

(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2017-143433

(P2017-143433A)

(43) 公開日 平成29年8月17日(2017.8.17)

(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 30 頁)

(21) 出願番号 特願2016-23958 (P2016-23958)
 (22) 出願日 平成28年2月10日 (2016.2.10)

(71) 出願人 00004226
 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
 (74) 代理人 100072718
 弁理士 古谷 史旺
 (74) 代理人 100151002
 弁理士 大橋 剛之
 (74) 代理人 100201673
 弁理士 河田 良夫
 (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 中川 匡夫
 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

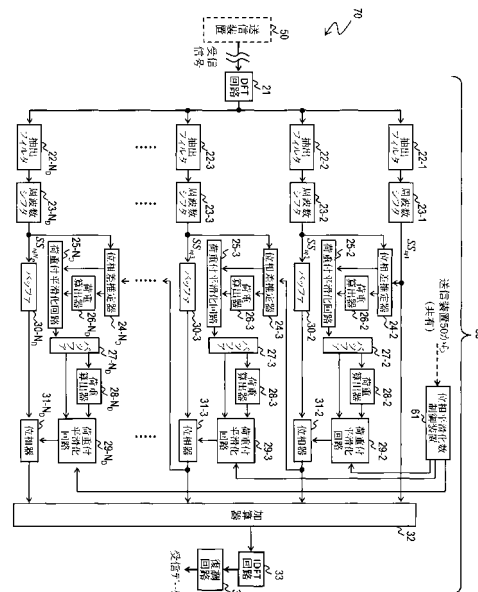
(54) 【発明の名称】 通信システムおよび通信方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 シングルキャリア変調信号の帯域分割伝送において、PAPR(ピーク対平均電力比)を低減する技術を提供する。

【解決手段】 送信装置は、変調信号をN個のサブスペクトラムに分割して周波数軸上で分散配置し、周波数帯域が隣接するM個のサブスペクトラム間および複数の時間区間の少なくとも一方で同じ位相シフトを行い、位相シフト後のN個のサブスペクトラムを加算した送信信号の信号電力の時間的な変動量が最小となる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または復元した分散配置前のサブスペクトラム $S_{t g 1} - S_{t g N p}$ に対して、位相を補正し加算後に時間領域の信号に変換して受信データを復調する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

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 3 以上の整数) 個のサブスペクトラムに分割し、 P 個 (P は 2 以上の整数) に複製して P 個の送信信号候補を生成する分割部と、

前記 P 個に複製された送信信号候補のそれぞれに対して、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に対して、周波数帯域が隣接する M ($2 \leq M \leq N - 1$ の整数) 個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理および複数の時間区間で同じ位相シフトを行う処理の少なくとも一方の処理を行う第 1 位相部と、

分散配置および位相シフトされた前記 N 個のサブスペクトラムを加算した送信信号の信号電力の時間的な変動量が最小となる前記送信信号候補の信号を選択して送信する選択部と

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 M 個のサブスペクトラム間の重畳領域における複数の推定位相差および複数の時間区間における複数の推定位相差の少なくとも一方の推定位相差に所定の荷重を掛けて平滑化して位相補正值を算出する位相平滑化部と

、
前記位相平滑化部が算出した前記位相補正值により、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後に時間領域の信号に変換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 2】

請求項 1 に記載の通信システムにおいて、

前記送信装置の前記選択部は、前記分割部がサブスペクトラムに逐次分割する処理を一定の時間区間毎に行う場合、 $u + 1$ 個 (u は正の整数) の時間区間における電力の時間的な変動量を算出し、前記 P 個の複製信号の中から前記電力の時間的な変動量が最も小さい送信信号候補を選択して送信し、

前記受信装置の位相平滑化部は、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、隣接するサブスペクトラムの重畳領域における複数の信号成分の複数の位相差を算出し、当該複数の位相差を同じ重畳領域内で受信電力強度に応じた荷重を掛けて周波数方向の平滑化を行う処理および $u + 1$ 個の時間区間で受信電力強度に応じた荷重を掛けて時間方向の平滑化を行う処理の少なくとも一方の処理を行って前記位相補正值を算出する

ことを特徴とする通信システム。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の通信システムにおいて、

前記受信装置の位相平滑化部は、隣接する M 個のサブスペクトラムの重畳領域の位相差を単純平均により平滑化する処理、または、受信電力強度が低い信号の荷重よりも高い信号の荷重を大きく設定して M 個のサブスペクトラムの重畳領域の位相差を荷重を掛けて平滑化する処理を行って前記位相補正值を算出する

ことを特徴とする通信システム。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の通信システムにおいて、

前記受信装置は、伝搬路の通信チャネルで生じる周波数選択性もしくは時間選択性の振幅および位相の変動量を推定するチャネル推定部をさらに備え、

前記位相平滑化部は、前記チャネル推定部が推定する前記変動量に応じて、前記荷重を変化させて平滑化する処理を行う

ことを特徴とする通信システム。

【請求項 5】

送信装置側において、変調信号を周波数領域で N (N は 3 以上の整数) 個のサブスペクトラムに分割し、 P 個 (P は 2 以上の整数) に複製して P 個の送信信号候補を生成する処理と、

前記 P 個に複製された送信信号候補のそれぞれに対して、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処理と、

