

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-201775

(P2013-201775A)

(43) 公開日 平成25年10月3日(2013.10.3)

(51) Int.Cl.
H04J 13/00 (2011.01)F I
H04J 13/00 100

テーマコード (参考)

審査請求 有 請求項の数 2 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2013-118687 (P2013-118687)	(71) 出願人	000006013
(22) 出願日	平成25年6月5日(2013.6.5)		三菱電機株式会社
(62) 分割の表示	特願2009-49835 (P2009-49835) の分割	(74) 代理人	100089118 弁理士 酒井 宏明
原出願日	平成21年3月3日(2009.3.3)	(72) 発明者	佐野 裕康 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三 菱電機株式会社内

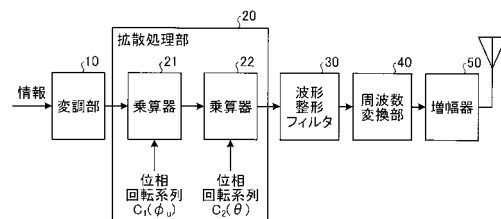
(54) 【発明の名称】 送信装置

(57) 【要約】

【課題】周波数帯域上でフラットな振幅特性を実現する送信装置を得ること。

【解決手段】上記課題を解決するため、本発明は、D S-C D M A通信システムの送信側の通信装置を構成する送信装置であって、送信すべき情報に対して変調処理を行う変調部10と、変調された信号に対し、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列を用いて拡散する拡散処理部20と、拡散された信号に対して周波数変換をする周波数変換部40と、を備えたことを特徴としている。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

D S - C D M A 通信システムの送信側の通信装置を構成する送信装置であって、
送信すべき情報に対して変調処理を行う変調手段と、
前記変調手段により変調された信号に対し、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列
を用いて拡散する拡散手段と、
前記拡散手段により拡散された信号に対して周波数変換をする周波数変換手段と、
を備えたことを特徴とする送信装置。

【請求項 2】

D S - C D M A 通信システムの送信側の通信装置を構成する送信装置であって、
送信すべき情報に対して変調処理を行う変調手段と、
前記変調手段により変調された信号に対し、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列
を用いて拡散させる第 1 の拡散手段と、
前記第 1 の拡散手段により拡散された信号に対し、周波数軸上で周波数を変化させる位
相回転系列を用いて拡散させる第 2 の拡散手段と、
前記第 2 の拡散手段により拡散された信号に対して周波数変換をする周波数変換手段と
、
を備えたことを特徴とする送信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、符号系列により直接スペクトラム拡散を行う C D M A (Code Division Mu
ltiple Access) 方式に対応した送信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

直接拡散 (D S : Direct Spread) 方式の C D M A (以下、D S - C D M A と記載する
) に対応した従来の通信装置は、たとえば、変調部、符号系列を乗算する乗算器、ベース
バンド信号を R F 信号に変換する周波数変換部および増幅器を含んだ送信機と、増幅器、
R F 信号をベースバンド信号に変換する周波数変換部、符号系列を乗算し、1 シンボル相
当積分する相関器および復調部を含んだ受信機と、により構成されていた。

【0003】

上記構成の従来の通信装置の動作について説明する。送信機では、送信情報が変調部
に
入力され、変調部は、入力情報を変調して変調信号を生成する。変調部から出力された変
調信号は、乗算器において、符号系列が乗算され、広帯域の信号に拡散変調される。そし
て、この拡散変調された信号は、周波数変換部で R F 信号に周波数変換され、さらに増幅
器で増幅された後、アンテナから対向する通信装置 (受信機) に向けて送信される。一方
、受信機では、対向する通信装置 (送信機) からの信号をアンテナで受信し、受信信号は
増幅器で増幅される。そして、この増幅された受信 R F 信号は、周波数変換部でベース
バンド信号に周波数変換された後、相関器において符号系列が乗算され、またシンボル単
位で積分する相関演算が行われ、相関値が出力される。この相関値は復調部にて復調され、
送信されてきた情報が再生される。復調部は一般に、マルチパス伝送路に対応するため、
R A K E 合成処理によりパスダイバーシチ効果が得られるように構成されている。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】横山光雄著 「スペクトル拡散通信システム」 科学技術出版社 (198
8 年)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

D S - C D M A 方式による広帯域伝送では、電波伝搬時にマルチパス遅延波の影響を受ける。このマルチパス遅延波の影響を低減する方法の一つに、受信側でマルチパス遅延波を R A K E 合成し、パスダイバーシチ利得を得る方法があるが、マルチパス波の数が増大すると、すべてのパスを合成できなくなるとともに、R A K E 合成を行う復調器の構成が複雑になるという問題がある。そこで、周波数領域でマルチパス遅延波に対して等化を行う手法（以下、周波数領域等化と呼ぶ）が検討されている。

【0006】

しかしながら、周波数領域等化を行う際には、既知系列であるパイロットシンボルを用いてチャネルインパルス応答を周波数領域で推定する必要があるため、マルチパス遅延波が存在しない条件下においては周波数帯域上でフラットな振幅特性を有する必要がある、

10

【0007】

D S - C D M A に適用する場合には、符号系列およびパイロットシンボルとして相関特性のよいものを使用しなければならない、という問題があった。

【0008】

また、周波数領域等化によるマルチパス遅延波対策としてシンボルブロックごとにサイクリック・プリフィックス（C P と記載する場合もある）を付加する場合、シンボルブロックの同期を実現するために、C P とシンボルブロック後部との相関処理を行い、同期タイミングを推定するが、C P およびシンボルブロック後部もマルチパス遅延波の影響を受けているために、相関特性が劣化することになり同期タイミング推定精度が劣化する、という問題があった。

20

【0009】

また、D S - C D M A において複数のユーザを多重化して送信する（複数のユーザが同時に送信する）際には、W a l s h 符号などの直交符号がユーザごとに割り当てられるが、符号が基本的に2値であるため、情報を変調する変調方式に依存し、ユーザ多重時には変調信号のベクトルが同一方向で合成される可能性がある。このため、送信信号のピークファクタを大きくする必要があり、送信側の増幅器の電力効率が劣化する、という問題があった。

【0010】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、D S - C D M A 方式の通信において、周波数帯域上でフラットな振幅特性を実現する送信装置を得ることを目的とする。さらに、各ユーザに個別に符号系列を割り当てる場合でも周波数帯域上でフラットな振幅特性が得られる送信装置を得ることを目的とする。

30

【0011】

また、複数のユーザを多重化した送受信動作において、送信ピーク電力の低減を実現する送信装置を得ることを目的とする。

【0012】

また、複数のユーザを多重化した送受信動作においても、受信側でユーザ間の直交性を保ちながら、ユーザごとのチャネル推定結果を得ることが可能な通信を実現する送信装置を得ることを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0013】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、D S - C D M A 通信システムの送信側の通信装置を構成する送信装置であって、送信すべき情報に対して変調処理を行う変調手段と、前記変調手段により変調された信号に対し、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列を用いて拡散する拡散手段と、前記拡散手段により拡散された信号に対して周波数変換をする周波数変換手段と、を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

50

本発明によれば、変調手段により変調された信号に対し、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列を用いて拡散処理をおこなうこととしたので、送信ピーク電力の低減を実現することができ、ユーザ間の直交性を保ちながら、周波数帯域上の振幅特性をフラットな特性にすることができ、受信側ではマルチパス遅延波が存在する場合でもチャネル推定を精度良く行うことができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】図1は、本発明にかかる送信装置の実施の形態1の構成例を示す図である。

【図2】図2は、実施の形態1の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。

【図3】図3は、ユーザ番号によって決定される変調信号の周波数配置のイメージを示す図である。

10

【図4】図4は、位相回転系列 C_1 の位相変化の例を示す図である。

【図5】図5は、位相回転系列 C_1 の位相変化の他の例を示す図である。

【図6】図6は、位相回転系列 C_2 に対応した変調信号の周波数軸上の振る舞いおよび周波数スペクトラムを示した図である。

【図7】図7は、位相回転系列 C_2 の周波数スペクトラムを示す図である。

【図8】図8は、実施の形態1の受信装置の構成例を示す図である。

【図9】図9は、本発明にかかる送信装置の実施の形態2の構成例を示す図である。

【図10】図10は、実施の形態2の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。

20

【図11】図11は、実施の形態2の受信装置の構成例を示す図である。

【図12】図12は、実施の形態2の等化器の構成例を示す図である。

【図13】図13は、実施の形態3の受信装置の構成例を示す図である。

【図14】図14は、実施の形態3の等化器の構成例を示す図である。

【図15】図15は、本発明にかかる送信装置の実施の形態4の構成例を示す図である。

【図16】図16は、実施の形態4の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。

【図17】図17は、実施の形態5の送信装置の構成例を示す図である。

【図18】図18は、実施の形態5の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。

30

【図19】図19は、実施の形態5の受信装置の構成例を示す図である。

【図20】図20は、実施の形態5の等化器の構成例を示す図である。

【図21-1】図21-1は、時間領域マスク処理部の動作を説明するための図である。

【図21-2】図21-2は、時間領域マスク処理部の動作を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下に、本発明にかかる送信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0017】

実施の形態1.

