可能である。

30

#### 【0036】

(第2の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の概略)

上記の第1の実施の形態の説明において、簡単のため2ブランチダイバーシチ受信装置について例示的に説明したが、本発明は3ブランチダイバーシチ受信装置にも適用可能である。

40

#### 【0037】

図16に示すように、本発明の第2の実施の形態に係る3ブランチダイバーシチ受信装置は、基準アンテナとなる第1のアンテナA1と、第1の被測定アンテナとなる第2のアンテナA2と、第2の被測定アンテナとなる第3のアンテナA3と、第1のアンテナA1、第2のアンテナA2及び第3のアンテナA3のそれぞれが受信したOFDM信号を電力合成する電力合成器14と、電力合成器14の出力側に接続された地上デジタル放送チューナー15と、OFDM信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に第1のアンテナA1の分岐出力、第2のアンテナA2の分岐出力及び第3のアンテナA3の分岐出力とを逐次切り替えるスイッチSと、スイッチSの出力側に接続され、OFDM信号を復調する受信機21と、第2のアンテナA2の出力側に接続され、第2のアンテ

50

ナ A 2 が受信した OFDM 信号を移相させた後、電力合成器 1 4 に出力する第 1 の位相器 1 3 a と、第 3 のアンテナ A 3 の出力側に接続され、第 3 のアンテナ A 3 が受信した OFDM 信号を移相させた後、電力合成器 1 4 に出力する第 2 の位相器 1 3 b と、受信機 2 1 から復調信号を入力し、第 1 の位相器 1 3 a 及び第 2 の位相器 1 3 b にそれぞれ回転角分だけ移相させる信号を出力する演算処理回路 2 2 とを備える。第 1 のアンテナ A 1 の出力側には第 1 の方向性結合器 1 1 a が接続され、第 1 のアンテナ A 1 の出力の一部をスイッチ S 側に分岐し、第 2 のアンテナ A 2 の出力側に第 2 の方向性結合器 1 1 b が接続され、第 2 のアンテナ A 2 の出力の一部をスイッチ S 側に分岐し、第 3 のアンテナ A 3 の出力側に第 3 の方向性結合器 1 1 c が接続され、第 3 のアンテナ A 3 の出力の一部をスイッチ S 側に分岐している。電力合成器 1 4 には、第 1 のアンテナ A 1 の出力の一部が第 1 の方向性結合器 1 1 を介し入力され、第 2 のアンテナ A 2 の出力の一部が第 2 の方向性結合器 1 1 b、第 1 の位相器 1 3 a を介し入力され、第 3 のアンテナ A 3 の出力の一部が第 3 の方向性結合器 1 1 c、第 2 の位相器 1 3 b を介し入力される。第 2 の実施の形態に係る 3 ブランチダイバーシチ受信装置は、受信機 1 2 は 1 つであり、受信機 1 2 は第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2 及び第 3 のアンテナ A 3 にスイッチ S を介して時分割で接続されている。

10

## 【 0 0 3 8 】

演算処理回路 2 2 としては DSP 等のマイクロプロセッサが使用可能で、受信機 2 1 の信号は AD 変換されて演算処理回路 2 2 に入力され、演算処理回路 2 2 の出力信号は DA 変換されて、第 1 の位相器 1 3 a 及び第 2 の位相器 1 3 b にそれぞれ入力される。第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2 及び第 3 のアンテナ A 3 としては、モノポールアンテナやヘリカルアンテナや平面アンテナ（パッチアンテナなど）等、周知の種々のアンテナが使用可能である。

20

## 【 0 0 3 9 】

地上デジタル放送チューナー 1 5 には、第 1 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置で説明したとおり、周知の回路構成が使用可能であるので、その詳細な説明を省略する。

## 【 0 0 4 0 】

図 1 7 に示すように、第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2 及び第 3 のアンテナ A 3 には、逆離散フーリエ変換された信号の各シンボル区間  $S_{j-1}$ 、 $S_j$ 、 $S_{j+1}$ 、 $S_{j+2}$ 、... にガード区間 GI を設けた OFDM 信号が入力される。各シンボル区間  $S_{j-1}$ 、 $S_j$ 、 $S_{j+1}$ 、 $S_{j+2}$ 、... の区間長からガード区間 GI の区間長を引いた期間が有効シンボル区間（観測窓期間）になる。それぞれのガード区間 GI は、各シンボル区間  $S_{j-1}$ 、 $S_j$ 、 $S_{j+1}$ 、 $S_{j+2}$ 、... の有効シンボル区間の後半部分のコピー元区間 T の波形をダミー信号としてそのまま巡回的にコピーしている。そして、シンボル区間  $S_{j-1}$  で、第 1 のアンテナ A 1 と第 2 のアンテナ A 2 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_2$  を計算し、次のシンボル区間  $S_j$  において第 1 のアンテナ A 1 と第 3 のアンテナ A 3 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、次のシンボル区間  $S_{j+1}$  で、第 1 のアンテナ A 1 と第 2 のアンテナ A 2 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_2$  を計算し、次のシンボル区間  $S_{j+2}$  において第 1 のアンテナ A 1 と第 3 のアンテナ A 3 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を逐次求めて、第 2 のアンテナ A 2 及び第 3 のアンテナ A 3 のそれぞれの受信信号の位相を補正する。位相補正するタイミングは、データを取得したシンボル区間の次のシンボル区間で位相補正量が計算され、続くシンボル区間の先頭で位相器が制御され、位相補正される。即ち、図 1 7 の各ガード区間 GI の先頭に、それぞれ位相補正を行うタイミング  $t_{j-3}$ 、 $t_{j-2}$ 、 $t_{j-1}$ 、 $t_j$ 、 $t_{j+1}$ 、... を上向きの矢印で示したように、3 ブランチダイバーシチ受信装置では、第 2 のアンテナ A 2 及び第 3 のアンテナ A 3 のそれぞれの受信信号の位相は、それぞれのデータ

