

(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2016-219976

(P2016-219976A)

(43) 公開日 平成28年12月22日 (2016. 12. 22)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00	Z 5K004
HO4L 27/01 (2006.01)	HO4L 27/00	K

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2015-101705 (P2015-101705)	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(22) 出願日	平成27年5月19日 (2015. 5. 19)	(74) 代理人	100072718 弁理士 古谷 史旺
		(74) 代理人	100116001 弁理士 森 俊秀
		(72) 発明者	官武 遼 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日 本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	阿部 順一 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日 本電信電話株式会社内

最終頁に続く

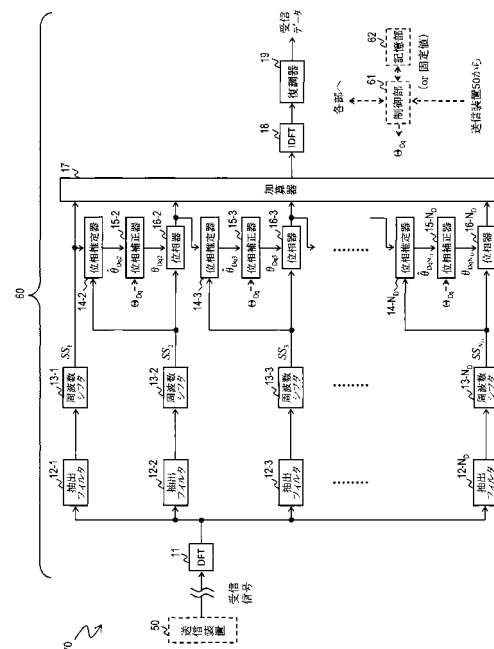
(54) 【発明の名称】 通信方法、通信システムおよび通信装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】低S/N環境下や、サブスペクトラムの遷移域の離散化された信号成分の数が少ない場合でも、位相推定誤差が増大せず、受信信号のビット誤り率が劣化しない送信装置を提供する。

【解決手段】送信装置50は、分散配置前又は分散配置後のN個のサブスペクトラムの位相を回転させる処理を、有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行い、位相系列毎の送信信号のピーク対平均電力が最小となる位相系列の送信信号を選択して送信する。受信装置60は、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラム又は分散配置前に戻したサブスペクトラムに対して、隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定し、送信装置と予め共有する有限個の位相のうち、推定された位相差に最も近い位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正し、受信信号から抽出した分散配置後または分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正して受信信号を復調する。

【選択図】 図4



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

変調信号を周波数領域で分割した N (N は 2 以上の整数) 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置して送信装置から受信装置に伝送する通信方法であって、

前記送信装置は、

分散配置前または分散配置後の前記 N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行い、

前記位相系列毎の送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比を求め、前記ピーク対平均電力比が最小となる前記位相系列の送信信号を選択して前記受信装置に送信し、

前記受信装置は、

受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定し、

前記送信装置と予め共有する有限個の位相のうち、前記推定された位相差に最も近い位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正し、

前記補正された位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正して受信信号を復調する

ことを特徴とする通信方法。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の通信方法において、

前記位相系列は、円を m (m は正の整数) 通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、

前記受信装置は、受信信号から抽出した分散配置前または分散配置後の隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定し、前記推定された位相差の円上の点と、前記 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、前記 m 通りの位相のうち前記ユークリッド距離が最小となる前記位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正する

ことを特徴とする通信方法。

【請求項 3】

送信データを変調する変調部と、

前記変調部が出力する変調信号を周波数領域で N (N は 2 以上の整数) 個のサブスペクトラムに分割する分割部と、

前記 N 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置する第 1 周波数遷移部と、

前記第 1 周波数遷移部が分散配置前または分散配置後の前記 N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行う第 1 位相部と、

分散配置後のサブスペクトラムを前記位相系列毎に加算した送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比が最小となる前記位相系列の送信信号を選択して前記受信装置に送信する選択部と

を有する送信装置と、

受信信号から分散配置されたサブスペクトラムを抽出する抽出部と、

分散配置されたサブスペクトラムを分散配置前の周波数帯域に戻す第 2 周波数遷移部と

前記抽出部が抽出した分散配置後または前記第 2 周波数遷移部が復元した分散配置前のサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定する位相推定部と、

前記送信装置と予め共有する有限個の位相のうち、前記位相推定部が推定した位相差に最も近い位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正する位相補正部と、

前記位相補正部が補正した位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペ

10

20

30

40

50

クトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正する第2位相部と、
前記第2位相部が補正したN個のサブスペクトラムを加算して受信データを復調する復調部と

を有する受信装置と

を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項4】

請求項3に記載の通信システムにおいて、

前記位相系列は、円を m (m は正の整数)通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、

前記位相補正部は、前記位相推定部が推定した位相差の円上の点と、前記 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、前記 m 通りの位相のうち前記ユークリッド距離が最小となる前記位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正する

10

ことを特徴とする通信システム。

【請求項5】

送信データを変調する変調部と、

前記変調部が出力する変調信号を周波数領域で N (N は2以上の整数)個のサブスペクトラムに分割する分割部と、

前記 N 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置する第1周波数遷移部と、

前記第1周波数遷移部が分散配置前または分散配置後の前記 N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行う第1位相部と、

20

分散配置後のサブスペクトラムを前記位相系列毎に加算した送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比が最小となる前記位相系列の送信信号を選択して前記受信装置に送信する選択部と

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項6】

請求項5に記載の通信装置において、

前記有限個の位相は、円を m (m は正の整数)通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、

30

前記複数の位相系列は、前記有限個の位相の組み合わせが異なる

ことを特徴とする通信装置。

【請求項7】

送信装置から受信する信号の分散配置されたサブスペクトラムを抽出する抽出部と、

分散配置されたサブスペクトラムを分散配置前の周波数帯域に戻す第2周波数遷移部と

、
前記抽出部が抽出した分散配置後または前記第2周波数遷移部が復元した分散配置前のサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定する位相推定部と、

前記送信装置と予め共有する情報から得られる有限個の位相のうち、前記位相推定部が推定した位相差に最も近い位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正する位相補正部と、

40

前記位相補正部が補正した位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正する第2位相部と、

前記第2位相部が補正したN個のサブスペクトラムを加算して受信データを復調する復調部と

を有することを特徴とする通信装置。

【請求項8】

請求項7に記載の通信装置において、

前記有限個の位相は、円を m (m は正の整数)通りに等分割もしくは不等分割して得ら

50

れる m 通りの位相により生成され、

前記位相補正部は、前記位相推定部が推定した位相差の円上の点と、前記 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、前記 m 通りの位相のうち前記ユークリッド距離が最小となる前記位相を選択して前記推定された位相差に置き換えて補正する

ことを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、帯域分散伝送方式を用いた通信技術に関する。

10

【背景技術】

【0002】

近年、通信システムにおける周波数帯域の利用効率を向上させるために、送信側においてシングルキャリア変調信号を周波数領域で複数のサブスペクトラムに分割して、中継器の未使用帯域に分散配置する帯域分散伝送方式が考えられている。ところが、帯域分散伝送方式は、スペクトラムを分割して分散配置するため、送信信号のピーク対平均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) が増大するという問題があり、PAPRを低減する技術が検討されている (例えば、非特許文献1参照)。以下は、帯域分散伝送方式を用いる通信においてPAPRを低減する技術の一例である。

【0003】

20

図9は、帯域分散伝送方式を用いる送信装置150の一例を示す。図9において、送信装置150は、変調器101、波形整形フィルタ102、DFT (Discrete Fourier Transform) 103、分割フィルタ104-1~104- N_D 、位相器105-2-1~105-C- N_D 、周波数シフタ106-1-1~106-C- N_D 、加算器107-1~107-C、IDFT (Inverse DFT) 108-1~108-C、PAPR算出器109-1~109-Cおよび最小PAPR選択器110を備える。ここで、 N_D およびCは正の整数である。なお、送信装置150は、各部の動作を制御する制御部151と、複数の位相系列を記憶する記憶部152とを有する。

【0004】

変調器101は、送信するデータ信号をQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) などの変調方式で変調する。

30

【0005】

波形整形フィルタ102は、変調器101が出力する変調信号の帯域を制限するためのフィルタである。

【0006】

DFT 103は、波形整形フィルタ102から出力される変調信号を周波数領域 (スペクトラム) に変換する。

【0007】

分割フィルタ104-k ($1 \leq k \leq N_D$) は、DFT 103が周波数領域に変換した変調信号の帯域を N_D 個に分割するためのフィルタである。分割フィルタ104-1~104- N_D は、各分割フィルタにおいて、予め設定されたフィルタ係数を変調信号に乗算することで、 N_D 個のサブ変調信号 (サブスペクトラム) を生成する。ここで、分割フィルタ104-k (k は $1 \leq k \leq N_D$ を満たす正の整数) は、各出力信号をC個に分岐させ、C個のうち1番目の分岐信号を周波数シフタ106-1-k ($1 \leq k \leq N_D$)、C個のうち2番目からC番目までの分岐信号を位相器105-q-k ($2 \leq q \leq C$ 、 $1 \leq k \leq N_D$) に入力する。ここで、qは正の整数である。

40

【0008】

位相器105-q-k ($2 \leq q \leq C$ 、 $1 \leq k \leq N_D$) は、分割フィルタ104-kのそれぞれの出力信号を分岐した信号に予め決められた位相を加算する。そして、位相器105-q-kのそれぞれの出力信号は、周波数シフタ106-q-k ($2 \leq q \leq C$ 、 $1 \leq k$

50

N_D)に入力される。

【0009】

ここで、位相器105-q-kの処理について説明する。位相器105-q-kでは、式(1)で示す位相系列 $\theta_{21}, \theta_{31}, \dots, \theta_{q1}, \dots, \theta_{C1}$ を用いて、位相器105-q-kに入力された各サブスペクトラムに各位相系列の位相を加算する。なお、式(1)で与えられる位相系列は、例えば記憶部152に記憶されており、制御部151により読み出される。

【0010】

【数1】

$$\begin{pmatrix} \Theta_2 \\ \Theta_3 \\ \vdots \\ \Theta_q \\ \vdots \\ \Theta_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{21} & \theta_{22} & \cdots & \theta_{2k} & \cdots & \theta_{2N_D} \\ \theta_{31} & \theta_{32} & \cdots & \theta_{3k} & \cdots & \theta_{3N_D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \theta_{q1} & \theta_{q2} & \cdots & \theta_{qk} & \cdots & \theta_{qN_D} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{C1} & \theta_{C2} & \cdots & \theta_{Ck} & \cdots & \theta_{CN_D} \end{pmatrix} \quad \cdots(式1)$$

10

【0011】

ここで、式(1)において、 θ_{q1} は0とする。これにより、例えば、図11に示す受信装置160は、 $k=1$ のサブスペクトラムを基準にして位相差を推定できる。また、位相器105-q-kに入力されるサブスペクトラムを SS_{qk} とする。そして、位相器105-q-kは、式(2)で示す位相系列 θ_{q1} の位相を同じq番目の $k=1$ から N_D までの N_D 個のサブスペクトラム SS_{qk} に加算する。

20

【0012】

【数2】

$$\Theta_q = [\theta_{q1} \quad \theta_{q2} \cdots \theta_{qk} \cdots \theta_{qN_D}] \quad \cdots(式2)$$