40

図1は、本発明にかかる送信装置の実施の形態1の構成例を示す図である。本実施の形態の送信装置は、変調部10、拡散処理部20、波形整形フィルタ30、周波数変換部40および増幅器50を備え、DS-SS方式の通信システムにおいて、信号送信側の通信装置を構成する。また、拡散処理部20は乗算器21および22を備え、これらの乗算器21および22は、それぞれ異なる位相回転系列 $C_1(\phi_u)$ および $C_2(\theta)$ を入力信号に対して乗算する。各位相回転系列の詳細については後述する。

【0018】

図2は、本実施の形態の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。図2において、 N_{sym} はフレームを構成するシンボルの総数、 N_k は既知系列部分を構成するシンボル（既知シンボル）の数、 N_d はデータ部分を構成するシンボル（データシンボル）の

50

数、SFはDS-SSAで使用されている拡散率である。

【0019】

図1に示した送信装置の動作について説明する。対向する通信装置（受信装置）へ送信する情報系列は変調部10に入力され、変調部10は、情報系列を変調する。変調部10から出力された変調信号は拡散処理部20に入力され、拡散処理部20では、まず、乗算器21が、次式(1)で表される位相回転系列 $C_1(\phi_u(j))$ を入力信号に対して乗算する。式(1)において、 u はユーザ番号であり($u=0\sim N-1$, $N\leq SF$)、 j はシンボルごとのチップ番号($j=0\sim SF-1$)である。

【0020】

【数1】

$$C_1 = \exp(\phi_u(j)),$$

$$\phi_u(j) = \frac{2\pi}{SF} \cdot u \cdot j \quad \dots(1)$$

10

【0021】

図3は、ユーザ番号 u によって決定される変調信号の周波数配置のイメージを示す図であり、具体的には、位相回転系列 $C_1(\phi)$ に対応するユーザ個別の符号（符号#0～# $N-1$ ）を用いた場合の、変調信号の周波数軸上での周波数配置を示している。図示したように、各変調信号は、直交するように配置される。また、図4は、位相回転系列 C_1 の位相変化の例を示す図である。

20

【0022】

図4に示したように、上式(1)で表される位相回転系列 C_1 は、拡散率SF単位で位相がのこぎり波状に変化する複素系列となる。この複素系列(C_1)に必要なことは、拡散率SF単位でのこぎり波状となるように位相が変化する性質を有することである。そのため、例えば、シンボルブロックにおいて、図5および次式(2)で示されるような、拡散率SF単位で位相が増加しながらのこぎり波状に変化する位相回転系列であってもよい。なお、図5は、位相回転系列 C_1 の位相変化の他の例を示す図である。また、式(2)において、 u はユーザ番号($u=0\sim N-1$, $N\leq SF$)、 i はシンボル番号($i=0\sim N_{sym}-1$)、 j はシンボルごとのチップ番号($j=0\sim SF-1$)である。図4や図5に示したような性質の位相回転系列を使用すると、ユーザ間で位相が直交するようになる。

30

【0023】

【数2】

$$C_1 = \exp(\phi_u(i,j)),$$

$$\phi_u(i,j) = \frac{2\pi}{N_{sym} \cdot SF} \cdot u \cdot (N_{sym} \cdot j + i) \quad \dots(2)$$

40

【0024】

乗算器21から出力された、位相回転系列 C_1 が乗算された後の信号は、乗算器22に入力される。乗算器22は、乗算器21からの入力信号に対して次式(3)で表される位相回転系列 $C_2(\theta)$ を乗算し、広帯域な信号に変換する。次式(3)において、 i はシンボル番号であり($i=0\sim N_{sym}-1$)、 j はシンボルごとのチップ番号($j=0\sim SF-1$)、 m は整数である。

【0025】

【数 3】

$$C_2 = \exp(\theta(i, j)),$$

$$\theta(i, j) = \frac{m\pi}{N_{\text{sym}} \cdot SF} \cdot (SF \cdot i + j)^2 \quad \cdots (3)$$

【0026】

ここで、位相回転系列 C_2 の性質は、拡散処理時の占有帯域幅 Bw とすると、図 6 の上段に示したように、1 シンボルブロック間で $Bw / (N_{\text{sym}} \cdot SF)$ に比例した周波数 Δf により拡散用チップ時間の間隔で一定の周波数変化量で変化していくものである。その結果、乗算器 22 の出力は、図 6 の下段に示したような周波数スペクトラムとなる。なお、図 6 は、位相回転系列 C_2 に対応した変調信号の周波数軸上の振る舞いおよび周波数スペクトラムを示した図である。このようなチップ時間間隔で周波数が一定変化する性質を有する拡散系列例として、一般化すると次式 (4) のように表される。次式 (4) において、 i はシンボル番号であり ($i = 0 \sim N_{\text{sym}} - 1$)、 j はシンボルごとのチップ番号 ($j = 0 \sim SF - 1$)、 m 、 h は整数である。

【0027】

【数 4】

$$C_2 = \exp(\theta(i, j)),$$

$$\theta(i, j) = \frac{m\pi}{N_{\text{sym}} \cdot SF} \cdot (SF \cdot i + j)(SF \cdot i + j + h), \quad \cdots (4)$$

【0028】

特に、図 2 に示した構成のフレーム（既知系列＋データ部分）がオール“0”の場合、位相回転系列 C_1 および C_2 の符号がそれぞれ、拡散率 SF 単位で位相が増加しながら周期的に、のこぎり波状に変化する性質（ C_1 の性質）、および周波数帯域 Bw で変化していく性質（ C_2 の性質）を有するため、マルチパス遅延波がない場合には、上記乗算器 22 の出力（拡散処理部 20 の出力）は、周波数スペクトルが、図 7 に示したようにフラットになり、周波数領域の面で、マルチパス遅延波の分離が精度よく行える。その結果、チャネル推定精度の向上が図れる。なお、図 7 は、位相回転系列 C_2 の周波数スペクトラムを示す図である。

【0029】

拡散処理部 20 で広帯域に拡散された変調信号は、波形整形フィルタ 30 に入力され、波形整形が行われた後、周波数変換部 40 において周波数変換され、増幅器 50 に入力される。増幅器 50 の出力は、アンテナを介して対向する通信装置に向けて送信される。

【0030】

つづいて、上述した送信装置から送信された信号を受信する受信装置（対向する通信装置）の動作について説明する。図 8 は、図 1 に示した送信装置の通信相手先（対向する通信装置）となる受信装置（実施の形態 1 の受信装置）の構成例を示す図である。この受信装置は、周波数変換部 60、波形整形フィルタ 70、逆拡散処理部 80 および復調部 90 を備える。また、逆拡散処理部 80 は乗算器 81 および相関器 82 を備え、乗算器 81 は、入力信号に対して逆位相回転系列 $D_2 (-\theta)$ を乗算する。また、相関器 82 は、逆位相回転系列 $D_1 (-\phi_u)$ を用いて入力信号の相関処理を行う。なお、これらの逆位相回転系列は、送信側の通信装置（図 1 で示した送信装置）の拡散処理部 20 で乗算された各位相回転系列と逆の性質を有する位相回転系列である。

【0031】

受信装置において、対向する通信装置（送信装置）からの信号はアンテナで受信され、周波数変換部 60 に入力され、ベースバンド信号に周波数変換される。周波数変換部 60 から出力されたベースバンド信号は、波形整形フィルタ 70 でフィルタリングされた後、