30

40

50

取得後、1個のシンボル区間分遅れて、各シンボル区間の先頭で逐次補正される。

【0041】

図示を省略しているが、図2に示したのと同様に、図16の演算処理回路22は、第1のアンテナA1、第2のアンテナA2及び第3のアンテナA3のいずれかのブランチに切り替える信号を生成し、スイッチSに送信するアンテナ切り替え手段221と、スライディング相関等によりシンボル同期を確立するシンボル同期手段222と、受信機21の復調信号から、第1のアンテナA1のガード区間GIと第2のアンテナA2のコピー元区間Tとの複素相関係数 $\rho_2$ 及び第1のアンテナA1のガード区間GIと第3のアンテナA3のコピー元区間Tとの複素相関係数 $\rho_3$ を計算する複素相関係数計算手段223と、複素相関係数計算手段223が計算した複素相関係数より複素面での回転角を求める回転角計算手段224と、回転角計算手段224が計算した回転角分だけ、第2のアンテナA2及び第3のアンテナA3の受信信号の位相を逆方向に移相させる信号を生成し、第1の位相器13a及び第2の位相器13bにそれぞれ送信する移相手段225を備える。

10

【0042】

以上のように、第2の実施の形態に係る3ブランチダイバーシチ受信装置によれば、各シンボル区間 $S_{j-1}$ 、 $S_j$ 、 $S_{j+1}$ 、 $S_{j+2}$ 、...ごとに、第2のアンテナA2、第3のアンテナA3、第2のアンテナA2、アンテナA3...の順番で位相補正をすることができるので、アンテナが、第1のアンテナA1、第2のアンテナA2及び第3のアンテナA3の3つであっても、1つの受信機21を用いて、2つの被測定アンテナに対して、時分割で位相差を計算して位相補正することができる。

20

【0043】

(第3の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の概略)

第1の実施の形態では2ブランチダイバーシチ受信装置を、第2の実施の形態では3ブランチダイバーシチ受信装置を、それぞれ例示的に説明したが、本発明は4ブランチダイバーシチ受信装置にも適用可能である。第2の実施の形態で説明したとおり、アンテナは3つでも良いが、実際に使う場合は、4つのアンテナ(基準アンテナ1本、被測定アンテナ3本)を用いる4ブランチダイバーシチ受信装置とすることが多い。

【0044】

即ち、図18に示すように、本発明の第3の実施の形態に係る4ブランチダイバーシチ受信装置は、基準アンテナとなる第1のアンテナA1と、第1の被測定アンテナとなる第2のアンテナA2と、第2の被測定アンテナとなる第3のアンテナA3と、第3の被測定アンテナとなる第4のアンテナA4と、第1のアンテナA1、第2のアンテナA2、第3のアンテナA3及び第4のアンテナA4のそれぞれが受信したOFDM信号を電力合成する電力合成器14と、電力合成器14の出力側に接続された地上デジタル放送チューナー15と、OFDM信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に第1のアンテナA1の分岐出力、第2のアンテナA2の分岐出力、第3のアンテナA3の分岐出力及び第4のアンテナA4の分岐出力とを逐次切り替えるスイッチSと、スイッチSの出力側に接続され、OFDM信号を復調する受信機21と、第2のアンテナA2の出力側に接続され、第2のアンテナA2が受信したOFDM信号を移相させた後、電力合成器14に出力する第1の位相器13aと、第3のアンテナA3の出力側に接続され、第3のアンテナA3が受信したOFDM信号を移相させた後、電力合成器14に出力する第2の位相器13bと、第4のアンテナA4が受信したOFDM信号を移相させた後、電力合成器14に出力する第3の位相器13cと、受信機21から復調信号を入力し、第1の位相器13a、第2の位相器13b及び第3の位相器13cにそれぞれ回転角分だけ移相させる信号を出力する演算処理回路22とを備える。第1のアンテナA1の出力側には第1の方向性結合器11aが接続され、第1のアンテナA1の出力の一部をスイッチS側に分岐し、第2のアンテナA2の出力側に第2の方向性結合器11bが接続され、第2のアンテナA2の出力の一部をスイッチS側に分岐し、第3のアンテナA3の出力側に第3の方向性結合器11cが接続され、第3のアンテナA3の出力の一部をスイッチS側に分岐し、第4のアンテナA4の出力側に第4の方向性結合器11dが接続され、第4のアンテナA4

30

40

50

の出力の一部をスイッチ S 側に分岐している。電力合成器 1 4 には、第 1 のアンテナ A 1 の出力の一部が第 1 の方向性結合器 1 1 を介し入力され、第 2 のアンテナ A 2 の出力の一部が第 2 の方向性結合器 1 1 b、第 1 の位相器 1 3 a を介し入力され、第 3 のアンテナ A 3 の出力の一部が第 3 の方向性結合器 1 1 c、第 2 の位相器 1 3 b を介し入力され、第 4 のアンテナ A 4 の出力の一部が第 4 の方向性結合器 1 1 d、第 3 の位相器 1 3 c を介し入力される。第 3 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバースチ受信装置は、受信機 1 2 は 1 つであり、受信機 1 2 は第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 にスイッチ S を介して時分割で接続されている。

【 0 0 4 5 】

演算処理回路 2 2 としては DSP 等のマイクロプロセッサが使用可能で、受信機 2 1 の信号は AD 変換されて演算処理回路 2 2 に入力され、演算処理回路 2 2 の出力信号は DA 変換されて、第 1 の位相器 1 3 a、第 2 の位相器 1 3 b 及び第 3 の位相器 1 3 c にそれぞれ入力される。第 1 の実施の形態に係るダイバースチ受信装置で説明したのと同様に、第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 としては周知の種々のアンテナが使用可能である。又、地上デジタル放送チューナー 1 5 も周知の回路構成が使用可能であるので、その詳細な説明を省略する。