【0013】

位相乗算後の位相器105-q-kの出力信号 S_q は式(3)となる。

30

【0014】

【数3】

$$\begin{pmatrix} S_2^\theta \\ S_3^\theta \\ \vdots \\ S_q^\theta \\ \vdots \\ S_C^\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SS_{21} \exp(j\theta_{21}) & SS_{22} \exp(j\theta_{22}) & \cdots & SS_{2k} \exp(j\theta_{2k}) & \cdots & SS_{2N_D} \exp(j\theta_{2N_D}) \\ SS_{31} \exp(j\theta_{31}) & SS_{32} \exp(j\theta_{32}) & \cdots & SS_{3k} \exp(j\theta_{3k}) & \cdots & SS_{3N_D} \exp(j\theta_{3N_D}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ SS_{q1} \exp(j\theta_{q1}) & SS_{q2} \exp(j\theta_{q2}) & \cdots & SS_{qk} \exp(j\theta_{qk}) & \cdots & SS_{qN_D} \exp(j\theta_{qN_D}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ SS_{C1} \exp(j\theta_{C1}) & SS_{C2} \exp(j\theta_{C2}) & \cdots & SS_{Ck} \exp(j\theta_{Ck}) & \cdots & SS_{CN_D} \exp(j\theta_{CN_D}) \end{pmatrix} \quad \cdots(式3)$$

40

【0015】

周波数シフタ106-q-k($1 \leq q \leq C, 1 \leq k \leq N_D$)は、分割フィルタ104-kまたは位相器105-q-k($2 \leq q \leq C, 1 \leq k \leq N_D$)のそれぞれのサブスペクトラムを周波数軸上の予め決められた所望の帯域にシフトする。例えば、周波数シフタ106-q-kは、衛星中継器の未使用帯域にサブスペクトラムをシフトして、送信信号の信号帯域を分散する。なお、周波数シフタ106-q-kは、1からCまでのそれぞれについて処理を行う。例えば $q=1$ の場合、周波数シフタ106-1-k($1 \leq k \leq N_D$)の各サブスペクトラムを周波数軸上の所望の帯域に分散配置する。同様に、周波数シフタ106-2-kの各サブスペクトラム、周波数シフタ106-3-kの各サブスペクトラム

50

、...、周波数シフタ 106 - C - k の各サブスペクトラムを周波数シフタ 106 - 1 - k の 1 から N_D までの各サブスペクトラムのシフト量と同じシフト量でシフトさせる。なお、各サブスペクトラムのシフト量は、例えば制御部 151 により制御される。

【0016】

加算器 107 - q (1 q C) は、周波数シフタ 106 - q - k (1 q C 、 1 k N_D) が各組毎 (同じ q 毎) に出力する 1 から N_D までの N_D 個のサブスペクトラムを加算する。例えば図 9 の場合、加算器 107 - 1 は、周波数シフタ 106 - 1 - 1 から周波数シフタ 106 - 1 - N_D が出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算する。同様に、加算器 107 - C は、周波数シフタ 106 - C - 1 から周波数シフタ 106 - C - N_D が出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算する。

10

【0017】

IDFT 108 - q (1 q C) は、加算器 107 - q の出力信号を周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する。例えば、IDFT 108 - 1 は、加算器 107 - 1 の出力信号を周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する。

【0018】

PAPR 算出器 109 - q (1 q C) は、IDFT 108 - q で時間領域の信号に変換された信号について PAPR を算出する。例えば、PAPR 算出器 109 - 1 は、IDFT 108 - 1 で時間領域の信号に変換された信号について PAPR を算出する。なお、PAPR の算出は、周知技術を用いるが、例えば PAPR 算出器 109 - 1 ~ 109 - C のそれぞれに入力された信号に対し、2 乗した値の最大値と平均値を算出する。そして、PAPR 算出器 109 - q は、最大値 / 平均値 (最大値を平均値で割った値) を PAPR として出力する。

20

【0019】

最小 PAPR 選択器 110 は、PAPR 算出器 109 - q が算出した PAPR が最も小さい系列の IDFT 108 - q の出力信号を選択して送信する。例えば、最小 PAPR 選択器 110 は、C = 2 の PAPR 算出器 109 - 2 が算出した PAPR が最も小さい場合、同じ系列 (C = 2) の IDFT 108 - 2 の出力信号を選択して送信する。

【0020】

ここで、分割フィルタ 104 - k の入出力信号のスペクトラムと、位相器 105 - q - k の出力信号のスペクトラムと、加算器 107 - q の出力信号のスペクトラムとについて説明する。

30

【0021】

図 10 は、送信装置 150 の各部の周波数波形の一例を示す。なお、図 10 は、 $N_D = 4$ の場合を示す。図 10 (a) は、分割フィルタ 104 - 1 ~ 104 - 4 の入力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図 10 (a) において、(a - 1) の振幅特性は、横軸は周波数 f 、縦軸は振幅 A を示し、分割フィルタ 104 - 1 ~ 104 - 4 のサブスペクトラムと、サブスペクトラムに分割前の変調信号のスペクトラム 141 とが示されている。ここで、図 10 (a - 1) において、隣接する分割フィルタ 104 - 1 と分割フィルタ 104 - 2 とは、それぞれの周波数帯域が重畳している。同様に、隣接している分割フィルタ 104 - 2 および分割フィルタ 104 - 3、分割フィルタ 104 - 3 および分割フィルタ 104 - 4 についても、それぞれの周波数帯域が重畳している。図 10 (a) において、(a - 2) の位相特性は、横軸は周波数 f 、縦軸は位相 を示し、変調信号の位相特性 142 は周波数 f に比例している。

40

【0022】

図 10 (b) は、分割フィルタ 104 - 1 ~ 104 - 4 の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図 10 (b) の (b - 1) は、分割フィルタ 104 - 1 の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。同様に、図 10 (b) において、(b - 2) は分割フィルタ 104 - 2、(b - 3) は分割フィルタ 104 - 3、(b - 4) は分割フィルタ 104 - 4 のそれぞれの出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図 10 (b) に示すように、分割フィルタ 104 - 1 ~ 104 - 4 は、各分割フィルタの出力信号

50

の振幅特性および位相特性が隣接するフィルタ間で重複するように分割する。

【0023】

図10(c)は、位相器105-q-kの出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図10(c)の(c-1)は、位相器105-q-1の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。なお、位相器105-q-1で加算する位相 θ_{21} は0なので、図10(b)の(b-1)に示した分割フィルタ104-1と位相特性は同じである。また、図10(c)において、(c-2)は位相器105-q-2の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。位相器105-q-2は、分割フィルタ104-2の出力信号に位相 θ_{22} を加算するので、図10(c)の(c-2)に示した位相特性は、図10(b)の(b-2)に示した分割フィルタ104-2の位相が紙面上方に θ_{22} だけシフトしている。同様に、図10(c)において、(c-3)は位相器105-q-3の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。位相器105-q-3は、分割フィルタ104-3の出力信号に位相 θ_{23} を加算するので、図10(c)の(c-3)に示した位相特性は、図10(b)の(b-3)に示した分割フィルタ104-3の位相が紙面上方に θ_{23} だけシフトしている。また、図10(c)において、(c-4)は位相器105-q-4の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。位相器105-q-4は、分割フィルタ104-4の出力信号に位相 θ_{24} を加算するので、図10(c)の(c-4)に示した位相特性は、図10(b)の(b-4)に示した分割フィルタ104-4の位相が紙面上方に θ_{24} だけシフトしている。

10

【0024】

図10(d)は、加算器107-qの出力信号の振幅特性の一例を示す。図10(d)において、横軸は周波数f、縦軸は振幅Aを示す。例えば図9に示した加算器107-1は、q=4の場合、周波数シフト106-1-1、周波数シフト106-1-2、周波数シフト106-1-3および周波数シフト106-1-4の出力信号を加算する。この場合、加算器107-1の出力信号のスペクトラムは、図10(d)に示すように、周波数シフト106-1-1の出力信号のサブスペクトラムSS1、周波数シフト106-1-2の出力信号のサブスペクトラムSS2、周波数シフト106-1-3の出力信号のサブスペクトラムSS3および周波数シフト106-1-4の出力信号のサブスペクトラムSS4の4個のサブスペクトラムが加算されている。

20

【0025】

図11は、帯域分散伝送方式を用いる受信装置160の一例を示す。図11において、受信装置160は、DFT111、抽出フィルタ112-1~112- N_D 、周波数シフト113-1~113- N_D 、位相推定器114-2~114- N_D 、位相器115-2~115- N_D 、加算器116、IDFT117および復調器118を備える。なお、受信装置160は、各部の動作を制御する制御部161を有する。

30

【0026】

DFT111は、受信信号を周波数領域信号に変換する。

【0027】

抽出フィルタ112-k(1 ≤ k ≤ N_D)は、 N_D 個に分岐されたDFT111の出力信号をそれぞれ入力し、 N_D 個のサブスペクトラムを抽出する。

40

【0028】

周波数シフト113-k(1 ≤ k ≤ N_D)は、抽出フィルタ112-1~112- N_D が出力する各サブスペクトラムを、送信装置150の周波数シフト106-1~106- N_D で周波数シフトする前の帯域へそれぞれシフトする。

【0029】

位相推定器114-k(2 ≤ k ≤ N_D)は、周波数シフト113-1~113- N_D のうち隣接するサブスペクトラムの信号の位相差を推定する。図11において、例えば、位相推定器114-2は、周波数シフト113-1と周波数シフト113-2とのそれぞれの出力信号が入力され、送信装置150の位相器105-q-2で加算した位相差を推定する。位相推定器114-kは、周波数領域で隣接するサブスペクトラム(SS_{k-1}と

50

SS_k)の信号が入力され、 SS_{k-1} と SS_k の遷移域における位相差 R_{k_ab} を計算する。なお、位相差 R_{k_ab} をラジアンに変換すると、位相差 $(\hat{q}_k) = \text{atan}(R_{k_ab})$ となる。ここで、図10(a)の(a-1)に示すように、送信装置150において、各サブスペクトラムの遷移域同士は重畳しているため、隣接するサブスペクトラムの遷移域は同一の信号成分を持っている。そこで、受信装置160は、この重畳している遷移域の信号成分から位相差 R_{k_ab} を推定する。ここで、 k は1から N_D までのサブスペクトラムの番号を示す。なお、式(1)で説明したように、 q_1 は0にしている。つまり、 SS_1 は、 q_1 が0なので、送信装置150で位相は加算されていないため、位相推定器114-2は、周波数シフタ113-1と113-2とに入力された SS_1 と SS_2 から、 SS_2 に加算された位相 R_{2_12} を推定することができる。そして、位相推定器114-2は、 $(\hat{q}_2) = \text{atan}(R_{2_ab})$ を位相器115-2に出力する。以下、位相推定器114-3から114- N_D についても、位相推定器114-2と同様に位相差 R_{k_ab} を推定する。そして、位相推定器114-kは、位相差 $(\hat{q}_k) = \text{atan}(R_{k_ab})$ を位相器115-kに出力する。