逆拡散処理部 80 に入力される。逆拡散処理部 80 では、まず、乗算器 81 が、次式 (5) で表される逆位相回転系列 D_2 を入力信号に乗算し、位相 θ に相当する逆回転を与える。式 (5) において、* は複素共役を示す記号である。

$$D_2 = C_2^* \quad \dots (5)$$

【0032】

逆拡散処理部 80 では、次に、相関器 82 が、乗算器 81 からの出力信号に対して逆拡散処理を行う。具体的には、次式 (6) で表される逆位相回転系列 D_1 を乗算器 81 からの出力信号に乗算し、位相 ϕ_u に相当する逆回転を与えた後、拡散率 SF に相当するチップ数分だけシンボル単位で合成する。なお、* は複素共役を示す記号である。

$$D_1 = C_1^* \quad \dots (6)$$

【0033】

相関器 82 (逆拡散処理部 80) からの出力は、復調部 90 に入力され、フレーム中の既知系列のシンボル部分 (図 2 参照) を用いてチャネル推定が行われ、チャネル推定結果を用いて RAKE 合成が行われた後、データの判定が行われ、復調結果が得られる。

【0034】

このように、本実施の形態の通信装置 (送信装置、受信装置) は、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列 (C_1) と周波数軸上で一定の周波数幅で変化する位相回転系列 (C_2) を用いて拡散処理を行い、また、これらの位相回転系列と逆の性質を有する逆位相回転系列 (D_1 , D_2) を用いて逆拡散処理を行うこととした。これにより、ユーザ間の直交性を保ちながら、周波数帯域上の振幅特性をフラットな特性にすることができ、マルチパス遅延波が存在する場合でもチャネル推定を精度良く行うことができる。

【0035】

また、DS-SS-CDMA において、ユーザ識別のためにユーザごとに割り当てる符号として、シンボルブロック単位で、ユーザ間で固有の直交した位相回転を有する符号系列を用いているため、ユーザ間で信号を分離できる。さらに、拡散処理後の信号のコンステレーションが基本的に単位円周上を回転することとなり、原点を通過する頻度を抑えることができ、送信装置の増幅器において電力効率化が図れる。

【0036】

実施の形態 2.

本実施の形態では、周波数領域等化のために、DS-SS-CDMA においてシンボルサイクリック・プリフィックス (CP) を付加して送受信を行う通信装置 (送信装置、受信装置) について説明する。また、シンボルブロックの同期を実現するために、マルチパス遅延波の影響を受けたシンボルブロックと後部との相関処理によらずに、同期タイミングを推定する通信装置について説明する。

【0037】

図 9 は、本発明にかかる送信装置の実施の形態 2 の構成例を示す図である。図示したように、本実施の形態の送信装置は、実施の形態 1 で説明した送信装置 (図 1 参照) の拡散処理部 20 を拡散処理部 20a に置き換えたものである。また、拡散処理部 20a は、拡散処理部 20 に対して CP 付加部 23 を追加したものである。その他の構成要素については実施の形態 1 の送信装置と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。

【0038】

CP 付加部 23 は、乗算器 22 からの出力信号に対してシンボルサイクリック・プリフィックス (CP) を付加し、CP を付加した後の信号を波形整形フィルタ 30 に対して出力する。

【0039】

図 10 は、実施の形態 2 の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。本実施の形態の送信装置では、図 10 に示したように、M 個 (M は 1 以上の任意の整数) のチャネル推定用のスロットおよび L 個 (L は 1 以上の任意の整数) のデータ用スロットからなる構成のフレームを送信する。このフレームに含まれるチャネル推定用スロットおよびデータ用スロットはともに、 $N_{sym} + N_{cp}$ シンボルからなるシンボルブロックで構成され

10

20

30

40

50

ている。ここで、 N_{cp} はC P部分のシンボル数、S FはD S - C D M Aにおける拡散率、 N_{sym} は周波数領域変換対象部分のシンボル数、 N_d はデータシンボル数、 N_k は既知系列部分のシンボル数である。図10に示したように、 $N_k \geq N_{cp}$ のときにC P部分のシンボルも完全に既知シンボルとすることができる。その際にパイロットシンボルの末尾部分と既知系列部分が全く同じになるようにしておけば、受信側では、予め用意しておいたC P部分の系列を用いて相関処理を行うことができる。この結果、マルチパス遅延波の影響を受けずに同期タイミングの推定を行うことができる。さらに、パイロットシンボル部分の系列は実施の形態1でも示したように、オール“0”のパターン（無変調相当）としておけば、位相回転系列 C_1 、 C_2 の2つの位相回転系列の性質により、パイロットシンボルを拡散処理した場合でも、周波数帯域上の振幅特性をフラットな特性にでき、マルチパス遅延波が存在する場合でもチャネル推定を高精度に行うことができる。

10

【0040】

実施の形態1の送信装置と異なる動作を行う拡散処理部20aについて説明する。拡散処理部20aでは、乗算器22の出力がC P付加部23に入力され、C P付加部23は、図10に示したように、スロットの末尾部分をコピーし、スロットの先頭部分にC Pとして付加される。C Pが付加された信号は、後段の波形整形フィルタ30に対して出力される。

【0041】

つづいて、本実施の形態の送信装置（図9参照）から送信された信号を受信する受信装置の動作について説明する。図11は、実施の形態2の受信装置の構成例を示す図である。この受信装置は、実施の形態1で説明した受信装置（図8参照）の逆拡散処理部80を逆拡散処理部80aに置き換えたものである。また、逆拡散処理部80aは、逆拡散処理部80に対してC P除去部83および等化器84を追加したものである。その他の構成要素については実施の形態1の受信装置と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。

20

【0042】

逆拡散処理部80aにおいて、C P除去部83は、波形整形フィルタ70の出力信号を受け取り、スロットまたはシンボルブロックごとに、各スロットに付加されているC Pを除去する。等化器84は、C P除去部83でC Pが除去された後の信号を等化する。

【0043】

図12は、等化器84の構成例を示す図である。図示したように、等化器84は、ナイキスト点を抽出するナイキスト点抽出部841と、時間領域の信号を周波数領域の信号に変換するFFT部842および847と、チャネル推定結果に基づきマルチパス遅延波による歪みを補償する補償部843と、周波数領域の信号を時間領域の信号に変換するIFFT部844と、1スロット分のパイロット系列に対して、逆位相回転系列 D_2 を乗算する乗算器845と、乗算器845からの出力信号に対して逆位相回転系列 D_1 を乗算する乗算器846と、FFT部842からの出力信号とFFT部847からの出力信号とを乗算する乗算器848を備える。なお、乗算器845および846とFFT部847は、1スロット分の逆拡散のための符号系列を周波数領域で生成する逆位相回転系列生成部849を構成している。

30

40

【0044】

実施の形態1の受信装置と異なる動作を行う逆拡散処理部80aについて説明する。逆拡散処理部80aでは、波形整形フィルタ70からの出力信号をC P除去部83が受け取り、C Pを除去した後、等化器84へ入力する（図11，図12参照）。等化器84ではまず、ナイキスト点抽出部841が、C P除去後の信号（C P除去部83の出力信号）からナイキスト点サンプルを抽出する。ナイキスト点抽出部841の出力は、FFT部842に入力され、FFT部842は、入力信号（ナイキスト点サンプル信号）を時間領域のサンプルから周波数領域のサンプルに変換し、得られた信号（周波数領域に変換後の信号）を補償部843および乗算器848に対して出力する。

【0045】

50

一方、逆位相回転系列生成部 849 では、逆拡散ための符号系列を周波数領域で生成する。具体的には、まず、サンプル数が $N_{sym} \times SF$ のパイロット系列（例えばオール“0”パターン）が乗算器 845 に入力され、逆位相回転系列 $D_2 = C_2^*$ （ C_2 は送信装置の乗算器 22 で乗算される位相回転系列、* は複素共役を表す）を用いて位相 θ に相当する逆回転処理が行われる。さらに、乗算器 845 の出力は、乗算器 846 に入力され、逆位相回転系列 $D_1 = C_1^*$ （ C_1 は送信装置の乗算器 21 で乗算される位相回転系列、* は複素共役を表す）が乗算されることで、CP 部分を除いた 1 スロット分（ $N_{sym} \times SF$ サンプル）の逆拡散用の逆位相回転系列が生成される。またさらに、乗算器 846 の出力は、FFT 部 847 に入力され、時間領域から周波数領域に変換される。