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に対して、周波数帯域が隣接する M ($2 \leq M \leq N - 1$ の整数) 個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理および複数の時間区間で同じ位相シフトを行う処理の少なくとも一方の処理と、

分散配置および位相シフトされた前記 N 個のサブスペクトラムを加算した送信信号の信号電力の時間的な変動量が最小となる前記送信信号候補の信号を選択して送信する処理と

を行い、

受信装置側において、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処理と

、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処理と、

分散配置後または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 M 個のサブスペクトラム間の重畳領域における複数の推定位相差および複数の時間区間における複数の推定位相差の少なくとも一方の推定位相差に所定の荷重を掛けて平滑化して位相補正值を算出する処理と、

前記位相補正值により、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処理と、

位相補正された N 個のサブスペクトラムを加算後に時間領域の信号に変換して受信データを復調する処理と

を行うことを特徴とする通信方法。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の通信方法において、

前記送信装置は、前記分割部がサブスペクトラムに逐次分割する処理を一定の時間区間毎に行う場合、 $u + 1$ 個 (u は正の整数) の時間区間における電力の時間的な変動量を算出し、前記 P 個の複製信号の中から前記電力の時間的な変動量が最も小さい送信信号候補を選択して送信する処理を行い、

前記受信装置は、分散配置後または復元した分散配置前の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重畳領域における複数の信号成分の複数の位相差を算出し、当該複数の位相差を同じ重畳領域内で受信電力強度に応じた荷重を掛けて周波数方向の平滑化を行う処理および $u + 1$ 個の時間区間で受信電力強度に応じた荷重を掛けて時間方向の平滑化を行う処理の少なくとも一方の処理を行って前記位相補正值を算出する処理を行う

ことを特徴とする通信方法。

【請求項 7】

請求項 5 または 6 に記載の通信方法において、

前記受信装置は、隣接する M 個のサブスペクトラムの重畳領域の位相差を単純平均により平滑化する処理、または、受信電力強度が低い信号の荷重よりも高い信号の荷重を大き

10

20

30

40

50

く設定してM個のサブスペクトラムの重畳領域の位相差に荷重を掛けて平滑化する処理を行って前記位相補正值を算出する

ことを特徴とする通信方法。

【請求項8】

請求項5から7のいずれか一項に記載の通信方法において、

前記受信装置は、伝搬路の通信チャネルで生じる周波数選択性もしくは時間選択性の振幅および位相の変動量を推定し、前記変動量に応じて、前記荷重を変化させて平滑化する処理を行う

ことを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

10

【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。

【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するために、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、サブスペクトラムを分散配置する帯域分散伝送方式が考えられている。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)。ここで、帯域分散伝送方式を用いる通信においてPAPRを低減する技術について説明する。

20

【0003】

図15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15において、送信装置150は、変調回路101、波形整形フィルタ102、DFT(Discrete Fourier Transform)回路103、分割フィルタ104-1~104- N_D 、位相器105-1~105-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)回路108-1~108-C、PAPR算出回路109-1~109-C、最小PAPR信号選択器110および位相系列制御装置151を備える。ここで、 N_D およびCは正の整数である。

30

【0004】

変調回路101は、送信データを例えばQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)などの変調方式で変調する。

【0005】

波形整形フィルタ102は、変調回路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回路103は、波形整形フィルタ102から出力される変調信号を所定のDFT区間ごとに逐次周波数領域(スペクトラム)の信号に変換する。ここで、DFT区間を処理時刻が早いものから順に“1番目のDFT区間”、“2番目のDFT区間”、...、“t番目のDFT区間”、...、“t+u番目のDFT区間”、...と称する。なお、t、uは正の整数である。

40

【0007】

分割フィルタ104-k(1 ≤ k ≤ N_D)は、DFT回路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。例えば、周波数領域に変換された各DFT区間の変調信号は、分割フィルタ104-1~104- N_D により、 N_D 個のサブ変調信号(サブスペクトラム)に分割される。ここで、処理時刻が早いものから順に“1番目のDFT区間のサブスペクトラム”、“2番目のDFT区間のサブスペクトラム”、...、“t番目のDFT区間のサブスペクトラム”、...、“t+u番目のDFT区間のサブスペクトラム”、...と称する。各分割フィルタ104-kの出力信号は、C個に

50

分岐され、1番目からC番目までの分岐信号が位相器105-q-k(1 ≤ q ≤ C、1 ≤ k ≤ N_D)にそれぞれ出力される。ここで、q、k、Cは正の整数である。

【0008】

図16(a)は、分割フィルタ104に入力する前のスペクトラムの一例を示し、図16(b)は、N_D = 4の場合に各分割フィルタから出力されるサブスペクトラムの一例を示す。

【0009】

位相器105-q-k(1 ≤ q ≤ C、1 ≤ k ≤ N_D)は、C個に分岐された分割フィルタ104-kの出力信号に予め決められた位相を加算する。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の位相をシフトする(図16(c))。ここで、位相系列制御装置151は、位相系列 $\theta_{21}, \theta_{31}, \dots, \theta_{q1}, \dots, \theta_{C1}$ を出力する。なお、位相系列 $\theta_{21}, \theta_{31}, \dots, \theta_{q1}, \dots, \theta_{C1}$ の情報は、受信装置260と共有される。