10

20

30

40

50

【0030】

位相器115-k($2 \leq k \leq N_D$)は、位相推定器114-2~114- N_D からそれぞれ出力される位相差 (\hat{q}_k) が入力され、周波数シフタ113-1~113- N_D が出力する信号に $\exp(-j(\hat{q}_k))$ を乗算して、位相を補償する。例えば、位相器115-2は、位相推定器114-2から出力される位相差 (\hat{q}_2) が入力され、周波数シフタ113-2が出力する信号に $\exp(-j(\hat{q}_2))$ を乗算して、位相を補償する。同様に、位相器115-2で位相補償された信号 SS_2 と周波数シフタ113-3の出力信号 SS_3 から位相推定器114-3にて位相差 R_{3_ab} が算出され、位相器115-3に $(\hat{q}_3) = \text{atan}(R_{3_ab})$ が出力される。位相器115-3は、位相推定器114-3の出力 (\hat{q}_3) を用いて周波数シフタ113-3から出力された SS_3 に $\exp(-j(\hat{q}_3))$ を乗算し、位相を補償する。

【0031】

加算器116は、周波数シフタ113-1および位相器115-2~位相器115- N_D の出力信号を加算し、送信装置150で複数のサブスペクトラムに分割する前の信号波形に戻す。

【0032】

IDFT117は、加算器116の出力信号を時間領域の信号に変換する。

【0033】

復調器118は、IDFT117が出力する変調信号を復調する。例えば、送信装置150の変調器101がQPSKで変調した場合は、同じQPSKで受信データを復調する。

【0034】

ここで、位相器115-kの入出力信号のスペクトラムと、位相推定器114-kでの相関演算とについて説明する。

【0035】

図12は、受信装置160の各部の周波数波形の一例を示す。なお、図12は、 $k=2$ ~5の場合を示す。図12(a)は、位相器115-2~115-5の入力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図12(a)において、(a-1)から(a-4)までの各振幅特性は、横軸は周波数 f 、縦軸は振幅 A を示し、周波数シフタ113-2~113-5のそれぞれのサブスペクトラム SS_1 ~ SS_4 が示されている。ここで、図12(a)の(a-1)において、周波数シフタ113-2の位相146-2は、シフト量が0なので、シフト前の位相145と同じである。一方、図12(a)の(a-2)に示す周波数シフタ113-3の位相146-3は、シフト前の位相145との間に位相差を有する。同様に、図12(a)の(a-3)に示す周波数シフタ113-4の位相146-4と、(a-4)に示す周波数シフタ113-5の位相146-5とのいずれも、シフト前の位相145との間に位相差を有する。

【 0 0 3 6 】

図 1 2 (b) は、位相器 1 1 5 - 2 ~ 1 1 5 - 5 の出力信号の振幅特性および位相特性の一例を示す。図 1 2 (b) において、(b - 1) から (b - 4) までの各振幅特性は、図 1 2 (a) の (a - 1) から (a - 4) までと同じである。図 1 2 (b) の (b - 1) に示す例では、位相器 1 1 5 - 2 は、周波数シフタ 1 1 3 - 2 の位相 1 4 6 - 2 とシフト前の位相 1 4 5 との位相差 ($\Delta_{2,1}$) が 0 なので位相シフトは行わない。一方、図 1 2 (b) の (b - 2) に示す例では、位相器 1 1 5 - 3 は、周波数シフタ 1 1 3 - 3 の位相 1 4 6 - 3 とシフト前の位相 1 4 5 との位相差 ($\Delta_{2,2}$) を付加して位相が等しくなるように補償する。同様に、図 1 2 (b) の (b - 3) に示す例では、位相器 1 1 5 - 4 は、周波数シフタ 1 1 3 - 4 の位相 1 4 6 - 4 とシフト前の位相 1 4 5 との位相差 ($\Delta_{2,3}$) を付加して位相が等しくなるように補償する。また、図 1 2 (b) の (b - 4) に示す例では、位相器 1 1 5 - 5 は、周波数シフタ 1 1 3 - 5 の位相 1 4 6 - 5 とシフト前の位相 1 4 5 との位相差 ($\Delta_{2,4}$) を付加して位相が等しくなるように補償する。

10

【 0 0 3 7 】

図 1 2 (c) は、位相推定器 1 1 4 - k での相関演算の一例を示す。ここで、各サブスペクトラムの信号成分は、周波数軸上で離散化されている。図 1 2 (c) において、(c - 1) は、隣接する低周波数側のサブスペクトラム SS_{k-1} を示し、(c - 2) は、隣接する高周波数側のサブスペクトラム SS_k を示す。図 1 2 (c) の (c - 1) に示したサブスペクトラム SS_{k-1} において、低周波数側の遷移域において離散化された信号成分を低周波数側から $a_{(k-1)1}, a_{(k-1)2}, \dots, a_{(k-1)p}$ 、高周波数側の遷移域において離散化された信号成分を低周波数側から $b_{(k-1)1}, b_{(k-1)2}, \dots, b_{(k-1)p}$ とする。また、図 1 2 (c) の (c - 2) に示したサブスペクトラム SS_k において、低周波数側の遷移域において離散化された信号成分を低周波数側から $a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kp}$ 、高周波数側の遷移域において離散化された信号成分を低周波数側から $b_{k1}, b_{k2}, \dots, b_{kp}$ とする。ここで、p は DFT により周波数領域に生成される離散化された信号点の内、遷移域の帯域に含まれる信号成分の数とする。なお、図 1 2 (c) は、p = 3 の例を示している。例えば、DFT 1 1 1 の周波数分解能が r、遷移域の帯域幅が B_t のとき、 $p = [B_t / r]$ となる。ただし、記号 [x] は x を超えない最大の整数とする。

20

【 0 0 3 8 】

位相差 R_{k_ab} は、式 (4) に示すように、隣接するサブスペクトラム SS_{k-1} と SS_k の高周波数側の信号成分 $b_{(k-1)i}$ と低周波数側の信号成分 a_{ki}^* の複素共役を乗算し、周波数軸方向に平滑化することにより得られる。

30

【 0 0 3 9 】

【 数 4 】

$$R_{k_ab} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p b_{(k-1)i} a_{ki}^* \quad \dots (式4)$$

【 0 0 4 0 】

ここで、図 1 2 (c) に示した p = 3 の例の場合、位相差 R_{k_ab} は、式 (5) で表される。

40

【 0 0 4 1 】

【 数 5 】

$$R_{k_ab} = \frac{1}{3} (b_{(k-1)1} a_{k1}^* + b_{(k-1)2} a_{k2}^* + b_{(k-1)3} a_{k3}^*) \quad \dots (式5)$$

【 0 0 4 2 】

ここで、受信装置 1 6 0 は、送信装置 1 5 0 の位相器 1 0 5 - q - k で各サブスペクト

50

ラムに位相が加算されたか否かを確認するために、予め受信装置 160 内に実装された値（閾値）を使用して判断する。例えば、位相差 $R_{k_a_b}$ が閾値以上の時、送信装置において k 番目のサブスペクトラム k に位相が加算されたと見なし、受信装置 160 は、位相推定器 114 - k から位相差 $R_{k_a_b}$ を出力し、位相器 115 で位相差を補償する。ここで $b_{(k-1)_p}$ と a_{k_p} は分割前では同じ信号成分であるため、受信装置で $b_{(k-1)_p}$ と a_{k_p} の間に生じた位相差 $(\angle_{q_k}) = \text{atan}(R_{k_a_b})$ は送信装置 150 で加算された位相によるものと見なし、サブスペクトラム $S S_k$ に $\exp(-j(\angle_{q_k}))$ を乗算することで位相差を補償することができる。位相差 $R_{k_a_b}$ が閾値未満の場合、送信装置 150 で位相を加算していないと判断し、位相推定器 114 - k は 0 を出力する。

10

【0043】

以上の構成により、受信装置 160 は、隣接するサブスペクトラムの位相差を逐次推定し、送信装置 150 で加算された位相を補償することができる。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0044】

【非特許文献 1】宮武遼，阿部順一，杉山隆利“帯域分散伝送方式における PAPR 低減に関する一検討”，総合大会，電子情報通信学会，2015年3月。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

20

【0045】

従来技術では、受信装置 160 において、帯域が隣接するサブスペクトラム間の信号の位相差から送信装置 150 の位相器 105 - $q - 1 \sim 105 - q - N_D$ で加算した位相を推定している。ところが、低 S/N 環境下や、サブスペクトラムの遷移域に存在する離散化された信号成分の数 p が少ない場合、周波数軸方向の平滑化数が不十分となり、位相差 $R_{k_a_b}$ の推定誤差が増大する。その結果、受信装置 160 において、受信信号のビット誤り率 (BER (Bit Error Rate)) 特性が劣化するという課題が生じる。

【0046】

本発明は、受信側における位相の推定精度を向上し、低 S/N 環境下や、サブスペクトラムの遷移域に存在する離散化された信号成分の数 p の不足などにより劣化する受信信号の BER 特性を向上できる通信方法、通信システムおよび通信装置を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0047】

第 1 の発明は、変調信号を周波数領域で分割した N (N は 2 以上の整数) 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置して送信装置から受信装置に伝送する通信方法であって、送信装置は、分散配置前または分散配置後の N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行い、位相系列毎の送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比を求め、ピーク対平均電力比が最小となる位相系列の送信信号を選択して受信装置に送信し、受信装置は、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定し、送信装置と予め共有する有限個の位相のうち、推定された位相差に最も近い位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正し、補正された位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正して受信信号を復調することを特徴とする。

40

【0048】

第 2 の発明は、位相系列は、円を m (m は正の整数) 通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、受信装置は、受信信号から抽出した分散配置前または分散配置後の隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定し、推定された位相差の

50

円上の点と、 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、 m 通りの位相のうちユークリッド距離が最小となる位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正することを特徴とする。

【0049】

第3の発明は、送信データを変調する変調部と、変調部が出力する変調信号を周波数領域で N (N は2以上の整数)個のサブスペクトラムに分割する分割部と、 N 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置する第1周波数遷移部と、第1周波数遷移部が分散配置前または分散配置後の N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行う第1位相部と、分散配置後のサブスペクトラムを位相系列毎に加算した送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比が最小となる位相系列の送信信号を選択して受信装置に送信する選択部とを有する送信装置と、受信信号から分散配置されたサブスペクトラムを抽出する抽出部と、分散配置されたサブスペクトラムを分散配置前の周波数帯域に戻す第2周波数遷移部と、抽出部が抽出した分散配置後または第2周波数遷移部が復元した分散配置前のサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定する位相推定部と、送信装置と予め共有する有限個の位相のうち、位相推定部が推定した位相差に最も近い位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正する位相補正部と、位相補正部が補正した位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正する第2位相部と、第2位相部が補正した N 個のサブスペクトラムを加算して受信データを復調する復調部とを有する受信装置とを備えることを特徴とする。

【0050】

第4の発明は、位相系列は、円を m (m は正の整数)通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、位相補正部は、位相推定部が推定した位相差の円上の点と、 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、 m 通りの位相のうちユークリッド距離が最小となる位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正することを特徴とする。

【0051】

第5の発明は、送信データを変調する変調部と、変調部が出力する変調信号を周波数領域で N (N は2以上の整数)個のサブスペクトラムに分割する分割部と、 N 個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置する第1周波数遷移部と、第1周波数遷移部が分散配置前または分散配置後の N 個のサブスペクトラムのそれぞれの位相を回転させる処理を、位相加算しない場合を含む有限個の位相の組み合わせが異なる複数の位相系列毎に行う第1位相部と、分散配置後のサブスペクトラムを位相系列毎に加算した送信信号の最大電力と平均電力との比であるピーク対平均電力比が最小となる位相系列の送信信号を選択して受信装置に送信する選択部とを有することを特徴とする。