【0046】

乗算器 848（チャネル推定手段に相当）では、FFT 部 842 からの入力のうちのチャネル推定用スロットの $N_{sym} \times SF$ サンプルに対し、逆位相回転系列生成部 849（FFT 部 847）から出力された周波数領域の逆位相回転系列を乗算して周波数領域でのチャネル推定値 $H(i)$ （ $i = 0 \sim N_{sym} \cdot SF - 1$ ）を算出する。このチャネル推定値 $H(i)$ は補償部 843 に入力され、補償部 843 は、FFT 部 842 からの入力信号を周波数領域で補償する。この補償部 843 が行う周波数領域での補償方法では、例えば、次式（7）で表される MMSE（最小二乗誤差）規範に従った周波数領域上の補償量 $W(i)$ により、データ用スロットに対してマルチパス遅延波による歪みの補償処理を行う。なお、式（7）において、 γ は信号電力対雑音電力の比を表し、* は複素共役を示す記号である。

【0047】

【数 5】

$$W(i) = \frac{H^*(i)}{|H(i)|^2 + 1/\gamma} \quad \dots(7)$$

【0048】

補償部 843 の出力は、IFFT 部 844 に入力され、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換された後、後段の乗算器 81 へ出力される（図 11 参照）。乗算器 81 および相関器 82 の動作は、実施の形態 1 で説明したとおりである。

【0049】

相関器 82（逆拡散処理部 80a）の出力は復調部 90 に入力され、復調部 90 は、フレーム中の既知系列のシンボル部分を用いて、時間領域での周波数偏差の推定およびチャネル推定を行い、周波数偏差推定結果およびチャネル推定結果に基づき、入力された信号の補償を行い、さらにデータの判定を行って復調結果を得る。

【0050】

このように、本実施の形態の通信装置（送信装置、受信装置）は、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列（ C_1 ）と周波数軸上で一定の周波数幅で変化する位相回転系列（ C_2 ）を用いて拡散処理を行い、また、これらの位相回転系列と逆の性質を有する逆位相回転系列（ D_1 、 D_2 ）を用いて逆拡散処理を行うこととした。また、CP を付加したフレームの送受信を行うこととし、また、スロット（シンボルブロック）の末尾を既知系列とすることで、CP 部分についても既知系列とすることとした。これにより、実施の形態 1 で得られる効果に加え、マルチパス遅延波の影響を受けていない CP に相当する部分の既知系列と受信された CP 部分の信号との相関によりスロット（シンボルクロック）同期を高精度に行うことができる。また、スロット中の末尾にある既知系列のシンボル部分を用いて、時間領域での周波数偏差の推定、チャネル推定を行い、これらの推定結果を用いて入力信号を補償することにより、良好な復調結果を得ることができる。

【0051】

実施の形態 3.

本実施の形態では、全体的な動作は実施の形態 2 の通信装置と同様であるが、受信側の

10

20

30

40

50

通信装置の構成が一部異なる通信装置について説明する。すなわち、受信装置の構成が実施の形態 2 と異なる。本実施の形態では実施の形態 2 と異なる部分である受信装置について説明する。

【0052】

図 13 は、実施の形態 3 の受信装置の構成例を示す図である。この受信装置は、実施の形態 2 で説明した受信装置（図 11 参照）の逆拡散処理部 80a を逆拡散処理部 80b に置き換えた構成をとる。また、逆拡散処理部 80b は、逆拡散処理部 80a の乗算器 81 および相関器 82 に代えて合成部 85 を備え、さらに、等化器 84 を等化器 84b に置き換えたものである。等化器 84b は、周波数領域で等化処理を行うとともに逆位相回転系列 $D_2(-\theta)$ と逆位相回転系列 $D_1(-\phi_u)$ の乗算を周波数領域で行う。合成部 85 は、拡散率 SF に基づきシンボル単位で合成を行う。なお、その他の構成要素については実施の形 2 の受信装置と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。

10

【0053】

図 14 は、等化器 84b の構成例を示す図である。図示したように、等化器 84b は、実施の形態 2 で説明した等化器 84（図 12 参照）の逆位相回転系列生成部 849 を逆位相回転系列生成部 849b に置き換え、さらに、乗算器 850 を追加したものである。ここでは、等化器 84 と異なる部分について説明を行う。

【0054】

逆位相回転系列生成部 849b は、1 スロット分の逆拡散のための符号系列（逆位相回転系列 $F(D_1 \cdot D_2)$ ）を周波数領域で生成する。乗算器 850 は、補償部 843 からの出力に対し、逆位相回転系列生成部 849b で生成された逆位相回転系列 $F(D_1 \cdot D_2)$ を周波数領域で乗算する。以下、等化器 84b の詳細動作について説明する。

20

【0055】

等化器 84b において、逆位相回転系列生成部 849b は、1 スロット分のパイロット系列（オール“0”パターン相当）に対して逆位相回転系列 $D_1 = C_1^*$ （ C_1 は送信装置の乗算器 21 で乗算される位相回転系列、 $*$ は複素共役を表す）と $D_2 = C_2^*$ （ C_2 は送信装置の乗算器 22 で乗算される位相回転系列、 $*$ は複素共役を表す）を乗算し、時間領域から周波数領域に変換して、周波数領域で逆位相回転処理を行った、逆位相回転系列（ $F(D_1 \cdot D_2)$ ）、系列長： $N_{sym} \times SF$ ）を予め生成し、保存しておく。また、この逆位相回転系列 $F(D_1 \cdot D_2)$ を必要に応じて乗算器 848 および 850 に対して出力する。

30

【0056】

乗算器 850 は、補償部 843 からの入力信号に対し、逆位相回転系列 849b から出力された逆位相回転系列 $F(D_1 \cdot D_2)$ を 1 スロット分乗算して、拡散の際に使用された符号系列が除去された 1 スロット分のサンプルデータ（ $N_{sym} \times SF$ ）を抽出する。このサンプルデータは IFFT 部 844 で時間領域の信号に変換された後、合成部 85（図 13 参照）へ入力される。

【0057】

このように、本実施の形態の受信装置では、予め、逆拡散処理で使用する位相回転系列を周波数領域で準備しておくこととした。これにより、位相回転系列を算出するための FFT 処理が不要になるとともに、相関器を拡散率 SF 単位で合成する合成器に変更できるため、回路の構成を簡単化できる。

40

【0058】

実施の形態 4.

本実施の形態では、実施の形態 2 および 3 と同様に、CP を付加して送受信を行う通信装置（送信装置、受信装置）について説明するが、特に下りリンクを想定した、ユーザ（コード）多重機能を実現する通信装置（送信装置）について説明する。

【0059】

図 15 は、本発明にかかる送信装置の実施の形態 4 の構成例を示す図である。図示したように、本実施の形態の送信装置は、変調部 10-1 ~ 10-N、拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N、チャネル推定用スロット生成部 24、チャネル推定用スロット付加部 25

50

、加算器 26、波形整形フィルタ 30、周波数変換部 40 および増幅器 50 を備える。拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N は同じ構成であり、乗算器 21、22 および CP 付加部 23 をそれぞれ含む。また、チャネル推定用スロット生成部 24 は、乗算器 22 および CP 付加部 23 を含み、これらは、拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N に含まれている乗算器 22 および CP 付加部 23 と同じ処理を行う。

【0060】

なお、変調部 10-1 ~ 10-N は実施の形態 1 で説明した送信装置の変調部 10 と同じ動作を行い、拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N は実施の形態 2 で説明した送信装置の拡散処理部 20a と同じ動作を行う。波形整形フィルタ 30、周波数変換部 40 および増幅器 50 も実施の形態 1 で説明した送信装置の波形整形フィルタ 30、周波数変換部 40 および増幅器 50 とそれぞれ同じ動作を行う。本実施の形態では、実施の形態 1 または 2 で既に説明した構成要素の動作については説明を省略する。すなわち、チャネル推定用スロット生成部 24、チャネル推定用スロット付加部 25 および加算器 26 の動作についてのみ説明を行う。