【 0 0 4 6 】

図 1 9 に示すように、第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 には、逆離散フーリエ変換された信号の各シンボル区間  $S_{j-2}$ ,  $S_{j-1}$ ,  $S_j$ ,  $S_{j+1}$ ,  $S_{j+2}$ , ... にガード区間 GI を設けた OFDM 信号が入力される。各シンボル区間  $S_{j-2}$ ,  $S_{j-1}$ ,  $S_j$ ,  $S_{j+1}$ ,  $S_{j+2}$ , ... の区間長からガード区間 GI の区間長を引いた期間が有効シンボル区間 (観測窓期間) になる。それぞれのガード区間 GI は、各シンボル区間  $S_{j-2}$ ,  $S_{j-1}$ ,  $S_j$ ,  $S_{j+1}$ ,  $S_{j+2}$ , ... の有効シンボル区間の後半部分のコピー元区間 T の波形をダミー信号としてそのまま巡回的にコピーしている。そして、シンボル区間  $S_{j-2}$  で、第 1 のアンテナ A 1 と第 2 のアンテナ A 2 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_2$  を計算し、次のシンボル区間  $S_{j-1}$  において第 1 のアンテナ A 1 と第 3 のアンテナ A 3 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、次のシンボル区間  $S_j$  で、第 1 のアンテナ A 1 と第 4 のアンテナ A 4 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 4 のアンテナ A 4 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_4$  を計算し、次のシンボル区間  $S_{j+1}$  において第 1 のアンテナ A 1 と第 2 のアンテナ A 2 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 2 のアンテナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、次のシンボル区間  $S_{j+2}$  において第 1 のアンテナ A 1 と第 3 のアンテナ A 3 を切り替え、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を逐次求めて、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 のそれぞれの受信信号の位相を補正する。補正するタイミングは、データを取得したシンボル区間の次のシンボル区間で位相補正量が計算され、続くシンボル区間の先頭で位相器が制御され、位相補正される。即ち、図 1 9 の各ガード区間 GI の先頭に、それぞれ位相補正を行うタイミング  $\tau_{j-4}$ ,  $\tau_{j-3}$ ,  $\tau_{j-2}$ ,  $\tau_{j-1}$ ,  $\tau_j$ ,  $\tau_{j+1}$ , ... を上向きの矢印で示したように、4 ブランチダイバースチ受信装置では、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 のそれぞれの受信信号の位相は、それぞれのデータ取得後、1 個のシンボル区間分遅れて、各シンボル区間の先頭で逐次補正される。

【 0 0 4 7 】

図示を省略しているが、図 2 に示したのと同様に、図 1 8 の演算処理回路 2 2 は、第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 のいずれかのブランチに切り替える信号を生成し、スイッチ S に送信するアンテナ切り替え手段 2 2 1 と、スライディング相関等によりシンボル同期を確立するシンボル同期手段 2 2 2 と、受信機 2 1 の復調信号から、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 GI と第 2 のアンテ

10

20

30

40

50

ナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\alpha_2$ 、第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 G I と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\alpha_3$  及び第 1 のアンテナ A 1 のガード区間 G I と第 4 のアンテナ A 4 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\alpha_4$  を計算する複素相関係数計算手段 2 2 3 と、複素相関係数計算手段 2 2 3 が計算した複素相関係数より複素面での回転角を求める回転角計算手段 2 2 4 と、回転角計算手段 2 2 4 が計算した回転角分だけ、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 の受信信号の位相を逆方向に移相させる信号を生成し、第 1 の位相器 1 3 a、第 2 の位相器 1 3 b 及び第 3 の位相器 1 3 c にそれぞれ送信する移相手段 2 2 5 を備える。

【 0 0 4 8 】

以上のように、第 3 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置によれば、各シンボル区間  $S_{j-2}, S_{j-1}, S_j, S_{j+1}, S_{j+2}, \dots$  ごとに、第 2 のアンテナ A 2 第 3 のアンテナ A 3 第 4 のアンテナ A 4 第 2 のアンテナ A 2 第 3 のアンテナ A 3 ... の順番で逐次位相補正をすることができるので、アンテナが、第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 の 4 つであっても、1 つの受信機 2 1 を用いて、3 つの被測定アンテナに対して、時分割で位相差を計算して位相補正することができる。

【 0 0 4 9 】

( 第 4 の実施の形態に係るダイバーシチ受信装置の概略 )

重複するため、構成の図示を省略しているが、本発明の第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置は、図 1 8 に示したのと同様に、基準アンテナとなる第 1 のアンテナ A 1 と、第 1 の被測定アンテナとなる第 2 のアンテナ A 2 と、第 2 の被測定アンテナとなる第 3 のアンテナ A 3 と、第 3 の被測定アンテナとなる第 3 のアンテナ A 4 とを備え、電力合成器 1 4 には、第 1 のアンテナ A 1 の出力の一部が第 1 の方向性結合器 1 1 を介し入力され、第 2 のアンテナ A 2 の出力の一部が第 2 の方向性結合器 1 1 b、第 1 の位相器 1 3 a を介し入力され、第 3 のアンテナ A 3 の出力の一部が第 3 の方向性結合器 1 1 c、第 2 の位相器 1 3 b を介し入力され、第 4 のアンテナ A 4 の出力の一部が第 4 の方向性結合器 1 1 d、第 3 の位相器 1 3 c を介し入力され、受信機 1 2 は第 1 のアンテナ A 1、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 にスイッチ S を介して接続される。

【 0 0 5 0 】

上記の第 3 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置では、連続する 3 つのシンボル区間  $S_{j-2}, S_{j-1}, S_j$  を用いて、第 2 のアンテナ A 2 第 3 のアンテナ A 3 第 4 のアンテナ A 4 の順番で、3 つの被測定アンテナに対して、時分割で位相差を計算して位相補正しているため、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 の位相補正は、データ取得後、最大 3 シンボル区間分の遅延が発生していた。これに対し、第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置では 1 シンボル区間  $S_j$  内で 3 つの被測定アンテナ、即ち、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 の位相補正を行う。