【0052】

第6の発明は、有限個の位相は、円を m (m は正の整数)通りに等分割もしくは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、複数の位相系列は、有限個の位相の組み合わせが異なることを特徴とする。

【0053】

第7の発明は、送信装置から受信する信号の分散配置されたサブスペクトラムを抽出する抽出部と、分散配置されたサブスペクトラムを分散配置前の周波数帯域に戻す第2周波数遷移部と、抽出部が抽出した分散配置後または第2周波数遷移部が復元した分散配置前のサブスペクトラムに対して、周波数帯域が隣接するサブスペクトラム間の位相差を推定する位相推定部と、送信装置と予め共有する情報から得られる有限個の位相のうち、位相推定部が推定した位相差に最も近い位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正する位相補正部と、位相補正部が補正した位相差により、受信信号から抽出した分散配置後のサブスペクトラムまたは分散配置前に戻したサブスペクトラムの位相を補正する第2位相部と、第2位相部が補正した N 個のサブスペクトラムを加算して受信データを復調する

復調部とを有することを特徴とする。

【 0 0 5 4 】

第 8 の発明は、有限個の位相は、円を m (m は正の整数) 通りに等分割もしくはは不等分割して得られる m 通りの位相により生成され、位相補正部は、位相推定部が推定した位相差の円上の点と、 m 通りの位相の円上の各点とのユークリッド距離をそれぞれ計算し、 m 通りの位相のうちユークリッド距離が最小となる位相を選択して推定された位相差に置き換えて補正することを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 5 5 】

本発明に係る通信方法、通信システムおよび通信装置は、送信側において、変調信号を複数の帯域に分割したサブスペクトラム毎に異なる位相を加算して送信し、受信装置において、受信信号の隣接するサブスペクトラムの遷移域から送信側で加算された位相を推定し、位相の直線化を図ることにより位相を補償することができる。そして、送信側で加算する位相の候補値を送受信装置間で共有し、受信装置は、位相の候補値の中で位相推定値に最も近い候補値を選択する。これにより、受信装置における位相の推定精度が向上し、低 S/N 環境下や、サブスペクトラムの遷移域に存在する離散化された信号成分の数 p の不足などにより劣化する受信信号の BER 特性を向上させることができる。

10

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 6 】

【 図 1 】 本実施形態に係る送信装置の一例を示す図である。

20

【 図 2 】 位相器で加算する位相 (等分割) の一例を示す図である。

【 図 3 】 位相器で加算する位相 (不等分割) の一例を示す図である。

【 図 4 】 本実施形態に係る受信装置の一例を示す図である。

【 図 5 】 等分割時の位相補正器の一例を示す図である。

【 図 6 】 不等分割時の位相補正器の一例を示す図である。

【 図 7 】 本実施形態に係る送信方法の一例を示す図である。

【 図 8 】 本実施形態に係る受信方法の一例を示す図である。

【 図 9 】 従来 of 送信装置の一例を示す図である。

【 図 10 】 送信装置のスペクトラムの一例を示す図である。

【 図 11 】 従来 of 受信装置の一例を示す図である。

30

【 図 12 】 受信装置のスペクトラムの一例を示す図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 5 7 】

以下、図面を参照して本発明に係る通信方法、通信システムおよび通信装置の実施形態について説明する。

【 0 0 5 8 】

図 1 は、帯域分散伝送方式を用いる送信装置 50 の構成例を示す。図 1 において、通信システム 70 は、送信装置 50 と、受信装置 60 とで構成され、送信装置 50 で変調した信号を帯域分散伝送方式により受信装置 60 へ送信する。ここで、送信装置 50 または受信装置 60 は通信装置の一例である。或いは、双方向通信の場合、通信装置は、送信装置 50 と受信装置 60 との両方の機能を有する。

40

【 0 0 5 9 】

送信装置 50 は、変調器 1、波形整形フィルタ 2、 DFT 3、分割フィルタ 4 - 1 ~ 4 - N_D 、位相器 5 - 2 - 1 ~ 5 - C - N_D 、周波数シフタ 6 - 1 - 1 ~ 6 - C - N_D 、加算器 7 - 1 ~ 7 - C、 $IDFT$ 8 - 1 ~ 8 - C、 $PAPR$ 算出器 9 - 1 ~ 9 - C および最小 $PAPR$ 選択器 10 を備える。ここで、 N_D および C は正の整数である。なお、送信装置 50 は、各部の動作を制御する制御部 51 と、予め決められた有限個の位相からなる複数の位相系列、または予め決められた有限個の位相を生成するためのパラメータおよび数式、などを記憶する記憶部 52 とを有してもよい。或いは、パラメータなどを各ブロックに実装してもよい。ここで、複数の位相系列のうち使用する有限個の位相の情報または有

50

限個の位相を生成するためのパラメータおよび数式などの情報は、送信装置 5 0 と受信装置 6 0 との間で共有化されている。なお、共有化の方法は、送信装置 5 0 から受信装置 6 0 に情報を通知するようにしてもよいし、共有するパラメータおよび数式などの情報を予め標準化しておいて、送信装置 5 0 および受信装置 6 0 に実装しておいてもよい。これにより、送信装置 5 0 から受信装置 6 0 に情報を通知する必要がなくなる。

【 0 0 6 0 】

変調器 1 は、送信するデータ信号を Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) などの変調方式で変調する。

【 0 0 6 1 】

波形整形フィルタ 2 は、変調器 1 が出力する変調信号の帯域を制限するためのフィルタである。

【 0 0 6 2 】

D F T 3 は、波形整形フィルタ 2 から出力される変調信号を周波数領域 (スペクトラム) に変換する。

【 0 0 6 3 】

分割フィルタ 4 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、D F T 3 が周波数領域に変換した変調信号の帯域を N_D 個に分割するためのフィルタである。分割フィルタ 4 - 1 ~ 4 - N_D は、各分割フィルタにおいて、予め設定されたフィルタ係数を変調信号に乗算することで、N_D 個のサブ変調信号 (サブスペクトラム) を生成する。ここで、分割フィルタ 4 - k (k は 1 ≤ k ≤ N_D を満たす正の整数) は、各サブスペクトラムの信号を C 個に分岐させ、C 個のうち 1 番目の分岐信号を周波数シフト 6 - 1 - k (1 ≤ k ≤ N_D)、C 個のうち 2 番目から C 番目までの分岐信号を位相器 5 - q - k (2 ≤ q ≤ C、1 ≤ k ≤ N_D) に入力する。ここで、q は正の整数である。

【 0 0 6 4 】

位相器 5 - q - k (2 ≤ q ≤ C、1 ≤ k ≤ N_D) は、分割フィルタ 4 - k のそれぞれの出力信号を分岐した信号に予め決められた位相を加算する。そして、位相器 5 - q - k のそれぞれの出力信号は、周波数シフト 6 - q - k (2 ≤ q ≤ C、1 ≤ k ≤ N_D) に入力される。

【 0 0 6 5 】

ここで、位相器 5 - q - k の処理について説明する。位相器 5 - q - k では、式 (6) で示す位相系列 $\theta_{D2}, \theta_{D3}, \dots, \theta_{Dq}, \dots, \theta_{Dc}$ を用いて、位相器 5 - q - k に入力された各サブスペクトラムに各位相系列の位相を加算する。なお、式 (6) で与えられる位相系列は、例えば記憶部 5 2 に記憶しておいてもよいし、予め決められたパラメータや数式に基づいて生成してもよい。図 1 の例では、制御部 5 1 が複数の位相系列の位相を位相器 5 - q - k に与える。

【 0 0 6 6 】

【 数 6 】

$$\begin{pmatrix} \theta_{D2} \\ \theta_{D3} \\ \vdots \\ \theta_{Dq} \\ \vdots \\ \theta_{DC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{D21} & \theta_{D22} & \cdots & \theta_{D2k} & \cdots & \theta_{D2N_D} \\ \theta_{D31} & \theta_{D32} & \cdots & \theta_{D3k} & \cdots & \theta_{D3N_D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \theta_{Dq1} & \theta_{Dq2} & \cdots & \theta_{Dqk} & \cdots & \theta_{DqN_D} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{DC1} & \theta_{DC2} & \cdots & \theta_{DCk} & \cdots & \theta_{DCN_D} \end{pmatrix} \quad \cdots(式6)$$

【 0 0 6 7 】

ここで、式 (6) において、 θ_{Dq1} は 0 とする。これにより、受信装置 6 0 は、k = 1 のサブスペクトラムを基準にして隣接するサブスペクトラムとの位相差を推定できる。また、位相器 5 - q - k に入力されるサブスペクトラムを S S_{qk} とする。そして、位相

10

20

30

40

50

器 5 - q - k は、式 (7) で示す位相系列 Θ_{Dq} の位相を同じ q 番目の k = 1 から N_D までの N_D 個のサブスペクトラム SS_{qk} に加算する。

【 0 0 6 8 】

【 数 7 】

$$\Theta_{Dq} = [\theta_{Dq1} \ \theta_{Dq2} \ \cdots \ \theta_{Dqk} \ \cdots \ \theta_{DqN_D}] \quad \cdots (式7)$$

【 0 0 6 9 】

[本実施形態に係る送信装置 5 0 の特徴部分]

本実施形態に係る送信装置 5 0 と従来技術の送信装置 1 5 0 との違いは、位相器 5 - q - k で加算する位相 θ_{Dqk} が有限個の位相値であり、送信装置 5 0 と受信装置 6 0 との間で既知の情報として共有化されていることである。なお、送信装置 5 0 と受信装置 6 0 との間で共有化する情報は、有限個の位相値であってもよいし、有限個の位相値を算出するための数式やパラメータであってもよい。

10

【 0 0 7 0 】

例えば、有限個の位相値の算出方法として、円を等分割にすることで得られる位相値を使用することができる。この場合、式 (8) で算出される m 通りの位相値 θ_{Dqk} のいずれかを位相器 5 - q - k で使用する。

【 0 0 7 1 】

【 数 8 】

$$\theta_{Dqk} = \frac{2\pi}{m} \times l + \theta_{\text{offset}} \quad (l = 0 \sim m - 1) \quad \cdots (式8)$$

20

【 0 0 7 2 】

ここで、m は円を何等分するかを示し、位相分割数と呼ぶ。 θ_{offset} は円を等分割にする場合の初期位相を表す。l は位相分割位置を示す。この場合、送信装置 5 0 と受信装置 6 0 との間で、パラメータ (位相分割数 m の値および初期位相 θ_{offset} の値) と式 (8) とを共有化すればよい。

【 0 0 7 3 】

図 2 は、位相分割数 $m = 3$ 、初期位相 $\theta_{\text{offset}} = 0$ で生成される位相 θ_{Dqk} の一例を示す。位相器 5 - q - k は、式 (8) により生成される m 通りの位相のいずれかを選択して分割フィルタ 4 - k が出力する各サブスペクトラム信号に加算する。このとき、後段の加算器 7 - 1 ~ 7 - C で同じ信号が出力されないように、位相器 5 - q - 1 ~ 位相器 5 - q - N_D で使用する位相の組合せと、位相器 5 - s - 1 ~ 位相器 5 - s - N_D ($2 \leq q \leq C$, $2 \leq s \leq C$, $q \neq s$) で使用する位相の組合せとが異なるように予め設定する。ここで、s は、正の整数である。