【0061】

図 16 は、実施の形態 4 の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図である。このフレームは、各ユーザ（コード）共通の M 個（M は 1 以上の任意の整数）のチャネル推定用のスロット及び L 個（L は 1 以上の任意の整数）のデータ用スロットから構成され、データ用スロットは N 個多重されている。また、チャネル推定用スロットおよびデータ用スロットはともに、 $N_{sym} + N_{cp}$ シンボルからなるシンボルブロックで構成されており、実施の形態 2 の送信装置から送信されるスロット（図 10 参照）と同じ構成となっている。

【0062】

本実施の形態の送信装置において、各変調部（変調部 10-1 ~ 10-N）およびこれらの後段に配置された各拡散処理部（拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N）は、実施の形態 1 で説明した送信装置の変調部 10 および拡散処理部 20 と同様の処理を入力信号に対して実行する。具体的には、各変調部は、入力された情報系列 #u（u はユーザ番号であり、 $u = 0 \sim N-1$ 、 $N \leq SF$ ）を変調し、各拡散処理部では、前段の変調部からの入力信号に対し、位相回転系列 $C_1(\phi_u)$ および位相回転系列 $C_2(\theta)$ を順に乗算した後、CP を付加する。

【0063】

各拡散処理部からの出力信号は加算器 26 に入力され、加算器 26 は、各拡散処理部から入力された N ユーザ（コード）分の拡散信号を加算する。

【0064】

チャネル推定用スロット生成部 24 にはパイロット部分がオール 0（無変調相当）のパイロット系列が入力され、チャネル推定用スロット生成部 24 では、乗算器 22 が入力信号に対して $C_2(\theta)$ を乗算した後、CP 付加部 23 が CP を付加することによりチャネル推定用スロットを生成する。この動作は、拡散処理部 20a-1 ~ 20a-N における動作から位相回転系列 $C_1(\phi_u)$ を乗算する処理（乗算器 21 で実行する処理）を除いたものである。チャネル推定用スロット生成部 24 の出力は、位相回転系列 $C_2(\theta)$ が周波数帯域 Bw で変化していく性質を有しており、マルチパス遅延波がない場合には、周波数スペクトルをフラットにすることができる。この結果、周波数領域でチャネル推定を行う際には、マルチパス遅延波の分離を精度よく行うことができ、チャネル推定精度の向上が図れる。ここで、位相回転系列 $C_1(\phi_u)$ を乗算しないということは、ユーザ番号 $u = 0$ としたときの $C_1(\phi_u)$ を乗算した場合と等しい処理である。

【0065】

チャネル推定用スロット生成部 24 からの出力（チャネル推定用スロット）は、加算器 26 の出力とともに、チャネル推定用スロット付加部 25 に入力され、チャネル推定用スロット付加部 25 は、加算器 26 から受け取ったデータ用スロットとチャネル推定用スロット生成部 24 から受け取ったチャネル推定用スロットを用いて、L 個のデータ用スロットの前段に M 個のチャネル推定用スロットが付加されたフレーム（図 16 参照）を生成す

る。Nユーザ（コード）分のデータ用スロットを多重する場合には、チャネル推定用スロットの電力をN個分相当の電力まで大きくすることにより、チャネル推定精度を改善できる効果がある。

【0066】

チャネル推定用スロット付加部25の出力は波形整形フィルタ30へ入力され、その後、周波数変換部40および増幅器50を経由し、アンテナから送信される。

【0067】

このように、本実施の形態の送信装置では、下り送信側において、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列と周波数軸上で一定の周波数幅で変化する位相回転系列とを用いて拡散処理を行うこととした。これにより、ユーザ間の直交性を保ちつつ多重化することが可能となる。

10

【0068】

また、チャネル推定用スロットの振幅特性を周波数帯域上でフラットな特性にすることができ、多重化したユーザ数分、チャネル推定用スロットの電力を大きくすることで、マルチパス遅延波が存在する伝送路の影響を受ける場合でもチャネル推定を高精度に行うことができる。

【0069】

実施の形態5.

本実施の形態では、実施の形態2～4と同様に、CPを付加して送受信を行う通信装置（送信装置、受信装置）について説明するが、特に上りリンクを想定した、ユーザ（コード）多重機能を実現する通信装置（送信装置）について説明する。

20

【0070】

なお、本実施の形態の通信装置における送受信動作は、実施の形態2で説明した通信装置と基本的に同じであるが、基地局と複数の端末からなる通信システムの上り受信を想定しており、基地局（受信側）と端末（送信側）の距離差に応じて、各端末からの送信タイミングが異なる場合の送受信動作（送／受信装置の構成、フレーム構成）についてのみ説明を行う。すなわち、本実施の形態では、図17に示したように、各ユーザ（端末）で上り送信を行うことを想定しているが、ユーザ（端末）間では、端末の位置が異なるため、端末と基地局との距離の差により、基地局側（受信側）では各受信タイミングが微妙にずれていることを前提とする。図17は、実施の形態5の通信システムにおいて送信側となる端末（送信装置）の構成例を示す図である。図17に示した各端末（送信装置）の構成および動作は、実施の形態2で説明した送信装置（図9参照）と同一である。ただし、各送信装置の拡散処理部20aでは、ユーザ識別のため、それぞれ異なる位相回転系列 C_1 （ $\phi_u(j)$ ）を使用する。 u はユーザ番号（ $u = 0 \sim N-1$, $N \leq SF$ ）であり、 j はシンボルごとのチップ番号（ $j = 0 \sim SF-1$ ）である。

30

【0071】

図18は、実施の形態5の通信装置が送受信するフレームの構成を示す図であり、このフレームは、M個（Mは1以上の任意の整数）のチャネル推定用スロットとおおよびL個（Lは1以上の任意の整数）のデータ用スロットから構成される。また、図示したように、フレームに含まれるチャネル推定用スロットおよびデータ用スロットはともに、 $N_{sym} + 2 \cdot N_{cp}$ シンボルからなるシンボルブロックで構成されている。ここで、 N_{cp} はCP部分のシンボル数、SFはDS-CDMAにおける拡散率、 N_{sym} は周波数領域変換対象部分のシンボル数、 N_d はデータシンボル数、 N_k は既知系列部分のシンボル数である。図18に示したように、 $N_k \geq N_{cp}$ のときにCP部分のシンボルも完全に既知シンボルとすることができる。その際にパイロットシンボルの先頭／末尾部分と既知系列部分が全く同じになるようにしておけば、受信側では、予め用意しておいたCP部分の系列を用いて相関処理を行うことができる。この結果、マルチパス遅延波の影響を受けずに同期タイミングの推定を行うことができる。さらに、パイロットシンボル部分の系列は実施の形態1でも示したように、オール“0”のパターン（無変調相当）としておけば、位相回転系列 C_1 , C_2 の2つの位相回転系列の性質により、パイロットシンボルを拡散処理した場合でも、

40

50

周波数帯域上の振幅特性をフラットな特性にでき、マルチパス遅延波が存在する場合でもチャンネル推定を高精度に行うことができる。なお、C P部分を各スロットの先頭および末尾の部分に配置しているのは、各ユーザ（端末）で上り送信を行うことを想定しており、ユーザ（端末）間では、端末の位置が異なるため、基地局との距離差が異なることにより、基地局受信側では受信タイミングが前後に微妙なずれを生じた際に、C P部分で吸収することで、ユーザ間の直交を維持するためである。

【0072】

図19は、実施の形態5の受信側の通信装置（受信装置）の構成例を示す図である。図示したように、本実施の形態の受信装置は、周波数変換部60、波形整形フィルタ70、C P除去部83、逆拡散処理部80d-1～80d-Nおよび復調部90-1～90-Nを備える。周波数変換部60および波形整形フィルタ70は、実施の形態2で説明した受信装置（図11参照）が備えていた周波数変換部60および波形整形フィルタ70と同じものである。逆拡散処理部80d-1～80d-Nは同じ構成であり、乗算器81、相関器82および等化器84dをそれぞれ含む。なお、各逆拡散処理部の乗算器81および相関器82は、実施の形態2で説明した受信装置が備えていた乗算器81および相関器82と同じ処理を行う。ただし、各相関器82では、それぞれ異なる逆位相回転系列を使用する。また、上記C P除去部83は、実施の形態2で説明した受信装置が備えていたC P除去部83と同じものである。復調部90-1～90-Nは、実施の形態2で説明した受信装置が備えていた復調部90と同じ処理を行う。