【 0 0 5 1 】

具体的には、図 2 0 に示すように、第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置においては、ガード区間 G I は第 1 のアンテナ ( 基準アンテナ ) A 1 で受信し、コピー元区間 T の前の  $t_{12}$  において第 1 のアンテナ A 1 第 2 のアンテナ A 2 にスイッチし、コピー元区間 T の途中の  $t_{23}$  において第 2 のアンテナ A 2 第 3 のアンテナ A 3 にスイッチし、コピー元区間 T の途中の  $t_{34}$  において第 3 のアンテナ A 3 第 4 のアンテナ A 4 にスイッチし、コピー元区間 T の途中の  $t_{41}$  において第 4 のアンテナ A 4 第 1 のアンテナ A 1 にスイッチし、コピー元区間 T の間に、第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3、第 4 のアンテナ A 4 の信号を時分割で受信する。そして、コピー元区間 T の第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3、第 4 のアンテナ A 4 のそれぞれの受信区間について、対応するガード区間 G I の部分と相関  $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  をとることにより位相補正を行う。即ち、図 2 0 に示すように、ガード区間 G I を 3 分割した最初の分割ガード区間で第 2 のア

10

20

30

40

50

ンテナ A 2 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_2$  を計算し、ガード区間 G I を 3 分割した 2 番目の分割ガード区間と第 3 のアンテナ A 3 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_3$  を計算し、更に、ガード区間 G I を 3 分割した 3 番目の分割ガード区間と第 4 のアンテナ A 4 のコピー元区間 T との複素相関係数  $\rho_4$  を計算する。第 2 のアンテナ A 2、第 3 のアンテナ A 3 及び第 4 のアンテナ A 4 のそれぞれについて相関  $\rho_2, \rho_3, \rho_4$  をとる区間が、第 3 の実施の形態に比べて約  $1/3$  になってしまうが、十分に位相補正できる区間長である。第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置によれば、1 シンボル区間  $S_j$  で 3 つの被測定アンテナの位相補正ができるため、より高速フェージング環境に追従できる。

#### 【 0 0 5 2 】

第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置においては、電力合成器 1 4 は、基準アンテナ A 1 の信号と、3 つの位相器 1 3 a, 1 3 b, 1 3 c によって移相された複数の被測定アンテナ A 2, A 3, A 4 の信号を合成している。基準アンテナ A 1 の信号と被測定アンテナ A 2, A 3, A 4 の信号とが正常に相関演算されている場合は、単純に電力合成器 1 4 で合成すれば良いが、相関演算  $\rho_2, \rho_3, \rho_4$  が正常になされていない場合は、電力合成器 1 4 で合成してしまうとかえって信号が劣化してしまう。したがって、第 4 の実施の形態に係る 4 ブランチダイバーシチ受信装置においては、相関係数  $\rho_2, \rho_3, \rho_4$  が閾値（例えば 0.3）以下の被測定アンテナの信号は合成しないようにする。すべての被測定アンテナ A 2, A 3, A 4 の相関係数が閾値以下の場合は、電力合成器 1 4 での信号の合成は行わずに、4 つのアンテナ A 1, A 2, A 3, A 4 のうち最も信号強度の強いものを選択する。

#### 【 0 0 5 3 】

（その他の実施の形態）

上記のように、本発明は、便宜上、第 1 の実施の形態で 2 ブランチダイバーシチ受信装置、第 2 の実施の形態で 3 ブランチダイバーシチ受信装置、第 3 及び第 4 の実施の形態では 3 ブランチダイバーシチ受信装置について、それぞれ例示的に説明したが、本明細書の開示の一部をなす論述及び図面は本発明を限定するものであると理解すべきではない。この開示から当業者には様々な代替実施の形態、実施例及び運用技術が明らかとなる。

#### 【 0 0 5 4 】

例えば、本発明は 4 ブランチ以上の複数 N のブランチを有する多ブランチダイバーシチ受信装置に適用可能であることは勿論である。即ち、図示を省略しているが、より一般には、1 本の基準アンテナとなる基準アンテナと、複数 (N - 1) 本の被測定アンテナとで複数 N のブランチを構成として説明することができる (N は 2 以上の正の整数。)。この N ブランチダイバーシチ受信装置の場合も、図 1 と同様に、基準アンテナ及び (N - 1) 本の被測定アンテナのそれぞれが受信した OFDM 信号を電力合成する電力合成器と、電力合成器の出力側に接続された地上デジタル放送チューナーと、OFDM 信号の有効シンボル区間の途中において、各シンボル区間毎に基準アンテナの分岐出力と (N - 1) 本の被測定アンテナのブランチ (以下において「被測定ブランチ」という。 ) のいずれかの分岐出力とを切り替えるスイッチと、スイッチの出力側に接続され、OFDM 信号を復調する受信機と、(N - 1) 本の被測定ブランチのそれぞれに挿入され、(N - 1) 本の被測定アンテナがそれぞれ受信した OFDM 信号をそれぞれ移相させた後、電力合成器にそれぞれ出力する (N - 1) 個の位相器と、演算処理回路とを備える構成となる。

#### 【 0 0 5 5 】

そして、N ブランチダイバーシチ受信装置の演算処理回路は、受信機から復調信号を入力し、シンボル区間毎に基準アンテナのガード区間と被測定ブランチのそれぞれのコピー元区間のいずれかとの複素相関係数を計算し、複素相関係数より複素面での回転角を求め、対応する被測定アンテナのブランチの位相器に回転角分だけ移相させる信号を出力する処理を、(N - 1) 本の被測定ブランチのすべてに実施する。このように、ブランチ数 N が 2 より大きい場合、順次、基準アンテナと複数 (N - 1) 本の被測定アンテナの相関をそれぞれ求め、それぞれのブランチに位相設定を行うようにすれば良い。このため、N ブ

10

20

30

40

50

ランチダイバーシチ受信装置の場合、Nブランチすべての位相補正には、補正量計算のための1シンボル区間を考慮すると最大Nシンボル区間分の遅延が発生する。以上のように、本発明の他の実施の形態に係るNブランチダイバーシチ受信装置によれば、アンテナが、N本であっても、1つの受信機21を用いて、(N - 1)本の被測定アンテナに対して、時分割で位相差を計算して位相補正することができる。