30

【 0 0 7 4 】

図 2 の例において、k = 8 の場合、m = 3 で円等分割するので、生成される 3 通りの位相 (0 度、120 度および 240 度) が 8 個のサブスペクトラムに割り振られる。そして、サブスペクトラムに割り振るパターン (位相系列) に多数の組み合わせ (複数の位相系列に相当) が考えられる。ここで、8 個のサブスペクトラムを周波数が低いものから順に「SS1, SS2, ..., SS8」とすると、一例として、下記のようなパターン 1 からパターン (C - 1) が得られる。なお、パターン 1 からパターン (C - 1) は、それぞれ図 1 に示した位相器 5 - 2 - k から位相器 5 - C - k にそれぞれ与えられる。

40

【 0 0 7 5 】

例えば、パターン 1 (位相器 5 - 2 - k) の場合、SS1 : 120 度、SS2 : 0 度、SS3 : 0 度、SS4 : 0 度、SS5 : 0 度、SS6 : 0 度、SS7 : 0 度、SS8 : 0 度のような組み合わせができる。

【 0 0 7 6 】

また、パターン 2 (位相器 5 - 3 - k) の場合、例えば、SS1 : 0 度、SS2 : 120

50

0度, SS3:0度, SS4:0度, SS5:0度, SS6:0度, SS7:0度, SS8:0度のような組み合わせができる。

【0077】

同様に、パターン3(位相器5-4-k)の場合、例えば、SS1:120度, SS2:120度, SS3:0度, SS4:0度, SS5:0度, SS6:0度, SS7:0度, SS8:0度のような組み合わせができる。

【0078】

また、パターン4からパターン(C-2)についても同様に、3通りの位相(0度, 120度および240度)が他のパターンと異なるように割り振られる。

【0079】

そして、パターン(C-1)(位相器5-C-k)の場合、例えば、SS1:240度, SS2:240度, SS3:240度, SS4:240度, SS5:240度, SS6:240度, SS7:240度, SS8:240度のような組み合わせができる。

【0080】

このように、位相器5-2-kから位相器5-C-kまでそれぞれ異なるパターンの位相の組み合わせが与えられ、最小PAPR選択器10は、PAPRが最小となるパターンの送信信号を選択して、受信装置60に送信する。

【0081】

ここで、上記は円等分割の例であるが、円不等分割する位相を用いてもよい。

【0082】

図3は、送信装置50の位相器5-q-kで加算する位相の一例を示す。図3は、円を3つに不等分割する例(位相分割数m=3)で、加算する位相は、 $\theta_{Dqk-1} = 2/9$, $\theta_{Dqk-2} = 17/36$, $\theta_{Dqk-3} = 10/9$ のいずれかである。この場合、送信装置50と受信装置60との間で、3個の位相値: $2/9$, $17/36$ および $10/9$ の値が使用する1つの位相系列として共有化される。

【0083】

位相乗算後の位相器5-q-kの出力信号 S_q は、従来技術の式(3)と同様に、式(9)となる。

【0084】

【数9】

$$\begin{pmatrix} S_2^\theta \\ S_3^\theta \\ \vdots \\ S_q^\theta \\ \vdots \\ S_C^\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SS_{21} \exp(j\theta_{D21}) & SS_{22} \exp(j\theta_{D22}) & \cdots & SS_{2k} \exp(j\theta_{D2k}) & \cdots & SS_{2N_D} \exp(j\theta_{D2N_D}) \\ SS_{31} \exp(j\theta_{D31}) & SS_{32} \exp(j\theta_{D32}) & \cdots & SS_{3k} \exp(j\theta_{D3k}) & \cdots & SS_{3N_D} \exp(j\theta_{D3N_D}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ SS_{q1} \exp(j\theta_{Dq1}) & SS_{q2} \exp(j\theta_{Dq2}) & \cdots & SS_{qk} \exp(j\theta_{Dqk}) & \cdots & SS_{qN_D} \exp(j\theta_{DqN_D}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ SS_{C1} \exp(j\theta_{DC1}) & SS_{C2} \exp(j\theta_{DC2}) & \cdots & SS_{Ck} \exp(j\theta_{DCk}) & \cdots & SS_{CN_D} \exp(j\theta_{DCN_D}) \end{pmatrix} \cdots (式9)$$

【0085】

周波数シフタ6-q-k($1 \leq q \leq C$, $1 \leq k \leq N_D$)は、分割フィルタ4-kまたは位相器5-q-k($2 \leq q \leq C$, $1 \leq k \leq N_D$)のそれぞれのサブスペクトラムを周波数軸上の予め決められた所望の帯域にシフトする。例えば、周波数シフタ6-q-kは、衛星中継器の未使用帯域にサブスペクトラムをシフトして、送信信号の信号帯域を分散する。なお、周波数シフタ6-q-kは、1からCまでのそれぞれについて処理を行う。例えばq=1の場合、周波数シフタ6-1-k($1 \leq k \leq N_D$)の各サブスペクトラムを周波数軸上の所望の帯域に分散配置する。同様に、周波数シフタ6-2-kの各サブスペクトラム、周波数シフタ6-3-kの各サブスペクトラム、...、周波数シフタ6-C-kの各サブスペクトラムを周波数シフタ6-1-kの1から N_D までのそれぞれのシフト量と同じシフト量でシフトさせる。なお、各サブスペクトラムのシフト量は、例えば制御部51

10

20

30

40

50

により制御される。

【0086】

加算器 7 - q (1 ≤ q ≤ C) は、周波数シフタ 6 - q - k (1 ≤ k ≤ N_D) が各組毎 (同じ q 毎) に出力する 1 から N_D までの N_D 個のサブスペクトラムを加算する。例えば図 1 の場合、加算器 7 - 1 は、周波数シフタ 6 - 1 - 1 から周波数シフタ 6 - 1 - N_D が出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算する。同様に、加算器 7 - C は、周波数シフタ 6 - C - 1 から周波数シフタ 6 - C - N_D が出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算する。

【0087】

IDFT 8 - q (1 ≤ q ≤ C) は、加算器 7 - q の出力信号を周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する。例えば、IDFT 8 - 1 は、加算器 7 - 1 の出力信号を周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する。

10

【0088】

PAPR 算出器 9 - q (1 ≤ q ≤ C) は、IDFT 8 - q で時間領域の信号に変換された信号について PAPR を算出する。例えば、PAPR 算出器 9 - 1 は、IDFT 8 - 1 で時間領域の信号に変換された信号について PAPR を算出する。なお、PAPR の算出は、周知技術を用いるが、例えば PAPR 算出器 9 - 1 ~ 9 - C のそれぞれに入力された信号に対し、2 乗した値の最大値と平均値を算出する。そして、PAPR 算出器 9 - q は、最大値 / 平均値 (最大値を平均値で割った値) を PAPR として出力する。

【0089】

最小 PAPR 選択器 10 は、PAPR 算出器 9 - q が算出した PAPR が最も小さい位相系列の IDFT 8 - q の出力信号を選択して送信する。例えば、最小 PAPR 選択器 10 は、C = 2 の PAPR 算出器 9 - 2 が算出した PAPR が最も小さい場合、同じ位相系列 (C = 2) の IDFT 8 - 2 の出力信号を選択して送信する。

20

【0090】

なお、分割フィルタ 4 - k の入出力信号のスペクトラム、位相器 5 - q - k の出力信号のスペクトラムおよび加算器 7 - q の出力信号のスペクトラムは、従来技術の図 10 で説明した場合と同様である。

【0091】

このようにして、本実施形態に係る送信装置 50 では、位相器 5 - q - k で加算する位相系列の位相 $\theta_{D,q,k}$ が有限個の位相値であって、有限個の位相値または有限個の位相値を生成するためのパラメータや数式は、送信装置 50 と受信装置 60 との間で既知の情報として予め共有化されている。そして、送信装置 50 は、有限個の位相値を有する複数の位相系列のうち PAPR が最小となる位相系列の有限個の位相を用いたサブスペクトラムの和を送信信号として受信装置 60 に送信することができる。

30

【0092】

図 4 は、帯域分散伝送方式を用いる受信装置 60 の構成例を示す。図 4 において、受信装置 60 は、DFT 11、抽出フィルタ 12 - 1 ~ 12 - N_D、周波数シフタ 13 - 1 ~ 13 - N_D、位相推定器 14 - 2 ~ 14 - N_D、位相補正器 15 - 2 ~ 15 - N_D、位相器 16 - 2 ~ 16 - N_D、加算器 17、IDFT 18 および復調器 19 を備える。なお、受信装置 60 は、各部の動作を制御する制御部 61 と、パラメータなどを記憶する記憶部 62 とを有してもよい。

40

【0093】

DFT 11 は、受信信号を周波数領域信号に変換する。

【0094】

抽出フィルタ 12 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、N_D 個に分岐された DFT 11 の出力信号をそれぞれ入力し、N_D 個のサブスペクトラムを抽出する。

【0095】

周波数シフタ 13 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、抽出フィルタ 12 - 1 ~ 12 - N_D が出力する各サブスペクトラムを、送信装置 50 の周波数シフタ 6 - q - 1 ~ 6 - q - N_D で周

50

波数シフトする前の帯域へそれぞれシフトする。

【0096】

位相推定器 14 - k (2 ≤ k ≤ N_D) は、周波数シフタ 13 - 1 ~ 13 - N_D のうち隣接する周波数シフタが出力するサブスペクトラムの信号の位相差を推定する。なお位相差の推定方法は、従来技術の図 12 で説明したように、隣接するサブスペクトラムの帯域が重畳する遷移域で相関を計算して位相差を推定する。ここで、推定される位相差は、送信装置 50 の位相器 5 - q - 2 で加算された位相差に相当する。図 4 において、例えば位相推定器 14 - 2 は、周波数シフタ 13 - 1 と周波数シフタ 13 - 2 とのそれぞれの出力信号が入力され、送信装置 50 の位相器 5 - q - 2 で加算した位相差を推定する。位相推定器 14 - k は、周波数領域で隣接するサブスペクトラム (S S_{k-1} と S S_k) が入力され、 S S_{k-1} と S S_k の遷移域における位相差 R_{k_a_b} を計算する。なお、位相差 R_{k_a_b} をラジアンに変換すると、位相差 (^_{D q k}) = a t a n (R_{k_a_b}) となる。ここで、従来技術の図 10 (a) の (a - 1) に示すように、送信装置 50 において、各サブスペクトラムの遷移域同士は重畳しているため、隣接するサブスペクトラムの遷移域は同一の信号成分を持っている。そこで、受信装置 60 は、この重畳している遷移域の信号成分から位相差 R_{k_a_b} を推定する。ここで、k は 1 から N_D までのサブスペクトラムの番号を示す。なお、式 (6) で説明したように、_{D q 1} は 0 にしている。つまり、 S S₁ は、_{D q 1} が 0 なので、送信装置 50 で位相が加算されていないため、位相推定器 14 - 2 は、周波数シフタ 13 - 1 と 13 - 2 とに入力された S S₁ および S S₂ から、 S S₂ に加算された位相 R_{2_a_b} を推定することができる。そして、位相推定器 14 - 2 は、位相差 (^_{D q 2}) = a t a n (R_{2_a_b}) を位相補正器 15 - 2 に出力する。以下、位相推定器 14 - 3 から 14 - N_D についても、位相推定器 14 - 2 と同様に位相差 R_{k_a_b} を推定する。そして、位相推定器 14 - k は、位相差 (^_{D q k}) = a t a n (R_{k_a_b}) を位相補正器 15 - 2 に出力する。