10

【0010】

【数1】

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

20

【0011】

ここで、位相器105-q-kに入力されるt番目のDFT区間のサブスペクトラムをSS_{t,k}とする。そして、位相器105-q-kは、式(2)で示す位相系列 θ_{q1} の位相により、式(3)で示すt番目のDFT区間(t)のサブスペクトラムSS_{t,k}の位相シフトを行う。

30

【0012】

【数2】

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

【0013】

【数3】

$$SS_{t1} \quad SS_{t2} \quad SS_{t3} \quad \cdots \quad SS_{tk} \quad \cdots \quad SS_{tN_D} \quad \cdots (\text{式3})$$

40

【0014】

位相乗算後の位相器105-q-kの出力信号S_{t,q}は式(4)となる。

ここで、式(4)のS_{t,q}^θを文章中ではS^θ_{t,q}のように表記する。

【0015】

【数 4】

$$\begin{pmatrix} S_{i1}^\theta \\ S_{i2}^\theta \\ \vdots \\ S_{iq}^\theta \\ \vdots \\ S_{iC}^\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SS_{i1} \exp(j\theta_{11}) & SS_{i2} \exp(j\theta_{12}) & \cdots & SS_{ik} \exp(j\theta_{1k}) & \cdots & SS_{iN_D} \exp(j\theta_{1N_D}) \\ SS_{i1} \exp(j\theta_{21}) & SS_{i2} \exp(j\theta_{22}) & \cdots & SS_{ik} \exp(j\theta_{2k}) & \cdots & SS_{iN_D} \exp(j\theta_{2N_D}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ SS_{i1} \exp(j\theta_{q1}) & SS_{i2} \exp(j\theta_{q2}) & \cdots & SS_{ik} \exp(j\theta_{qk}) & \cdots & SS_{iN_D} \exp(j\theta_{qN_D}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ SS_{i1} \exp(j\theta_{C1}) & SS_{i2} \exp(j\theta_{C2}) & \cdots & SS_{ik} \exp(j\theta_{Ck}) & \cdots & SS_{iN_D} \exp(j\theta_{CN_D}) \end{pmatrix} \quad \cdots(\text{式4})$$

【0016】

10

次に、周波数シフタ 106 - 1 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、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。

【0017】

加算器 107 - q (1 ≤ q ≤ C) は、周波数シフタ 106 - q - k の出力信号を各組毎 (同じ q 毎) にそれぞれ N_D 個のサブスペクトラムを加算する。ここで、N_D = 4 の場合の加算器 107 - q の出力信号の一例を図 16 (d) に示す。

【0018】

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。

【0019】

20

PAPR 算出回路 109 - q (1 ≤ q ≤ C) は、IDFT 108 - q で変換された時間領域の信号について PAPR を算出する。例えば、PAPR 算出回路 109 - q は、IDFT 108 - q が出力する 1 番目の DFT 区間に対応する信号を入力して PAPR を算出し、最小 PAPR 信号選択器 110 に出力する。以降、2 番目の DFT 区間、...、t 番目の DFT 区間、...、t + u 番目の DFT 区間、... についても、1 番目の DFT 区間と同様に対応する信号の PAPR を算出し、最小 PAPR 信号選択器 110 に出力する。

【0020】

最小 PAPR 信号選択器 110 は、PAPR 算出回路 109 - q が算出した PAPR のうち最も小さい PAPR の信号を DFT 区間ごとに選択して送信する。例えば、最小 PAPR 信号選択器 110 は、C = 2 の PAPR 算出回路 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。

30

【0021】

図 17 は、帯域分散伝送方式を用いる受信装置 260 の一例を示す。図 17 において、受信装置 260 は、DFT 回路 211、抽出フィルタ 212 - 1 ~ 212 - N_D、周波数シフタ 213 - 1 ~ 213 - N_D、位相推定器 214 - 2 ~ 214 - N_D、位相器 215 - 2 ~ 215 - N_D、加算器 216、IDFT 回路 217 および復調回路 218 を備える。

【0022】

DFT 回路 211 は、受信信号を周波数領域の信号に変換する。

40

【0023】

抽出フィルタ 212 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、N_D 個に分岐された DFT 回路 211 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。

【0024】

周波数シフタ 213 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、抽出フィルタ 212 - 1 ~ 212 - N_D が出力する各サブスペクトラムを送信装置 150 の周波数シフタ 106 - q - 1 ~ 106 - q - N_D で周波数シフトする前の帯域へ戻すように周波数をシフトする。

【0025】

位相推定器 214 - k (2 ≤ k ≤ N_D) は、周波数シフタ 213 - 1 ~ 213 - 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 17 において、例えば、位

50

相推定器 214 - 2 は、周波数シフタ 213 - 1 と周波数シフタ 213 - 2 とのそれぞれの出力信号を入力し、送信装置 150 の位相器 105 - q - 2 で位相シフトした位相差を推定する。

【0026】

位相器 215 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、位相推定器 214 - 2 ~ 214 - N_D がそれぞれ出力する信号により、サブスペクトラム SS_{tqk} の位相を補償する。例えば、位相器 215 - 2 は、位相推定器 214 - 2 の出力信号により、サブスペクトラム SS_{tq2} の位相を補償する。

【0027】

加算器 216 は、周波数シフタ 213 - 1 および位相器 215 - 2 ~ 位相器 215 - N_D のそれぞれ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。