【0073】

図20は、各逆拡散処理部の等化器84dの構成例を示す図である。図示したように、等化器84dは、実施の形態2で説明した等化器84（図12参照）の逆位相回転系列生成部849を逆位相回転系列生成部849bに置き換え、さらに、IFFT部851、時間領域マスク処理部852およびFFT部853を追加したものである。なお、逆位相回転系列生成部849bは、実施の形態3で説明した等化器84b（図14参照）が備えていた逆位相回転系列生成部849bと同じものである。ここでは、実施の形態2または3で説明した等化器84または84bと異なる部分について説明を行う。なお、IFFT部851、時間領域マスク処理部852およびFFT部853がチャンネル推定結果抽出手段を構成する。

【0074】

一例として、0番目のユーザ（ $u=0$ ）に対する等化器84dの動作を説明する。等化器84dのIFFT部851は、乗算部848からの信号を受け取ると、それを時間領域の信号に変換する。IFFT部851からの出力である時間領域のチャンネル推定結果は、時間領域マスク処理部852へ入力される。

【0075】

ここで、時間領域マスク処理部852に入力されたチャンネル推定結果（ユーザ番号：#0）は、マルチパス遅延波の影響を受けた状態であり、たとえば、図21-1に示したような時間波形となっている。図21-1において、時間領域のサンプルは $0 \sim N_{sym} \cdot SF - 1$ で表現され、逆位相回転系列 $D_1 \cdot D_2$ の巡回性の性質により、 $D_1(\phi_u)$ の位相回転量によって、拡散率SF個分のチャンネル推定結果が同時に見えるものとなる。この例での乗算器848は、ユーザ番号#0に対する逆位相回転系列（ $F(D_1 \cdot D_2)$ ）、系列長： $N_{sym} \times SF$ ）の乗算処理を行っているため、対象となる0番目のユーザのチャンネル推定結果は $0 \sim N_{sym}$ に出てくる。これ以外の時間領域（ $N_{sym} \sim N_{sym} \cdot SF$ ）に出てくるチャンネル推定結果は、ユーザ#0以外のチャンネル推定結果となる。このため、他のユーザ#1～N（ $\leq SF$ ）のチャンネル推定結果は、ユーザ#0での等化（補償）処理には不要であるため、マスクする必要がある。そこで、時間領域マスク処理部852は、入力されたチャンネル推定結果のうち、対象ユーザ（ユーザ#0）以外のチャンネル推定結果に対してマスク処理を行い、図21-2に示したように、ユーザ#0のチャンネル推定結果を抽出し、FFT部853へ出力する。FFT部853は、入力された信号を周波数領域の信号に変換し、補償部843へ出力する。

10

20

30

40

50

【0076】

なお、一例として0番目のユーザに対する動作を説明したが、0番目以外のユーザに対する等化器84dの動作も同様である。

【0077】

復調部90-1~90-Nでは、前段の相関器82からの入力があると、フレーム中の先頭と末尾にある既知系列のシンボル部分を用いて、時間領域での周波数偏差の推定およびチャンネル推定を行い、得られた各推定結果に基づき、入力された信号の補償およびデータの判定を行い、復調結果を得る。

【0078】

このように、本実施の形態の通信装置（送信装置、受信装置）は、拡散率単位で周期性を有する位相回転系列（ C_1 ）と周波数軸上で一定の周波数幅で変化する位相回転系列（ C_2 ）を用いて拡散処理を行い、また、これらの位相回転系列と逆の性質を有する逆位相回転系列（ D_1 , D_2 ）を用いて逆拡散処理を行うこととした。さらに、先頭および末尾にCPを付加したフレームの送受信を行うこととし、また、スロット（シンボルブロック）の先頭および末尾を既知系列とすることで、各CP部分についても既知系列とすることとした。これにより、ユーザ間の直交性を保ちながら、ユーザごとのチャンネル推定結果を時間領域上で分離できるため、マルチパス遅延波が存在する場合でもユーザごとのチャンネル推定を行うことができる。また、マルチパス遅延波の影響を受けていないCPに相当する部分の既知系列と受信されたCP部分の信号との相関によりスロット（シンボルクロック）同期を高精度に行うことができる。さらに、スロットの前後にある既知系列を使用して、時間領域での周波数偏差の推定、チャンネル推定を行い、これらの推定結果を用いて入力信号の補償を行うことにより、良好な復調結果を得ることができる。

【0079】

また、拡散処理後の信号のコンステレーションが基本的に単位円周上を回転することとなり、原点を通過する頻度を抑えることができ、送信装置の増幅器において電力効率化が図れる。

【産業上の利用可能性】

【0080】

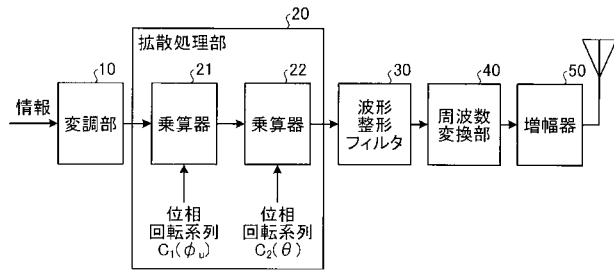
以上のように、本発明にかかる送信装置は、DS-SS方式の通信システムに有用であり、特に、ユーザ間の直交性を保ちながら、周波数帯域上の振幅特性をフラットにした通信の実現に適している。

【符号の説明】

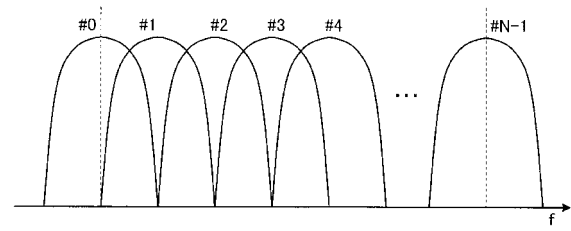
【0081】

10, 10-1~10-N 変調部、20, 20a, 20a-1~20a-N 拡散処理部、21, 22, 81, 845, 846, 848, 850 乗算器、23 CP付加部、24 チャンネル推定用スロット生成部、25 チャンネル推定用スロット付加部、26 加算器、30, 70 波形整形フィルタ、40, 60 周波数変換部、50 増幅器、80, 80a, 80b, 80d-1~80d-N 逆拡散処理部、82 相関器、83 CP除去部、84, 84b, 84d 等化器、85 合成部、841 ナイキスト点抽出部、842, 847, 853 FFT部、843 補償部、844, 851 IFFT部、849, 849b 逆位相回転系列生成部、852 時間領域マスク処理部、90, 90-1~90-N 復調部。