10
20

【0097】

位相補正器 15 - k (2 ≤ k ≤ N_D) は、位相推定器 14 - 2 ~ 14 - N_D がそれぞれ出力する推定位相差 (^_{D q k}) の補正を行う。例えば、位相補正器 15 - 2 は、送信装置 50 と共有する有限個の位相を用いて推定位相差の丸め込みを行う。送信装置 50 では、式 (8) に示す m 通りの位相 _{D q k} のいずれかが加算され、この位相 _{D q k} または位相 _{D q k} を生成するためのパラメータや数式は、送信装置 50 と受信装置 60 とで予め共有されている。そこで、位相補正器 15 - q は、送信装置 50 で加算された m 通りの位相 _{D q k} の中で、位相補正器 15 - q に入力される位相差 (^_{D q k}) に最も近い位相を選択し出力する。

30

【0098】

位相差 (^_{D q k}) に最も近い点の選択方法として、例えば、複素平面上のユークリッド距離が最も近い点を選択する方法などが考えられる。ここで、 m 通りの位相 _{D q k} (_{D q k} > 0) を、位相が 0 (r a d) に近い順に _{D q k_1} , _{D q k_2} , … , _{D q k_p} , … , _{D q k_m} の有限個とする。この場合、式 (10) に示すように、評価関数 r_p を最小化する _{D q k_p} を選択し位相補正器 15 - q から出力すればよい。

40

【0099】

【数 10】

$$r_p = \sqrt{\{\cos(\hat{\theta}_{qk}) - \cos(\theta_{Dqk_p})\}^2 + \{\sin(\hat{\theta}_{qk}) - \sin(\theta_{Dqk_p})\}^2} \quad \dots(式10)$$

【0100】

例えば、円を等分割する例で、位相分割数 m = 3、初期位相 offset = 0 の場合、図 2 で説明したように、送信装置 50 の位相器 5 - q - k で加算される位相は _{D q k} = 0 , 2 / 3 , 4 / 3 のいずれかである。この場合、受信装置 60 は、次のように処理を行う。

50

【0101】

図5は、受信装置60の位相補正器15-qの処理の一例を示す。なお、図5(a)は、位相補正器15-qの入力(位相推定器14-qで推定された位相差)の一例を示し、図5(b)は、位相補正器15-qの出力の一例を示す。また、図5(a)および図5(b)の例は、図2の場合に対応し、受信装置60は、位相分割数 $m=3$ 、初期位相 $\theta_{offset}=0$ であることの情報、または加算される位相が $\theta_{Dqk}=0, 2/3, 4/3$ のいずれかであることの情報を含め送信装置50との間で共有している。

【0102】

図5(a)において、受信装置60の位相推定器14-qで推定された位相差 $(\hat{\theta}_{Dqk})=1/6$ である場合(図5(a)の黒丸印)、上述の式(10)より、各ユークリッド距離は、 $r_1=0.51$ 、 $r_2=1.4$ 、 $r_3=1.9$ となる。この場合、位相補正器15-qは、 r_1 が最小であると判断し、図5(a)の黒丸印を図5(b)の黒丸印の位相 $\theta_{Dqk-1}=0$ に置き換えて、位相補正器15-2は0を出力する。

10

【0103】

ここで、円を不等分割する例で、位相分割数 $m=3$ の場合、図3で説明したように、送信装置50の位相器5-q-kで加算される位相は、 $\theta_{Dqk-1}=2/9$ 、 $\theta_{Dqk-2}=17/36$ 、 $\theta_{Dqk-3}=10/9$ のいずれかである。

【0104】

図6は、受信装置60の位相補正器15-qの処理の一例を示す。なお、図6(a)は、位相補正器15-qの入力(位相推定器14-qで推定された位相差)の一例を示し、図6(b)は、位相補正器15-qの出力の一例を示す。また、図6(a)および図6(b)の例は、図3の例に対応し、受信装置60は、位相分割数 $m=3$ で、加算される位相が $\theta_{Dqk-1}=2/9$ 、 $\theta_{Dqk-2}=17/36$ 、 $\theta_{Dqk-3}=10/9$ のいずれかであることの情報を含め送信装置50との間で共有している。

20

【0105】

図6(a)において、受信装置60の位相推定器14-qで推定された位相差 $(\hat{\theta}_{Dqk-3})=17/18$ である場合(図6(a)の黒丸印)、上述の式(10)より、各ユークリッド距離は、 $r_1=1.8$ 、 $r_2=1.4$ 、 $r_3=0.52$ となる。この場合、位相補正器15-qは、 r_3 が最小であると判断し、図6(a)の黒丸印を図6(b)の黒丸印の位相 $\theta_{Dqk-3}=10/9$ に置き換えて、位相補正器15-2から $10/9$ を位相器16-2に出力する。

30

【0106】

位相器16-k($2 \leq k \leq N_D$)は、位相補正器15-2~15- N_D からそれぞれ出力される位相 $(\hat{\theta}_{Dqk})$ が入力され、周波数シフタ13-1~13- N_D が出力する信号に $\exp(-j(\hat{\theta}_{Dqk}))$ を乗算して、位相を補償する。例えば、位相器16-2は、位相補正器15-2が出力する $\hat{\theta}_{Dq3}$ を用いて、周波数シフタ13-2の出力信号に $\exp(-j(\hat{\theta}_{Dq3}))$ を乗算して、位相を補償する。同様に、位相器16-2で位相補償された信号 SS_2 と周波数シフタ13-3の出力信号 SS_3 から位相推定器14-3にて位相差 R_{3-ab} が算出され、位相補正器15-3が位相補正を行った位相 $\hat{\theta}_{Dq3}$ が位相器16-3に出力される。位相器16-3は、位相補正器15-3が出力する位相 $\hat{\theta}_{Dq3}$ を用いて、周波数シフタ15-3から出力された SS_3 に $\exp(-j(\hat{\theta}_{Dq3}))$ を乗算し、位相を補償する。以降、位相推定器14-k($4 \leq k \leq N_D$)は、位相器16-(k-1)から出力された SS_{k-1} と周波数シフタ13-kから出力された SS_k から位相差 R_{k-ab} を推定する。そして、位相補正器15-kが位相補正を行った位相 $\hat{\theta}_{Dqk}$ は位相器16-kに出力され、位相器16-kは、周波数シフタ13-kから出力された SS_k に $\exp(-j(\hat{\theta}_{Dqk}))$ を乗算して、位相補償を行う。

40

【0107】

加算器17は、周波数シフタ13-1および位相器16-2~位相器16- N_D の出力信号をそれぞれ加算し、送信装置50で複数のサブスペクトラムに分割する前の信号波形を復元する。

50

【 0 1 0 8 】

I D F T 1 8 は、加算器 1 7 の出力信号を入力して時間領域の信号に変換する。

【 0 1 0 9 】

復調器 1 9 は、I D F T 1 8 が出力する変調信号を復調する。例えば、送信装置 5 0 の変調器 1 が Q P S K で変調した場合は、同じ Q P S K で受信データを復調する。

【 0 1 1 0 】

なお、位相器 1 6 - k の入出力信号のスペクトラムと、位相推定器 1 4 - k での相関演算については、従来技術の図 1 2 で説明した場合と同様である。

【 0 1 1 1 】

以上説明したように、本実施形態に係る受信装置 6 0 は、送信装置 5 0 で送信時に分割されたサブスペクトラムを抽出し、周波数シフト処理により送信装置 5 0 で分散配置されたサブスペクトラムを分散配置前の帯域に戻す。そして、受信装置 6 0 は、分散配置前の帯域に戻したサブスペクトラムに対して、隣接する遷移域で位相差を推定する。このとき、受信装置 6 0 は、送信装置 5 0 が加算した m 通りの位相の情報または m 通りの位相を生成するためのパラメータや数式などの情報を送信装置 5 0 と予め共有しているので、m 通りの位相の中から受信側の位相推定値に最も近い位相値を選択し、位相推定値を置き換える補正を行う。そして、受信装置 6 0 は、補正後の位相推定値により各サブスペクトラムの位相を補償した後、全サブスペクトラムを加算してサブスペクトラムの和を算出し、復調処理を行う。

【 0 1 1 2 】

このように、本実施形態では、受信装置 6 0 は、送信装置 5 0 が加算した m 通りの位相の情報または m 通りの位相を生成するためのパラメータや数式などに関する情報を送信装置 5 0 と予め共有しておく。そして、受信装置 6 0 は、受信信号の隣接するサブスペクトラム間の推定位相差に最も近い値を有限個の位相の中から選択し、推定位相差を置き換えるので、従来例に比べて推定位相差の精度を高めることができる。特に、低 S / N 環境下や、サブスペクトラムの遷移域に存在する離散化された信号成分の数 p が周波数軸方向の平滑化数として十分ではない場合、位相差 R_{k_ab} は、式 (1 1) に示すように、隣接するサブスペクトラム $S S_{k-1}$ と $S S_k$ の高周波数側の信号成分 $b_{(k-1)i}$ と、低周波数側の信号成分 a_{ki}^* の複素共役を乗算し、周波数軸方向に平滑化することにより得られる。

【 0 1 1 3 】

【 数 1 1 】

$$R_{k_ab} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p b_{(k-1)i} a_{ki}^* \quad \dots (式11)$$

【 0 1 1 4 】

ここで、図 1 2 (c) は $p = 3$ のときの例を示す。このとき、位相差 R_{k_ab} は、式 (1 2) で表される。

【 0 1 1 5 】

【 数 1 2 】

$$R_{k_ab} = \frac{1}{3} (b_{(k-1)1} a_{k1}^* + b_{(k-1)2} a_{k2}^* + b_{(k-1)3} a_{k3}^*) \quad \dots (式12)$$

【 0 1 1 6 】

なお、受信装置 6 0 は、送信装置 5 0 の位相器 5 - q - k でサブスペクトラムに位相が加算されたか否かを確認するために、予め受信装置 6 0 内に実装された値 (閾値) を使用して判断する。例えば、位相差 R_{k_ab} が閾値 以上の時、送信装置 5 0 において k 番目のサブスペクトラム k に位相が加算されたと見なし、位相推定器 1 4 - k から位相差 $(\hat{\Delta}_{Dqk}) = \text{atan} (R_{k_ab})$ を出力し、位相器 1 6 でサブスペクトラム k の位相差を補償する。ここで $b_{(k-1)p}$ と a_{kp} は分割前では同じ信号成分であるため、

受信装置 60 で $b_{(k-1)p}$ と a_{kp} の間に生じた位相差 $(\angle_{Dqk}) = \text{atan}(R_{k-ab})$ は送信装置 50 で加算された位相によるものと見なす。そして、受信装置 60 は、位相差 (\angle_{Dqk}) を補正した位相 (\angle_{Dqk}) を用いて、サブスペクトラム SS_k に $\exp(-j(\angle_{Dqk}))$ を乗算することで位相を補償する。一方、位相差 R_{k-ab} が閾値未満の場合、送信装置 50 で位相を加算していないと判断し、位相推定器 14-k は位相差 $(\angle_{Dqk}) = 0$ を出力する。この場合、位相補正器 15-k の出力も 0 となる。