【0028】

IDFT回路 217 は、加算器 216 の出力信号を入力して時間領域の信号に変換する。

【0029】

復調回路 218 は、IDFT回路 217 が出力する変調信号を復調する。例えば、送信装置 150 の変調回路 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。

【0030】

ここで、受信装置 260 の位相推定器 214 - k では、周波数領域で隣接するサブスペクトラム (SS_{tqk-1} と SS_{tqk}) が入力され、 SS_{tqk-1} と SS_{tqk} との遷移域における位相差 R_{tqk} を計算する。なお、図 16 (a) に示すように、送信装置 150 における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有している。ここで、重畳している遷移域を重畳領域と称する。受信装置 260 では、この重畳領域の信号成分から位相差 (位相シフト量) R_{tqk} を推定する。例えば、送信装置 150 側で位相シフトを行わないサブスペクトラムが最も低い周波数のサブスペクトラム (SS_{tq1}) とする場合、位相推定器 214 - 2 は、周波数シフタ 213 - 1 と 213 - 2 にて入力された SS_{tq1} と SS_{tq2} から、 SS_{tq2} でオフセットされた位相差 R_{tq2} を推定する。そして、位相推定値 ($\hat{\theta}_{tq2}$) = $\arctan(R_{tq2})$ が位相器 215 - 2 に入力され、位相器 215 - 2 は、周波数シフタ 213 - 2 の出力信号に $\exp(-j(\hat{\theta}_{tq2}))$ を乗算し、位相を補償する。次に、位相器 215 - 2 で位相補償された信号 SS_{t2} および周波数シフタ 213 - 3 の出力信号 SS_{t3} から位相推定器 214 - 3 が位相シフト量 R_{tq2} を算出し、位相器 215 - 3 に位相推定量 ($\hat{\theta}_{tq3}$) = $\arctan(R_{tq3})$ を入力する。位相器 215 - 3 は、位相推定器 214 - 3 の出力 ($\hat{\theta}_{tq3}$) を用いて周波数シフタ 213 - 3 から出力された SS_{t3} に $\exp(-j(\hat{\theta}_{tq3}))$ を乗算し、位相を補償する。

【0031】

ここで、文中において、例えば、推定値 $\hat{\theta}_{tq3}$ の記号は、 $(\hat{\theta}_{tq3})$ と表記する。

【0032】

図 18 (a) は、 $k = 4$ の場合の位相器 215 - k の入力信号を示し、図 18 (b) は、位相器 215 - k の出力信号を示す。また、図 18 (c) は、位相推定器 214 - k の相関演算の様子を示す。

【0033】

以降、位相推定器 214 - k は、位相器 215 - (k - 1) から出力された SS_{tqk-1} と周波数シフタ 213 - k から出力された SS_{tqk} から位相差 R_{tqk} を推定し、位相器 215 - k に位相推定量 ($\hat{\theta}_{tqk}$) = $\arctan(R_{tqk})$ を出力する。位相器 215 - k は、周波数シフタ 213 - k から出力された SS_{tqk} に $\exp(-j(\hat{\theta}_{tqk}))$ を乗算して、位相補償を行う。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 4 】

なお、各サブスペクトラムの信号成分は、DFT処理により周波数軸上で離散化されている。ここで、図18(c)に示すように、サブスペクトラム SS_{tqk} の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 $L_{tqk1}, L_{tqk2}, \dots, L_{tqkp}$ 、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 $H_{tqk1}, H_{tqk2}, \dots, H_{tqkp}$ とする。pは、DFT処理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である。例えば、DFT処理の周波数分解能が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を示す。

【 0 0 3 5 】

位相差 R_{tqk} は、式(5)に示すように、隣接するサブスペクトラム $SS_{t_{k-1}}$ の高周波数側の信号成分と SS_{t_k} の低周波数側の信号成分との複素共役を乗算し、周波数軸方向に平滑化して得られる。

【 0 0 3 6 】

【 数 5 】

$$R_{tqk} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p H_{(tqk-1)i} L_{tqki}^* \quad \dots(式5)$$

【 0 0 3 7 】

図18(c)は、 $p = 3$ のときの一例を示す。このとき R_{tqk} は式(6)で表される。

【 0 0 3 8 】

【 数 6 】

$$R_{tqk} = \frac{1}{3} (H_{(tqk-1)1} L_{tqk1}^* + H_{(tqk-1)2} L_{tqk2}^* + H_{(tqk-1)3} L_{tqk3}^*) \quad \dots(式6)$$

【 0 0 3 9 】

このようにして、受信装置260は、隣接するサブスペクトラム間の位相差をDFT区間ごとに逐次推定し、送信装置150側の位相シフトで生じた位相オフセットを補償する。

【 先行技術文献 】

【 非特許文献 】

【 0 0 4 0 】

【 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 】

【 0 0 4 1 】

従来技術では、受信装置260において、隣接するサブスペクトラム間の位相差から送信装置150の位相器105-q-1~105-q- N_D で位相シフトした位相系列を推定している。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が十分ではない場合、位相差 R_{tqk} の推定誤差が増大する。その結果、受信装置260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。また、従来技術では、平滑化する区間において、フェーディングにより時間的もしくは周波数的に電力が変動する区間が含まれる場合、位相差 R_{tqk} の推定誤差が増大する。その結果、受信信号のビット誤り率特性が劣化するという課題が生じる。