【0056】

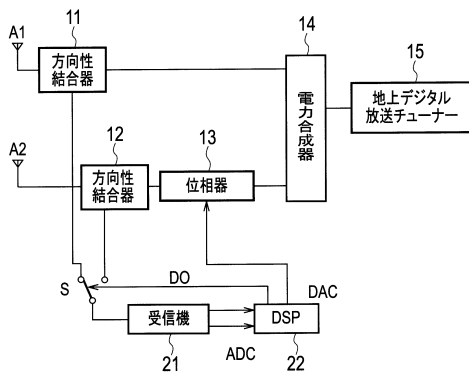
又、第4の実施の形態に係る4ブランチダイバーシチ受信装置において、相関係数  $\rho_2$  ,  $\rho_3$  ,  $\rho_4$  が閾値(例えば0.3)以下の被測定アンテナの信号は合成しないようにし、4つのアンテナA1, A2, A3, A4のうち最も信号強度の強いものを選択することを説明したが、それぞれの相関係数が閾値以下の被測定アンテナの信号を合成しないようにすることは、第1の実施の形態で説明した2ブランチダイバーシチ受信装置、第2の実施の形態で説明した3ブランチダイバーシチ受信装置、及び第3の実施の形態で説明した3ブランチダイバーシチ受信装置においても、同様に有効である。

10

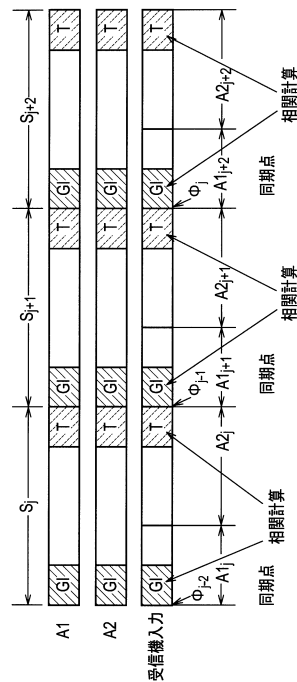
【0057】

このように、本発明はここでは記載していない様々な実施の形態等を含むことは勿論である。したがって、本発明の技術的範囲は上記の説明から妥当な特許請求の範囲に係る発明特定事項によってのみ定められるものである。