【0117】

以上の構成により、受信装置 60 は、隣接するサブスペクトラムの位相差を逐次推定し、送信装置 50 で加算された位相を補償することができる。特に、本実施形態では、受信装置 60 は、送信装置 50 が加算した m 通りの位相の情報または m 通りの位相を生成するためのパラメータや数式に関する情報を送信装置 50 と予め共有しておき、有限個の位相の中から受信側の位相推定値に最も近い位相値を選択し、位相推定値を選択した位相値で置き換えるので、従来例に比べて位相推定値の精度を高めることができる。

(送信処理)

図 7 は、本実施形態における送信処理の一例を示す。なお、図 7 の処理は、図 1 に示した送信装置 50 により実行される。

【0118】

ステップ S101 において、変調器 1 は、送信するデータ信号を QPSK などの変調方式で変調する。

【0119】

ステップ S102 において、波形整形フィルタ 2 は、変調器 1 が出力する変調信号に予め決められたフィルタ係数を乗算することにより、変調信号の帯域を制限する。

【0120】

ステップ S103 において、波形整形フィルタ 2 が出力する変調信号は、DFT 3 により周波数領域に変換され、分割フィルタ 4-k は、変調信号のスペクトラムを N_D 個に分割する。

【0121】

ステップ S104 において、分割フィルタ 4-k は、 N_D 個に分割した変調信号のスペクトラムを内部のバッファに格納する。なお、 N_D 個のサブスペクトラムは、 C 個の組に分割して各組毎に異なる位相系列の位相が加算される。図 7 では、カウンタ i (i は正の整数) を用いて、 $i = 1$ から C までのループ処理で順番に行うものとして説明するが、 C 個の組の位相加算を並列に行うようにしてもよい。ここで、カウンタを $i = 1$ に初期化する。また、カウンタ i は、図 1 で説明した各ブロックの符号 q に対応する。例えば、位相器 5-q-k は位相器 5-i-k、周波数シフタ 6-q-k は周波数シフタ 6-i-k、加算器 7-q は加算器 7-i のように書き換えることができる。以降で説明する他のブロックについても同様に q がカウンタ i に対応する。

【0122】

ステップ S105 において、カウンタ i が 1 ではない場合、ステップ S106 の処理に進み、カウンタ i が 1 である場合、ステップ S107 の処理に進む。

【0123】

ステップ S106 において、位相器 5-i-k は、分割フィルタ 4-k のそれぞれの出力信号に予め決められた位相を加算する。

【0124】

ステップ S107 において、周波数シフタ 6-i-k は、分割フィルタ 4-i または位相器 5-i-k が出力するそれぞれのサブスペクトラムを周波数軸上の予め決められた帯域にシフトする。

【0125】

ステップ S108 において、加算器 7-i は、周波数シフタ 6-i-k が出力する 1 から N_D までの N_D 個のサブスペクトラムを加算する。

10

20

30

40

50

【0126】

ステップS109において、PAPR算出器9-iは、IDFT8-iにより周波数領域の信号から時間領域の信号に変換された加算器7-iの出力信号のPAPRを算出する。なお、算出したPAPRは、最小PAPR選択器10が比較するまで保持される。

【0127】

ステップS110において、カウンタiがCではない場合、ステップS111の処理に進み、カウンタiがCである場合、ステップS112の処理に進む。

【0128】

ステップS111において、カウンタiを1増加させてステップS105の処理に戻り、次の組の位相系列に対して同様の処理を実行する。このようにして、位相系列の個数分だけ同様の処理を行う。

10

【0129】

ステップS112において、最小PAPR選択器10は、カウンタiが1からCまでのそれぞれについて算出したPAPRを比較して、PAPRが最小値の組の信号を送信する。例えば、最小PAPR選択器10は、カウンタiが3のPAPRが最小である場合、加算器7-3の周波数領域の出力信号をIDFT8-3で時間領域の信号に変換された信号を送信する。

【0130】

このようにして、本実施形態に係る送信装置50は、受信装置60との間で共有する有限個の位相を組み合わせた互いに異なる複数の位相系列のうちPAPRが最小となる位相系列の位相がサブスペクトラムに加算された信号を送信する。

20

(受信処理)

図8は、本実施形態における受信処理の一例を示す。なお、図8の処理は、図4に示した受信装置60により実行される。

【0131】

ステップS201において、時間領域の受信信号はDFT11により周波数領域信号に変換され、 N_D 個に分岐された信号が N_D 個の抽出フィルタ12-kにそれぞれ入力される。そして、抽出フィルタ12-kは、DFT11の出力信号から送信装置50で分散配置されたサブスペクトラムを抽出する。

【0132】

ステップS202において、周波数シフタ13-kは、抽出フィルタ12-1~12- N_D が出力する各サブスペクトラムを、送信装置50の周波数シフタ6-1~6- N_D で周波数シフトする前の帯域へシフトする。

30

【0133】

ステップS203において、位相推定器14-kは、周波数シフタ13-1~13- N_D が出力するサブスペクトラムのうち隣接するサブスペクトラムの遷移域で相関を計算し、位相差を推定する。

【0134】

ステップS204において、位相補正器15-kは、送信装置50で加算されたm通りの位相の中で、位相推定器14-kが出力する推定位相差に最も近い位相を選択して推定位相差を補正する。

40

【0135】

ステップS205において、位相器16-kは、位相補正器15-kが出力する位相を周波数シフタ13-kが出力するサブスペクトルの信号に加算して位相を補償する。

【0136】

ステップS206において、加算器17は、周波数シフタ13-1および位相器16-2~16- N_D のそれぞれの出力信号を加算し、送信装置50で複数のサブスペクトラムに分割する前の変調信号に戻す。

【0137】

ステップS207において、IDFT18により時間領域の信号に変換された加算器1

50

7の出力する変調信号は、復調器19により受信データに復調される。

【0138】

このようにして、本実施形態に係る受信装置60は、分散配置前の帯域に戻したサブスペクトラムに対して、隣接するサブスペクトラムの遷移域で位相差を推定し、送信装置50との間で共有するm通りの位相の中から推定位相値に最も近い位相を選択して推定位相値を補正する。そして、受信装置60は、補正した推定位相値で各サブスペクトラムの位相を補償した後、全サブスペクトラムの和を算出し、受信データを復調する処理を行う。

(変形例について)

上記実施形態で説明した送信装置50および受信装置60の構成は一例であり、様々な変形例が考えられ、変形例においても同様の効果を得ることが可能である。

10

【0139】

例えば、上記実施形態の図1に示した送信装置50では、周波数シフタ6を位相器5と加算器7との間に配置したが、周波数シフタ6を分割フィルタ4と位相器5との間に配置してもよい。この場合、周波数シフタ6がサブスペクトラムを目的の帯域に分散配置し、位相器5は、分散配置した各サブスペクトラムに位相を加算する。

【0140】

また、上記実施形態では、送信装置50の位相器5で加算するm通りの位相の情報は、送信装置50と受信装置60との間で予め共有されているものとしたが、通信開始時に送信装置50がm通りの位相の情報やm通りの位相を生成するパラメータや式の情報を受信装置60に送信するようにしてもよい。或いは、予め決められた固定の位相値の組み合わせを規格化しておき、送信装置50および受信装置60に予め実装しておいてもよい。または、受信装置60がm通りの位相を受信信号から推定するようにしてもよい。例えば、受信装置60は、位相推定値を統計処理する方法などにより、受信信号からm通りの位相を推定することができる。或いは、通信開始前に送信装置50がトレーニング信号を送信するようにしてもよい。

20

【0141】

また、上記実施形態では、受信装置60において、周波数シフタ13を抽出フィルタ12と位相推定器14の間に配置したが、位相器16と加算器17の間に配置してもよい。この場合、受信装置60は、送信装置50で加算された位相差の補償後に周波数シフトを行う。

30

【0142】

以上、説明したように、本発明に係る通信システム、通信装置および通信方法は、受信装置60における位相の推定精度を向上し、低S/N環境下や、サブスペクトラムの遷移域に存在する離散化された信号成分の数pの不足などにより劣化する受信信号のBER特性を向上することができる。

【0143】

なお、周波数選択性の位相変動を有する伝搬路を介して通信する場合であれば、上記の実施形態で説明した方法は適用可能である。つまり、伝搬路で生じる周波数選択性の位相変動を推定するチャンネル推定部および位相変動を補償するチャンネル補正部を受信装置内に設け、送信側と受信側とで送信信号の位相または位相を求めるパラメータや数式などを共有することにより、受信信号の伝搬路での位相変動を推定および補償することが容易となる。

40

【符号の説明】

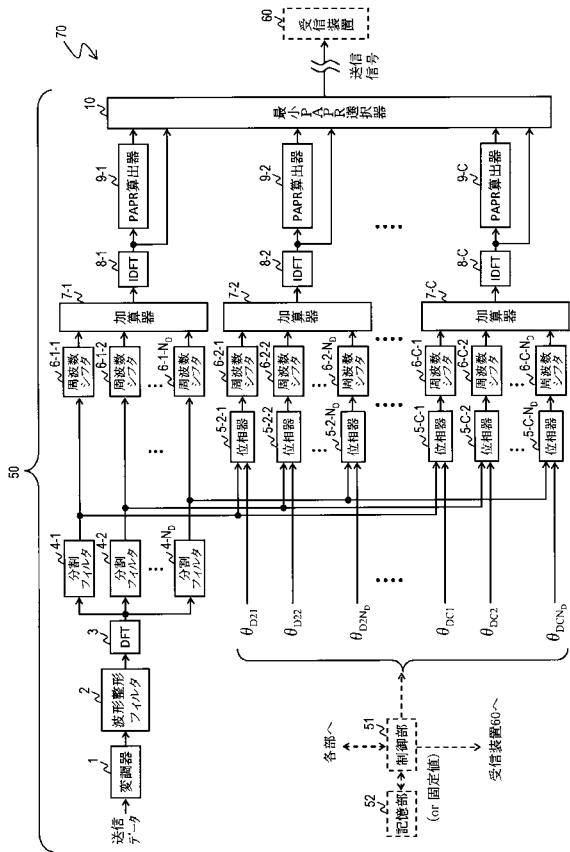
【0144】

50, 150・・・送信装置; 60, 160・・・受信装置; 1, 101・・・変調器; 2, 102・・・波形整形フィルタ; 3, 11, 103, 111・・・DFT; 4, 104・・・分割フィルタ; 5, 16, 105, 115・・・位相器; 6, 13, 106, 113・・・周波数シフタ; 7, 17, 107, 116・・・加算器; 8, 18, 108, 117・・・IDFT; 9, 109・・・PAPR算出器; 10, 110・・・最小PAPR選択器; 12, 112・・・抽出フィルタ; 14, 114・・・位相推定器; 15・

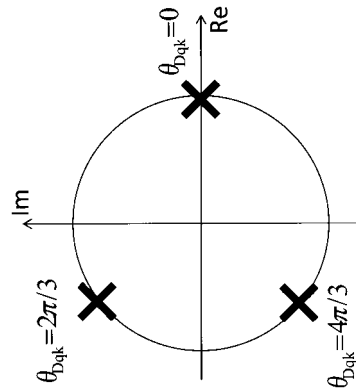
50

・ ・ 位相補正器 ; 1 9 , 1 1 8 ・ ・ ・ 復調器 ; 5 1 , 6 1 , 1 5 1 , 1 6 1 ・ ・ ・ 制御部
 ; 5 2 , 6 2 , 1 5 2 ・ ・ ・ 記憶部