【 0 0 4 2 】

10

20

30

40

50

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システムおよび通信方法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】

【0043】

本発明に係る通信システムは、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3以上の整数）個のサブスペクトラムに分割し、P個（Pは2以上の整数）に複製してP個の送信信号候補を生成する分割部と、P個に複製された送信信号候補のそれぞれに対して、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に対して、周波数帯域が隣接するM（ $2 \leq M \leq N - 1$ の整数）個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理および複数の時間区間で同じ位相シフトを行う処理の少なくとも一方の処理を行う第1位相部と、分散配置および位相シフトされたN個のサブスペクトラムを加算した送信信号の信号電力の時間的な変動量が最小となる送信信号候補の信号を選択して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M個のサブスペクトラム間の重畳領域における複数の推定位相差および複数の時間区間における複数の推定位相差の少なくとも一方の推定位相差に所定の荷重を掛けて平滑化して位相補正值を算出する位相平滑化部と、位相平滑化部が算出した位相補正值により、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後に時間領域の信号に変換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。

10

20

【0044】

本発明に係る通信方法は、送信装置側において、変調信号を周波数領域でN（Nは3以上の整数）個のサブスペクトラムに分割し、P個（Pは2以上の整数）に複製してP個の送信信号候補を生成する処理と、P個に複製された送信信号候補のそれぞれに対して、N個のサブスペクトラムを周波数軸上で分散配置する処理と、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に対して、周波数帯域が隣接するM（ $2 \leq M \leq N - 1$ の整数）個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理および複数の時間区間で同じ位相シフトを行う処理の少なくとも一方の処理と、分散配置および位相シフトされたN個のサブスペクトラムを加算した送信信号の信号電力の時間的な変動量が最小となる送信信号候補の信号を選択して送信する処理とを行い、受信装置側において、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処理と、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処理と、分散配置後または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M個のサブスペクトラム間の重畳領域における複数の推定位相差および複数の時間区間における複数の推定位相差の少なくとも一方の推定位相差に所定の荷重を掛けて平滑化して位相補正值を算出する処理と、位相補正值により、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処理と、位相補正されたN個のサブスペクトラムを加算後に時間領域の信号に変換して受信データを復調する処理とを行うことを特徴とする。

30

40

【発明の効果】

【0045】

本発明に係る通信システムおよび通信方法は、送信側において、複数のDFT区間で共通の位相シフト量となるように位相シフトを行い、複数のDFT区間内において送信信号の電力の時間的な変動が最も小さい信号を送信する。そして、受信側においては、送信側と同様のDFT区間もしくはそれ以下の長さのDFT区間で時間方向の位相推定値の荷重

50

付き平滑化処理を行うこと、周波数方向においても共通の遷移域内にて受信電力強度に応じた荷重付き平滑化処理を行うこと、の少なくとも1つの処理を行う。これにより、受信側における位相の推定精度を向上し、低S/N環境や、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 の不足で劣化する受信信号のBER特性を向上することができる。

【0046】

或いは、送信側において、位相シフト後にサブスペクトラム間の位相差が複数のサブスペクトラムで同じ値となるよう設定する。これにより、位相シフト量は、時間方向ではなく周波数方向においても同じ値に設定される。送信側のそして、受信側において、複数のサブスペクトラムの位相差の荷重付き平滑化処理を行う。これにより、受信側における位相の推定精度を向上し、低S/N環境や、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 の不足で劣化する受信信号のBER特性を向上することができる。

10

【0047】

また、フェージングにより、平滑化する区間において、時間的もしくは周波数的に電力が変動する区間が含まれる場合、該当区間の荷重を小さくするか、該当区間を使用しないようにする。これにより、フェージングの影響が軽減され、位相差 R_{tqk} の推定誤差を小さくすることができる。その結果、受信信号のBER特性が向上することができるという効果が得られる。

【0048】

なお、位相推定精度の向上により、必要となるサブスペクトラムの遷移域を削減できるので、スペクトラムの占有帯域を削減でき、周波数利用効率が向上するという効果も得られる。

20

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】本実施形態に係る送信装置の一例を示す図である。

【図2】本実施形態に係る受信装置の一例を示す図である。

【図3】隣接するサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理の一例を示す図である。

【図4】本実施形態に係る送信処理の一例を示す図である。

【図5】本実施形態に係る受信処理の一例を示す図である。

30

【図6】位相の硬判定なしの場合のシミュレーション結果の一例を示す図である。

【図7】位相の硬判定ありの場合のシミュレーション結果の一例を示す図である。

【図8】平滑化数に応じた送信信号のPAPR特性の一例を示す図である。

【図9】平滑化サンプル数と位相シフト量の誤判定確率およびPAPR特性のシミュレーション結果の一例を示す図である。

【図10】QPSK変調でサブスペクトラムの数 $N_D = 16$ の条件における計算機シミュレーション結果の一例を示す図である。

【図11】応用例の送信装置の一例を示す図である。

【図12】応用例の受信装置の一例を示す図である。

【図13】応用例の送信処理の一例を示す図である。

40

【図14】応用例の受信処理の一例を示す図である。

【図15】比較例の送信装置の一例を示す図である。

【図16】比較例の送信装置のスペクトラムの一例を示す図である。

【図17】比較例の受信装置の一例を示す図である。

【図18】比較例の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】

【0050】

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

(第1実施形態)