【図1A】

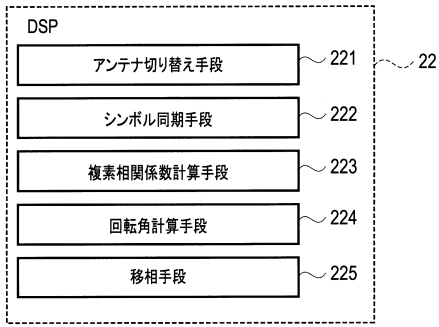


【図1B】

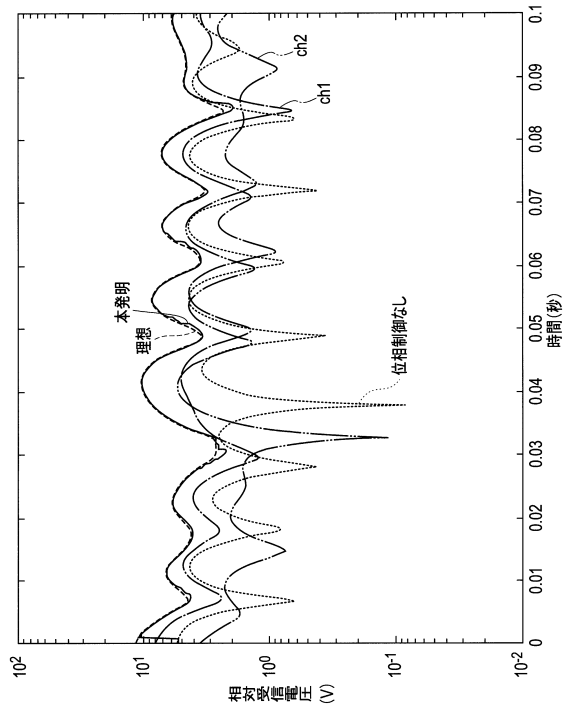




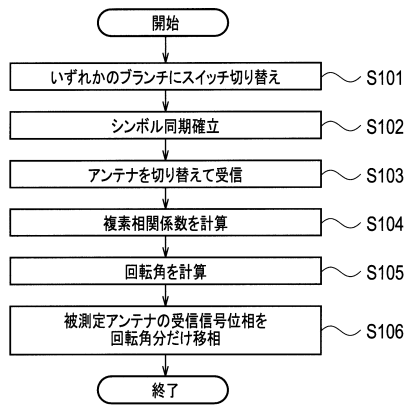
【図2】



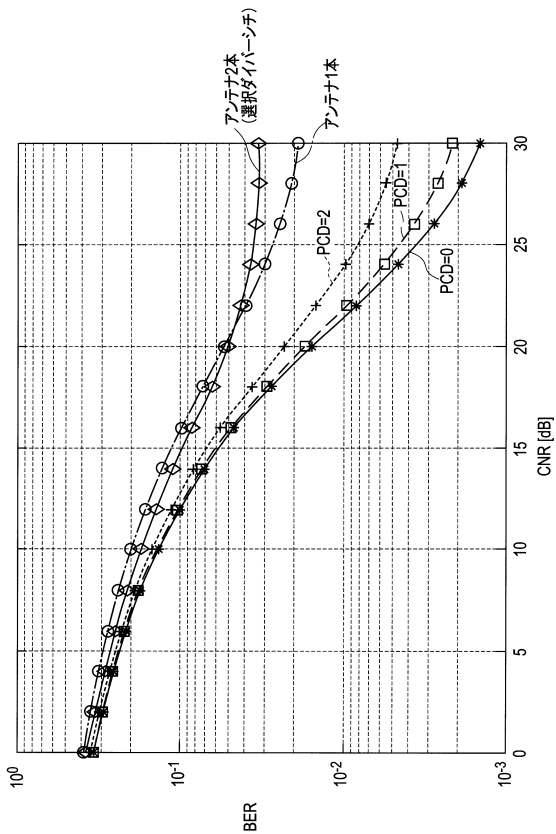
【図4】



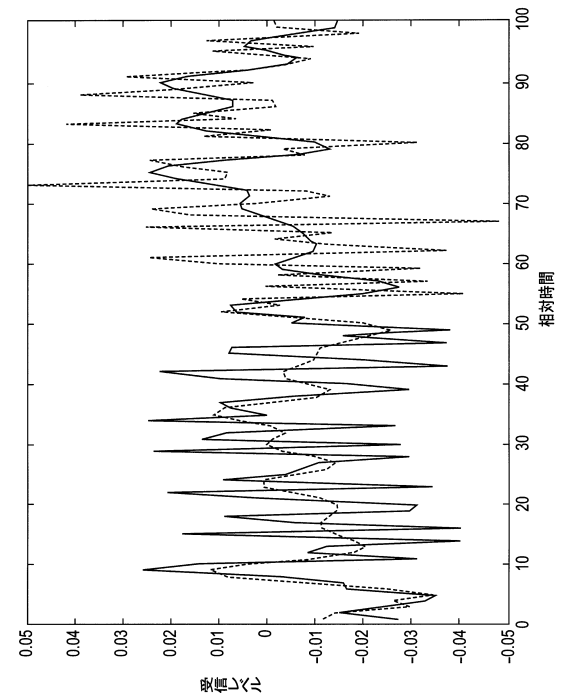
【図3】



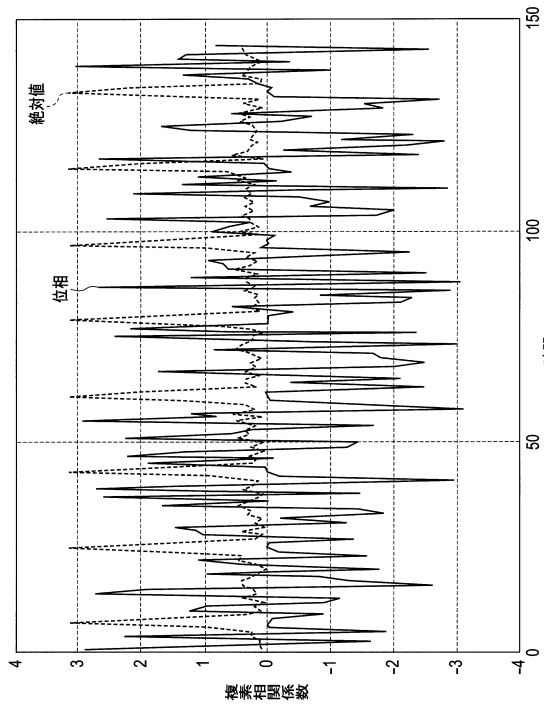
【図5】



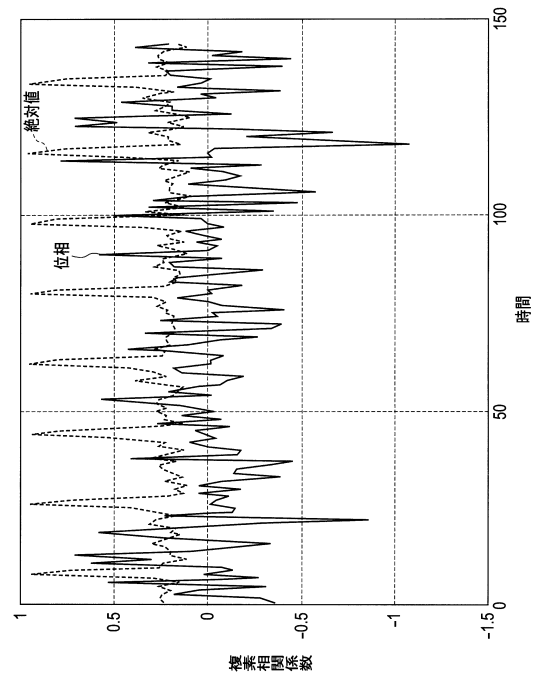
【図6】



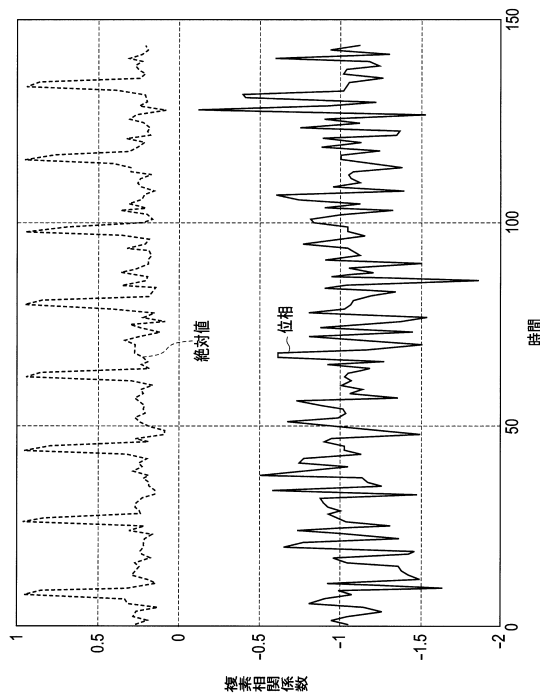
【図7】