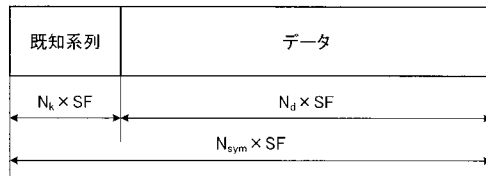
【図 1】



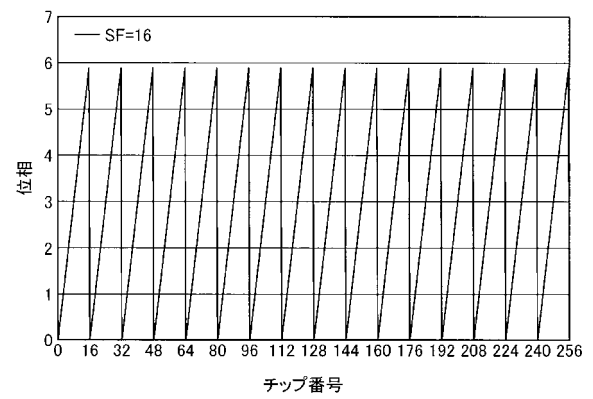
【図 3】



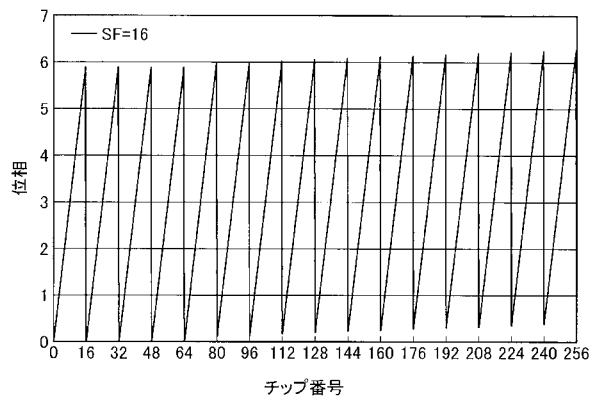
【図 2】



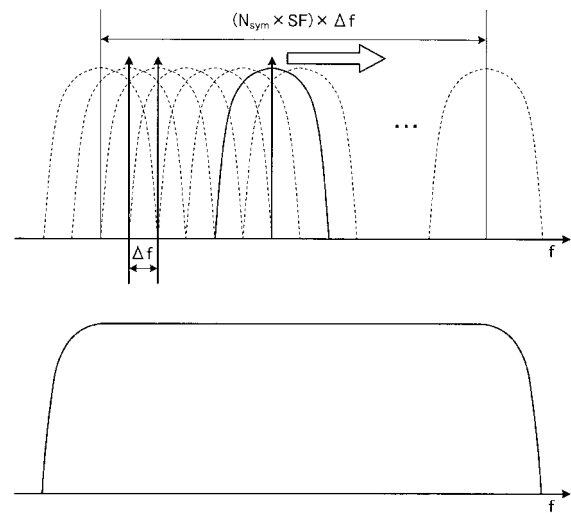
【図 4】



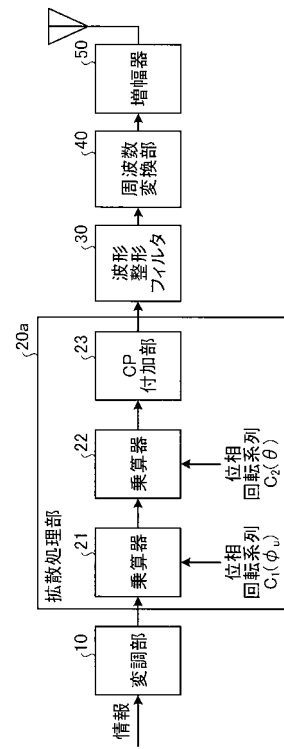
【図 5】



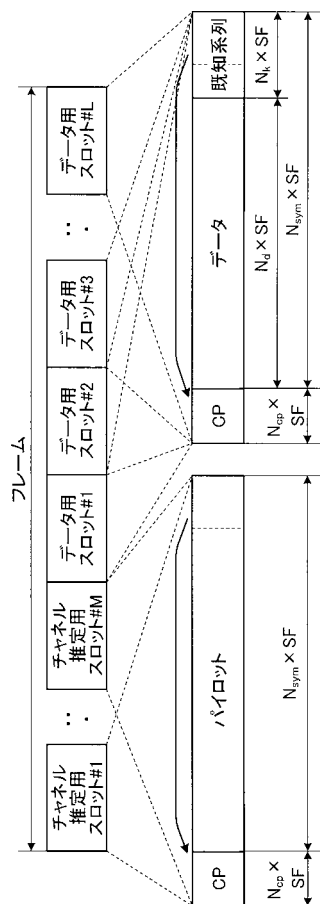
【図 6】



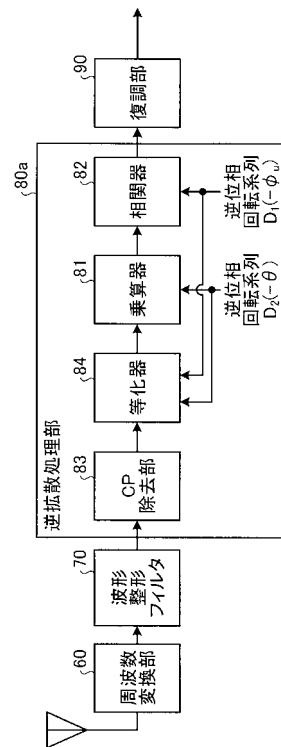
【 図 9 】



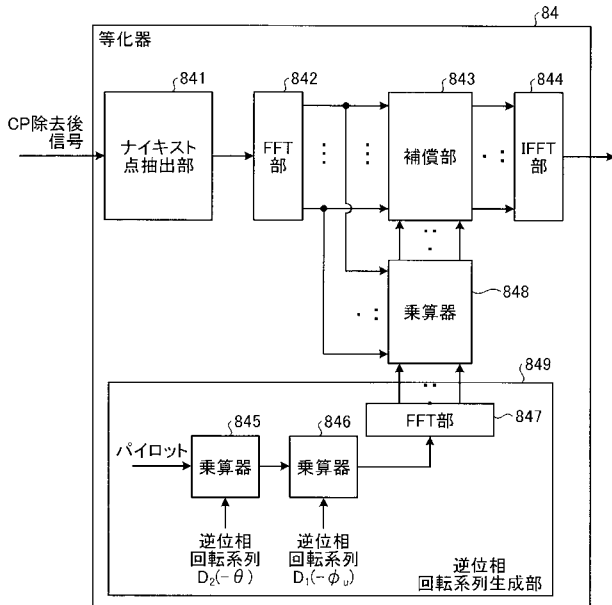
【 図 1 1 】



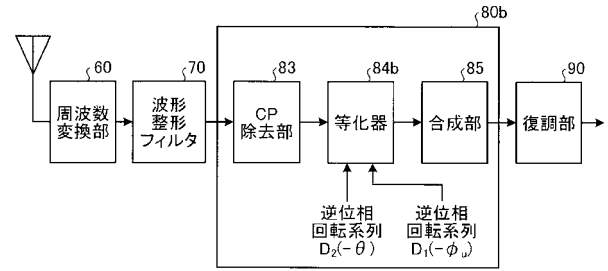