50

[送信装置 50]

図 1 は、本実施形態に係る通信システム 70 における送信装置 50 の一例を示す。なお、本実施形態では、通信システム 70 は、送信装置 50 と受信装置 60 とを有する。

【 0051 】

図 1 において、送信装置 50 は、変調回路 1、波形整形フィルタ 2、DFT 回路 3、分割フィルタ 4 - 1 ~ 4 - N_D 、位相器 5 - 1 - 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 回路 8 - 1 ~ 8 - C、PAPR 算出回路 9 - 1 ~ 9 - C、バッファ 10 - 1 - 1 ~ バッファ 10 - C - 1、バッファ 10 - 1 - 2 ~ バッファ 10 - C - 2 および最小 PAPR 信号選択器 11 を有する。ここで、 N_D および C は正の整数である。

10

【 0052 】

変調回路 1 は、送信データを QPSK などの変調方式で変調する。

【 0053 】

波形整形フィルタ 2 は、変調回路 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。

【 0054 】

DFT 回路 3 は、波形整形フィルタ 2 から出力される変調信号を所定の DFT 区間ごとに逐次周波数領域（スペクトラム）の信号に変換する。ここで、処理時刻が早いものから順に“ 1 番目の DFT 区間 ”，“ 2 番目の DFT 区間 ”，…，“ t 番目の DFT 区間 ”，…，“ t + u 番目の DFT 区間 ”，…と称する。なお、t, u は正の整数である。

20

【 0055 】

分割フィルタ 4 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、DFT 回路 3 が DFT 区間毎に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。分割フィルタ 4 - 1 ~ 4 - N_D は、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。そして、分割フィルタ 4 - k のそれぞれの出力信号は C 個に分岐される。ここで、k は正の整数である。サブスペクトラムを処理時刻が早いものから順に“ 1 番目の DFT 区間のサブスペクトラム ”，“ 2 番目の DFT 区間のサブスペクトラム ”，…，“ t 番目の DFT 区間のサブスペクトラム ”，…，“ t + u 番目の DFT 区間のサブスペクトラム ”，…と称する。なお、分割フィルタ 4 - k は、従来技術で説明した図 16 (a) および図 16 (b) と同様に動作する。

30

【 0056 】

位相器 5 - q - k (1 ≤ q ≤ C , 1 ≤ k ≤ N_D) は、C 個に分岐された分割フィルタ 4 - k (1 ≤ k ≤ N_D) の出力をそれぞれ入力する。ここで、q は正の整数である。例えば、C 個の内の 1 番目の N_D 個のサブスペクトラムは位相器 5 - 1 - k、2 番目の N_D 個のサブスペクトラムは位相器 5 - 2 - k、…、C 番目の N_D 個のサブスペクトラムは位相器 5 - C - k にそれぞれ入力される。ここで、位相系列制御装置 51 は、位相器 5 - C - k に位相情報を入力する。位相系列制御装置 51 から出力される位相情報は、例えば、ランダムに生成した位相値や、円を等分割（2π を等分割）することで生成される位相の組み合わせなどが使用される。なお、位相情報は、受信装置 60 と共有される。そして、位相器 5 - C - k は、位相系列制御装置 51 から入力する位相情報に基づいて各サブスペクトラムに位相シフトを付加する。

40

【 0057 】

例えば、本実施形態では、位相器 5 - q - k は、式 (7) で示す位相系列 $\theta_{2,1}, \theta_{2,2}, \dots, \theta_{q,1}, \dots, \theta_{q,C}$ 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の位相をシフトする。

【 0058 】

【数 7】

$$\begin{pmatrix} \Theta_2 \\ \Theta_3 \\ \vdots \\ \Theta_q \\ \vdots \\ \Theta_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{21} & \theta_{22} & \cdots & \theta_{2k} & \cdots & \theta_{2N_D} \\ \theta_{31} & \theta_{32} & \cdots & \theta_{3k} & \cdots & \theta_{3N_D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \theta_{q1} & \theta_{q2} & \cdots & \theta_{qk} & \cdots & \theta_{qN_D} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_{C1} & \theta_{C2} & \cdots & \theta_{Ck} & \cdots & \theta_{CN_D} \end{pmatrix} \quad \cdots(\text{式7})$$

10

【0059】

ここで、位相器 5 - q - k に入力される t 番目の DFT 区間のサブスペクトラムを $SS_{t,k}$ とする。そして、位相器 5 - q - k は、式 (8) で示す位相系列 Θ_q の位相により、式 (9) で示す t 番目の DFT 区間のサブスペクトラム $SS_{t,k}$ の位相シフトを行う。

【0060】

【数 8】

$$\Theta_q = \left[\theta_{q1} \quad \theta_{q2} \quad \cdots \quad \theta_{qk} \quad \cdots \quad \theta_{qN_D} \right] \quad \cdots(\text{式8})$$

20

【0061】

【数 9】

$$SS_{t1} \quad SS_{t2} \quad SS_{t3} \quad \cdots \quad SS_{tk} \quad \cdots \quad SS_{tN_D} \quad \cdots(\text{式9})$$