【 図 1 】

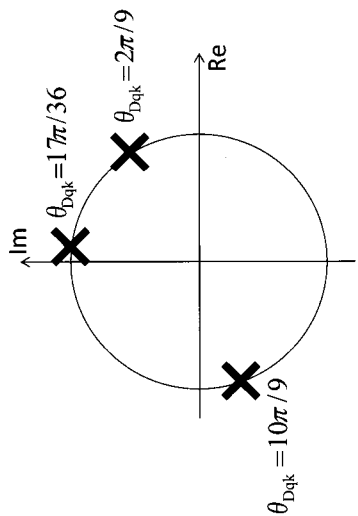


【 図 2 】



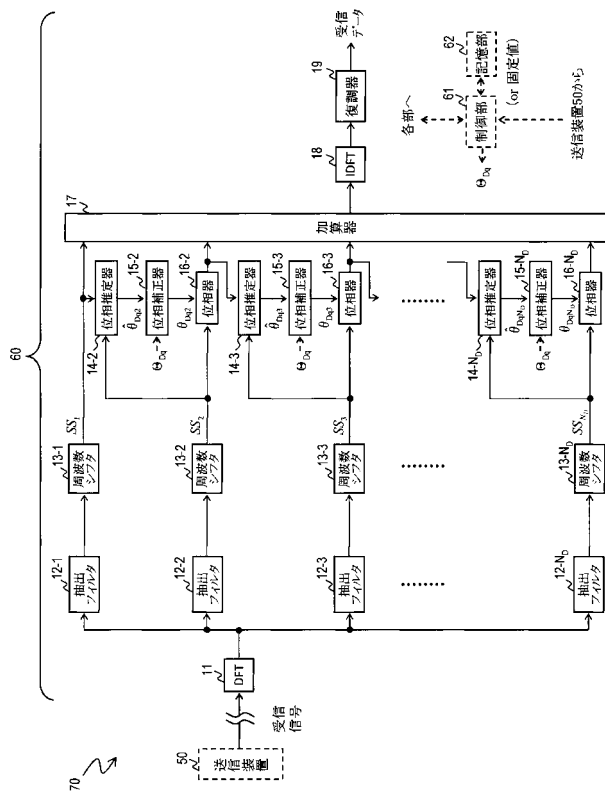
(m=3, θ offset=0の場合)

【 図 3 】

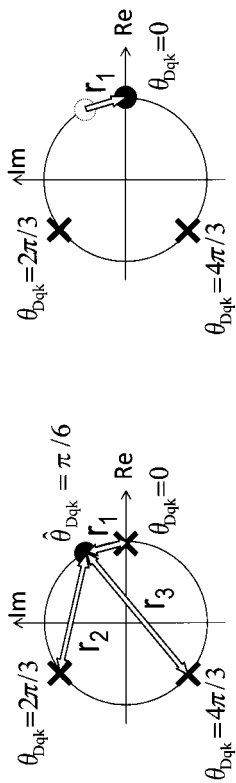


(m=3, θ offset=0の場合)

【 図 4 】



【 図 5 】



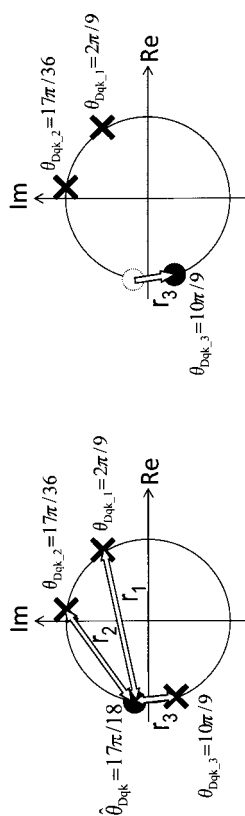
(m=3, θ offset=0の場合)

(b)

(m=3, θ offset=0の場合)

(a)

【 図 6 】



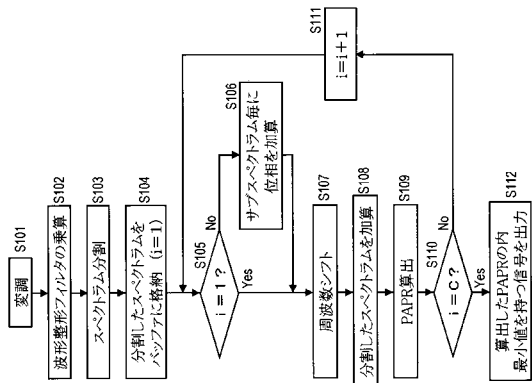
(m=3の場合)

(b)

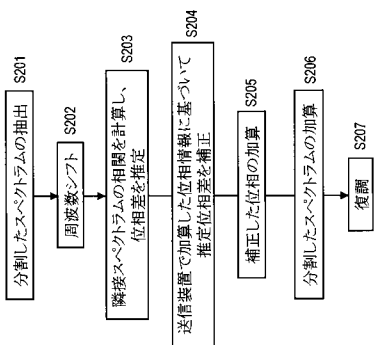
(m=3の場合)

(a)

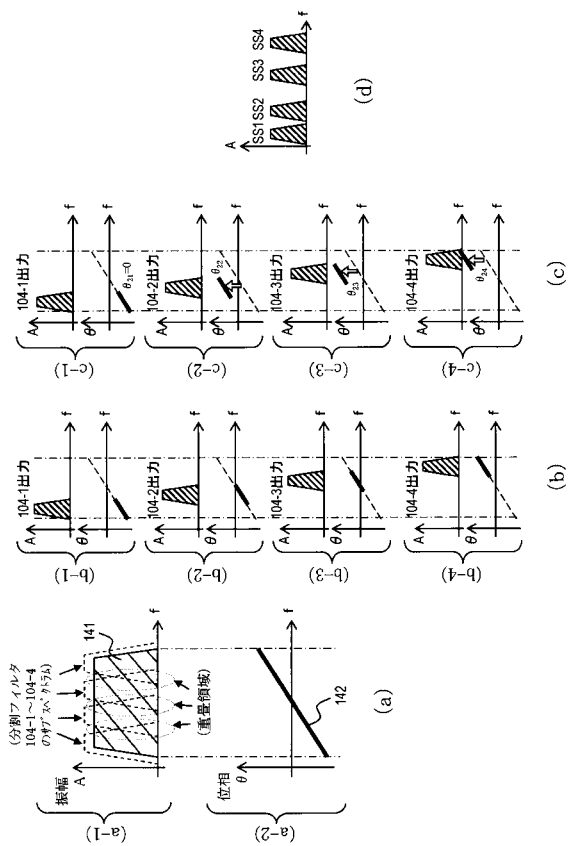
【図 7】



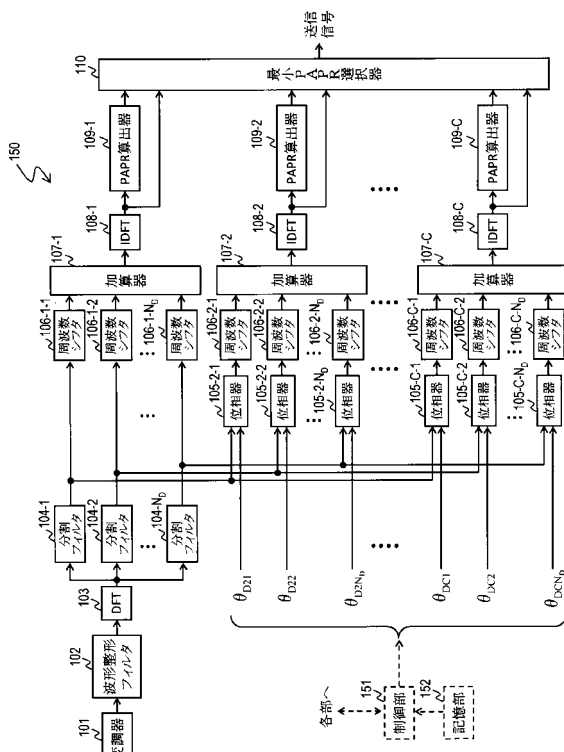
【図 8】



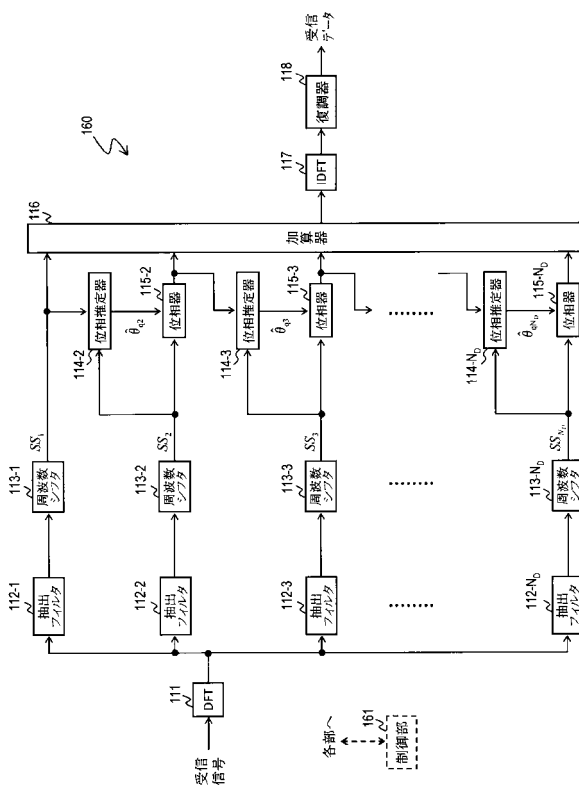
【図 10】



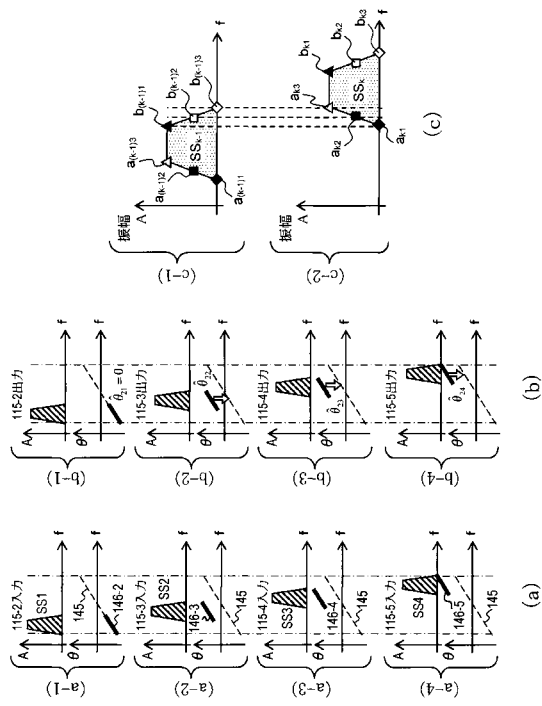
【図 9】



【図 11】



【 図 1 2 】



フロントページの続き

(72)発明者 笹木 裕文

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 杉山 隆利

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

Fターム(参考) 5K004 AA05 AA07 BA02