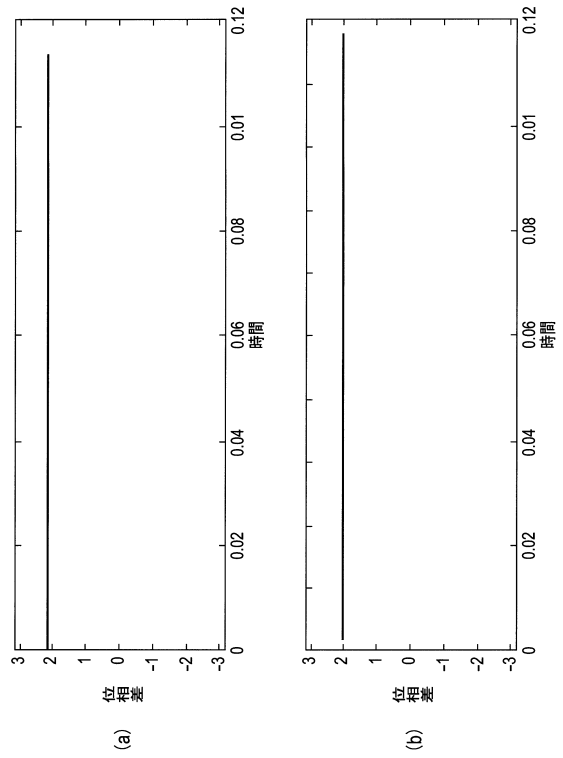
【図8】



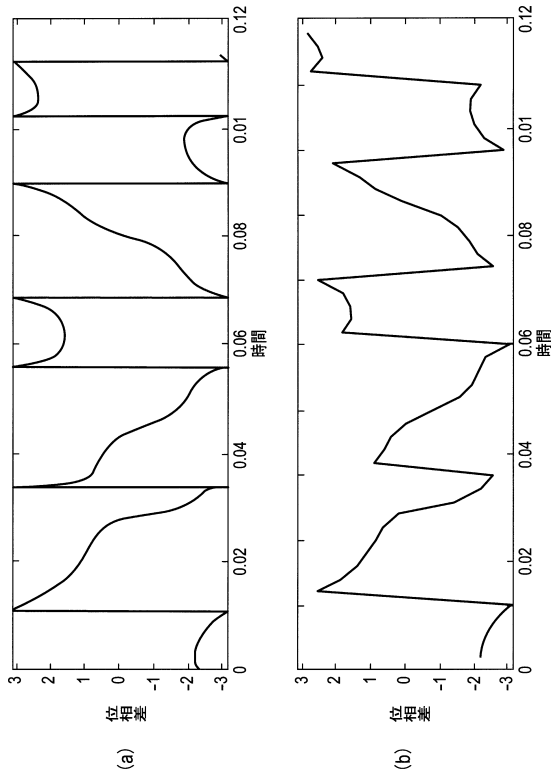
【図9】



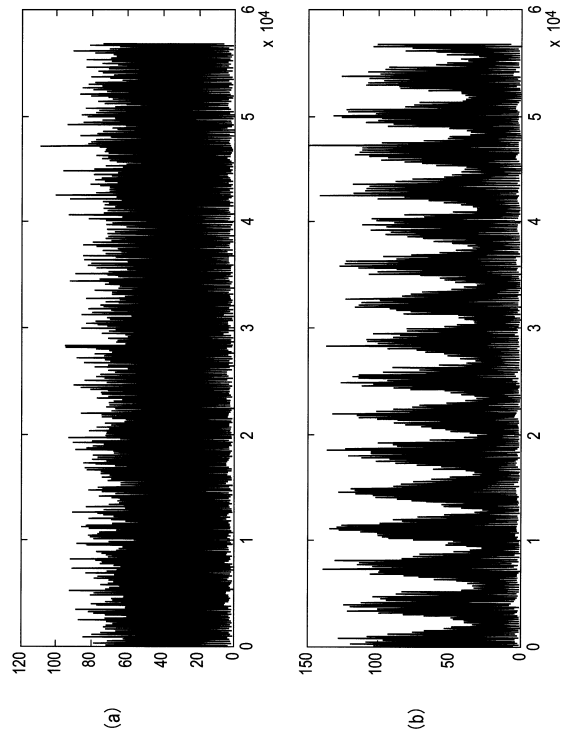
【図10】



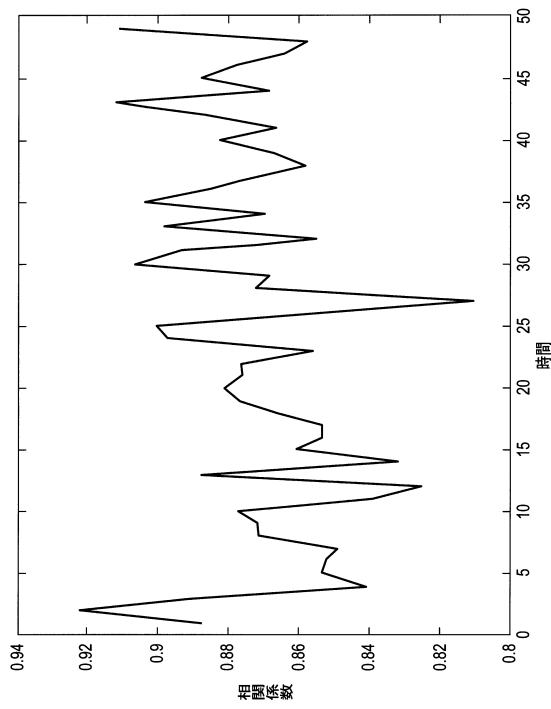
【 図 1 1 】



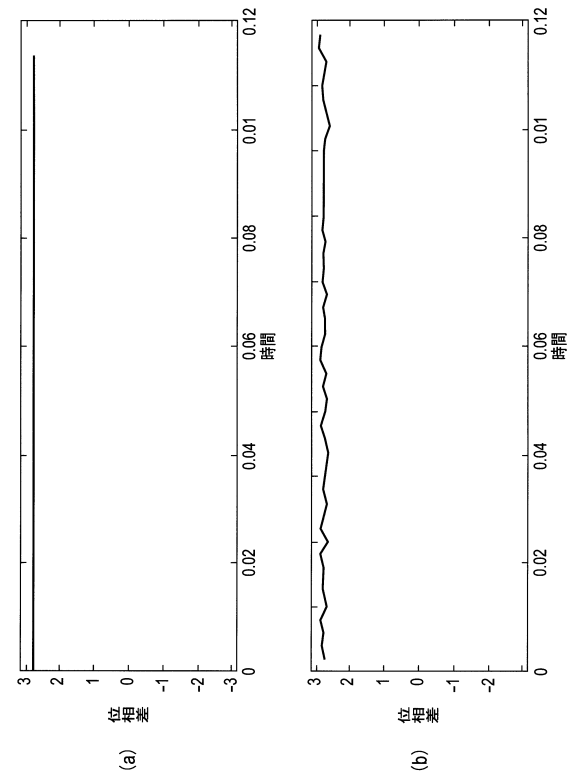
【 図 1 2 】



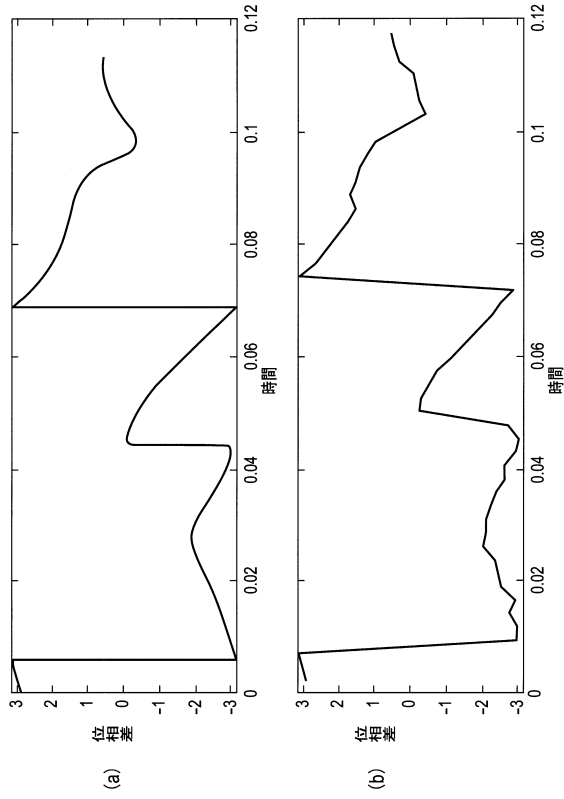
【 図 1 3 】



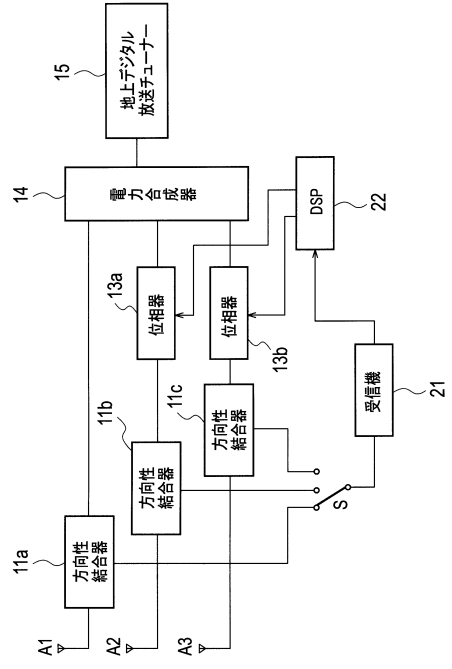
【 図 1 4 】



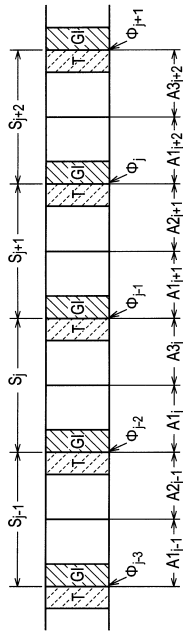