【0062】

位相乗算後の位相器 5 - q - k の出力信号 $S_{t,q}$ は式 (10) となる。

【0063】

【数 10】

$$\begin{pmatrix} S_{t1k}^\theta \\ S_{t2k}^\theta \\ \vdots \\ S_{tqk}^\theta \\ \vdots \\ S_{tck}^\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SS_{t1} \exp(j\theta_{11}) & SS_{t2} \exp(j\theta_{12}) & \cdots & SS_{tk} \exp(j\theta_{1k}) & \cdots & SS_{tN_D} \exp(j\theta_{1N_D}) \\ SS_{t1} \exp(j\theta_{21}) & SS_{t2} \exp(j\theta_{22}) & \cdots & SS_{tk} \exp(j\theta_{2k}) & \cdots & SS_{tN_D} \exp(j\theta_{2N_D}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ SS_{t1} \exp(j\theta_{q1}) & SS_{t2} \exp(j\theta_{q2}) & \cdots & SS_{tk} \exp(j\theta_{qk}) & \cdots & SS_{tN_D} \exp(j\theta_{qN_D}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ SS_{t1} \exp(j\theta_{C1}) & SS_{t2} \exp(j\theta_{C2}) & \cdots & SS_{tk} \exp(j\theta_{Ck}) & \cdots & SS_{tN_D} \exp(j\theta_{CN_D}) \end{pmatrix} \quad \cdots(\text{式10})$$

40

【0064】

周波数シフタ 6 - q - k ($1 \leq q \leq C, 1 \leq k \leq N_D$) は、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。ここで、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は、周波数シフタ 6 - 1 - k の各サブスペクトラムと同様のシフト量だけ周波数シフトさせて分散配置する。

【0065】

加算器 7 - q ($1 \leq q \leq C$) は、周波数シフタ 6 - q - k の出力信号を各組毎 (同じ q 毎) に N_D 個のサブスペクトラムを加算する。

【0066】

IDFT 回路 8 - q ($1 \leq q \leq C$) は、加算器 7 - q の出力信号を周波数領域の信号か

50

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。

【0067】

PAPR 算出回路 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。

【0068】

以下、PAPR 算出回路 9 - q と、PAPR 算出回路 9 - q が算出した PAPR を格納するバッファ 10 - q - 1 と、最小 PAPR 信号選択器 11 との動作について説明する。例えば、PAPR 算出回路 9 - q は、IDFT 8 - q が出力する 1 番目の DFT 区間の信号に着目し、電力の時間的な変動量を算出する。ここで、電力の時間的な変動を表す数値として、本実施形態では、信号の一定時間区間における最大の電力と平均の電力の比 (PAPR) を使用する。算出された PAPR は、バッファ 10 - q - 1 に格納される。以降、PAPR 算出回路 9 - q は、u 番目の DFT 区間まで PAPR の算出を行う。ここで、PAPR 算出回路 9 - q は、算出した u 通りの PAPR から特定の規範に従って代表値を算出する。本実施形態では、特定の規範として、u 通りの PAPR の和を取った値を代表値とする。この PAPR 算出処理および代表値の算出は、分岐した C 通りの全ての信号について行われる。そして、最小 PAPR 信号選択器 11 は、C 通りの代表値の中で PAPR が最も小さい信号を選択して送信する。ここで、PAPR は、入力される信号に対して 2 乗した値の最大値と平均値とを求め、最大値 / 平均値 (最大値を平均値で割った値) を計算することにより算出できる。

10

20

【0069】

このようにして、送信装置 50 は、送信データを変調して複数のサブスペクトラムに分割し、位相シフトおよび周波数シフトを行って加算した信号の PAPR を算出し、PAPR が最小となる位相系列 q の信号を受信装置 60 に送信する。

[受信装置 60]

図 2 は、本実施形態に係る通信システム 70 の受信装置 60 の一例を示す。図 2 において、受信装置 60 は、DFT 回路 21、抽出フィルタ 22 - 1 ~ 22 - N_D 、周波数シフタ 23 - 1 ~ 23 - N_D 、位相差推定器 24 - 2 ~ 24 - N_D 、荷重付平滑化回路 25 - 2 ~ 25 - N_D 、荷重算出器 26 - 2 ~ 26 - N_D 、バッファ 27 - 2 ~ 27 - N_D 、荷重算出器 28 - 2 ~ 28 - N_D 、荷重付平滑化回路 29 - 2 ~ 29 - N_D 、バッファ 30 - 2 ~ 30 - N_D 、位相器 31 - 2 ~ 31 - N_D 、加算器 32、IDFT 回路 33、復調回路 34 および位相平滑化数制御装置 61 を有する。

30

【0070】

ここで、受信装置 60 は、送信装置 50 で位相シフトする前のスペクトラムを復元後に復調する必要がある。そこで、送信装置 50 は、特定のサブスペクトラムの位相シフト量を位相の基準として位相シフトせずに固定し、この固定するサブスペクトラムの情報を送信装置 50 と受信装置 60 との間で共有する。本実施形態では、最も周波数が低いサブスペクトラム (SS_{t_1}) の位相シフト量を 0 とする。

【0071】

以下、図 2 の受信装置 60 について説明する。

40

【0072】

DFT 回路 21 は、送信装置 50 からの受信信号を周波数領域の信号に変換する。

【0073】

抽出フィルタ 22 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、 N_D 個に分岐された DFT 回路 21 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。