【図 10】



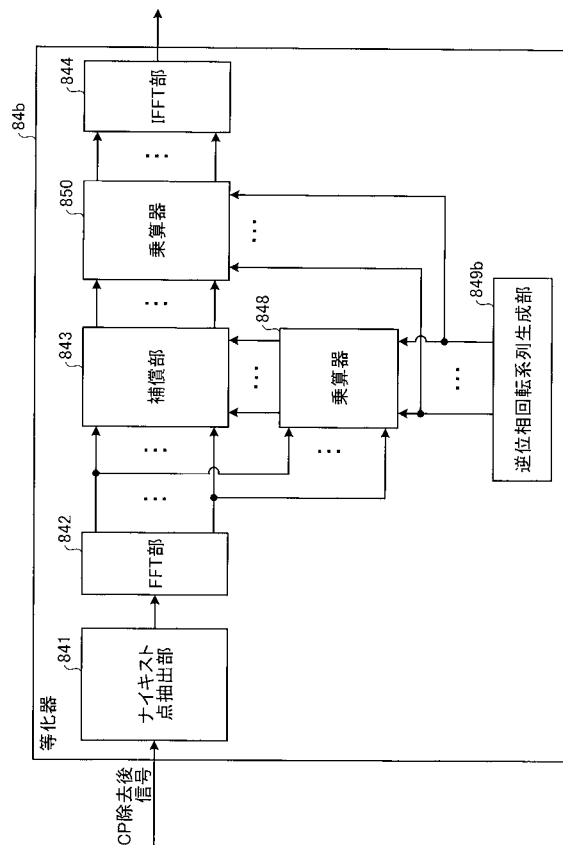
【図 1 2】



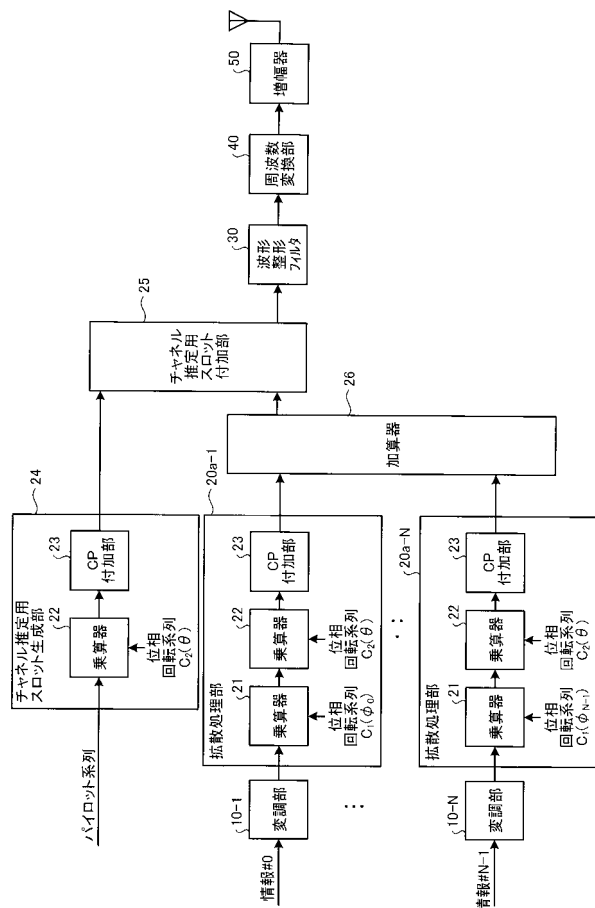
【図 1 3】



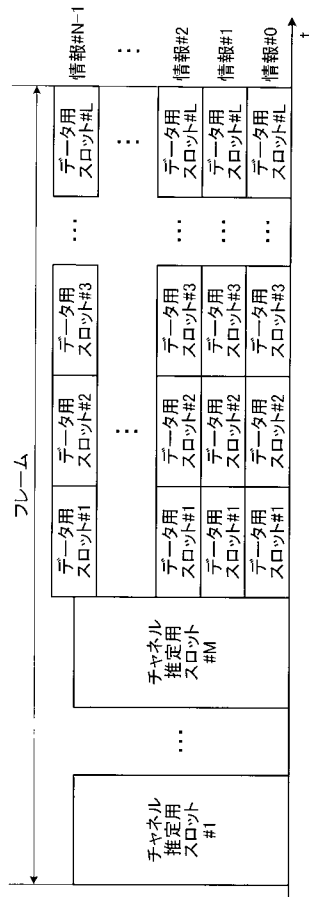
【図 1 4】



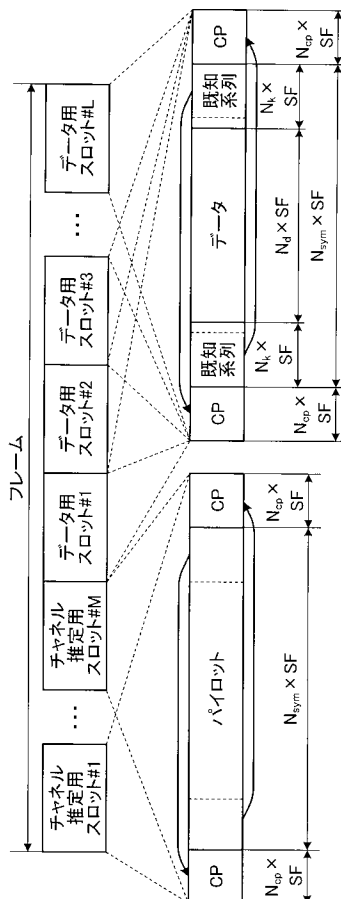
【図 1 5】



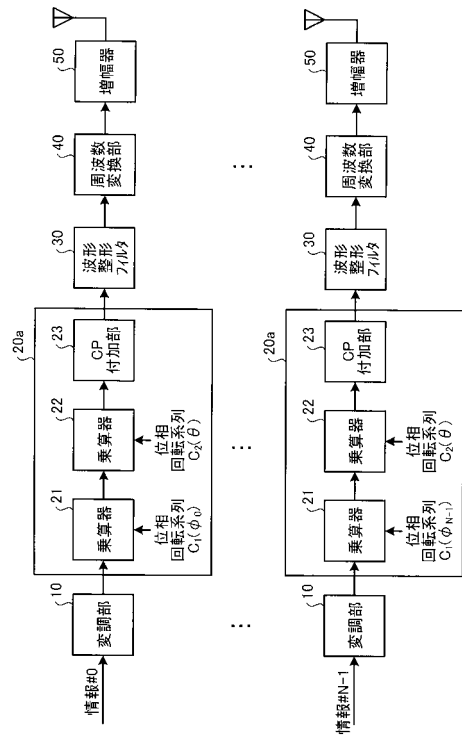
【図 16】



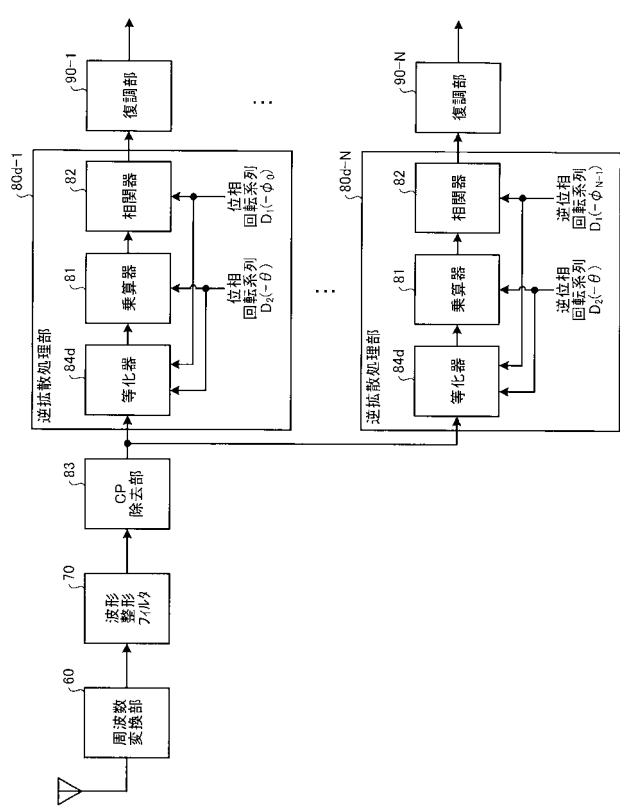
【図 18】



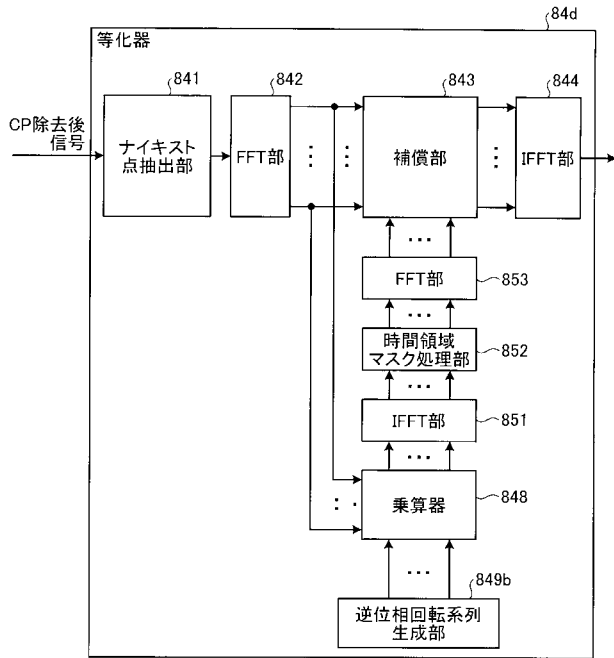
【図 17】



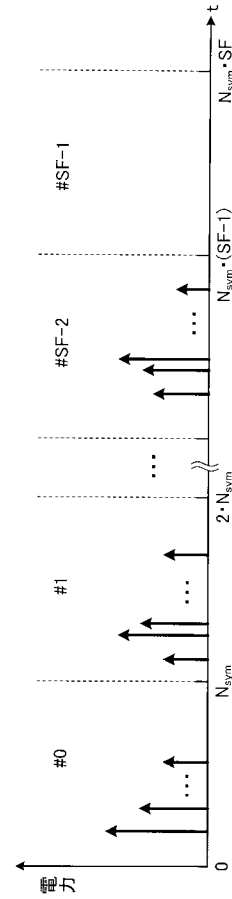
【図 19】



【図 20】



【図 21-1】



【図 21-2】