【図 15】



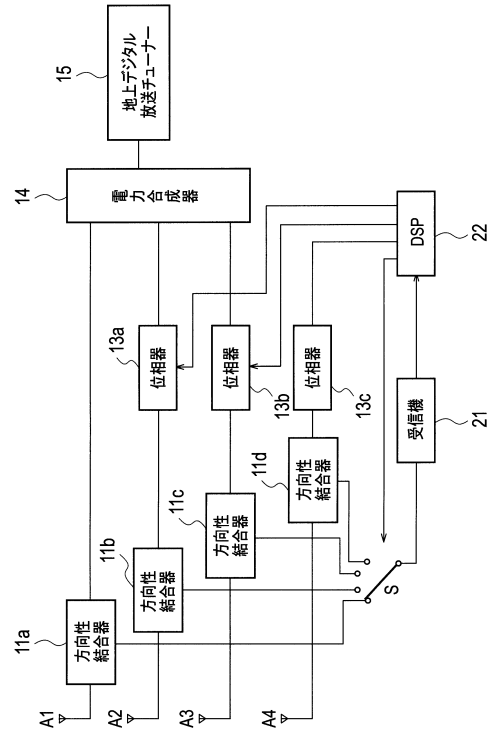
【図 16】



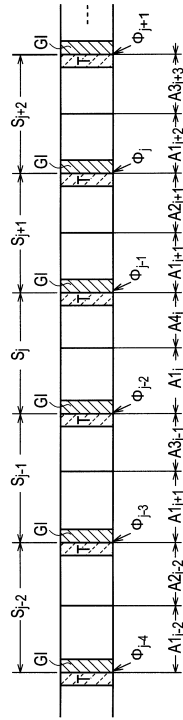
【図 17】



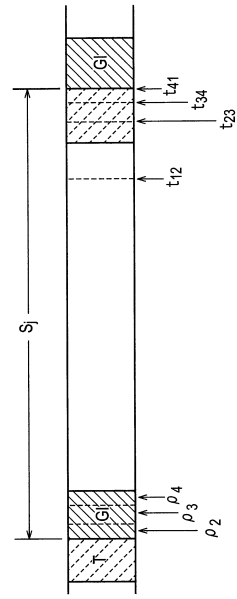
【図 18】



【 図 19 】



【 図 20 】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2008-066948(JP,A)  
特開2008-160357(JP,A)  
特開2005-348278(JP,A)  
特開2005-333455(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02 - 7/12