【0074】

周波数シフタ 23 - k (1 ≤ k ≤ N_D) は、抽出フィルタ 22 - 1 ~ 22 - 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 が周波数シフトする前の帯域に戻すようにシフトする。

【0075】

50

位相差推定器 24 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、周波数シフタ 23 - 1 ~ 23 - 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 2 において、例えば、位相差推定器 24 - 2 は、周波数シフタ 23 - 1 と周波数シフタ 23 - 2 とのそれぞれの出力信号を入力し、送信装置 50 の位相器 5 - q - 2 で位相シフトした位相差を推定する。なお、位相差の推定方法は後述する。

【0076】

荷重付平滑化回路 25 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、位相差推定器 24 - k の出力信号を入力し、荷重付きの平滑化を行う。

【0077】

荷重算出器 26 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、位相差推定器 24 - k の出力信号に基づいて、荷重値を算出する。 10

【0078】

バッファ 27 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、荷重付平滑化回路 25 - k が出力する信号を格納する。

【0079】

荷重算出器 28 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、バッファ 27 - k に格納された u 通りの DFT 区間の信号を基に荷重値を算出する。

【0080】

荷重付平滑化回路 29 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、荷重算出器 28 - k が算出した荷重値を用いて、バッファ 27 - k に格納されている u 通りの DFT 区間の信号を荷重付きで平滑化する。 20

【0081】

バッファ 30 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、周波数シフタ 23 - k ($2 \leq k \leq N_D$) が出力する信号を格納する。

【0082】

位相器 31 - k ($2 \leq k \leq N_D$) は、荷重付平滑化回路 29 - k が出力する位相シフト量に基づいて、バッファ 30 - k に格納された $SS_{t,q,k}$ から $SS_{(t+u),q,k}$ までのサブスペクトラムの位相を補償する。

【0083】

加算器 32 は、位相器 31 - k が出力する位相補償された N_D 個のサブスペクトラムを加算して分割前のスペクトラムを復元する。 30

【0084】

IDFT 回路 33 は、加算器 32 が出力するスペクトラムを入力して時間領域の信号に変換する。

【0085】

復調回路 34 は、IDFT 回路 33 が出力する変調信号を復調して受信データを出力する。例えば、送信装置 50 の変調回路 1 が QPSK で変調した場合は、同じ QPSK で受信データを復調する。

【0086】

位相平滑化数制御装置 61 は、荷重付平滑化回路 29 - k が位相を平滑化するときの平滑化数を制御する。なお、平滑化数については後述する。 40

【0087】

このようにして、受信装置 60 は、送信装置 50 から受信する信号を復調することができる。特に、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間の重畳領域の位相差から位相シフト量を推定して荷重付きで平滑化する（周波数領域での平滑化）。さらに、 $u + 1$ 個の DFT 区間において、周波数領域で平滑化した位相シフト量を荷重付きで平滑化する（時間領域での平滑化）。これにより、本実施形態では、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 特性を向上することができる。 40

10

20

30

40

50

【0088】

次に、受信装置60の位相差推定器24-kの動作について詳しく説明する。位相差推定器24-kは、周波数領域で隣接するサブスペクトラム(SS_{tqk-1} と SS_{tqk})の遷移域における位相差 R_{tqk} を計算する。ここで、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含んでいる。受信装置60では、送信装置50で重畳している遷移域(重畳領域)の信号成分から位相差 R_{tqk} を推定する。

【0089】

なお、周波数が一番低いサブスペクトラム SS_{t1k} は、送信装置50で位相シフトが行われていないため、まず、位相差推定器24-2は、周波数シフタ23-1および周波数シフタ23-2から出力される SS_{t1k} および SS_{t2k} を用いて、 SS_{t2k} の位相シフト量 R_{t2k} を推定する。そして、推定値 $\hat{R}_{tq2} = \text{atan}(R_{t2k})$ は、荷重付平滑化回路25-2で平滑化され、その出力はu個分のDFT区間でバッファ27-2に蓄積される。その後、荷重付平滑化回路29-2は、u個のDFT区間で受信電力レベルに応じた荷重付きの平滑化処理を行う。そして、位相器31-2は、荷重付きの平滑化処理が行われた位相シフト量を入力し、周波数シフタ23-2の出力信号に $\exp(-j(\hat{R}_{tq2}))$ を乗算して位相を補償する。

【0090】

なお、荷重付平滑化回路29-2は、t番目からt+u番目のDFT区間における位相推定値 R_{t2k} から $R_{(t+u)2k}$ までのu個の位相推定値の平滑化、もしくはt番目からt+u番目以下のDFT区間での平滑化を行い、平滑化した結果を出力する。このとき、t番目からt+u番目のDFT区間において、DFT区間ごとに受信電力強度が異なる場合、受信電力強度が高い信号ほど信号対雑音電力比($S(\text{signal})/N(\text{Noise})$)が良い確率が高いとみなし、荷重算出器28-2で受信電力強度に応じた荷重を求め、荷重付平滑化回路29-2で荷重付の平滑化を行う。

【0091】

ここで、受信電力強度が一定の場合、荷重付平滑化回路29-2は、式(11)に示す計算を行う。

【0092】

【数11】

$$\frac{1}{u+1} (R_{tq2} + R_{(t+1)q2} + \dots + R_{(t+u)q2}) \quad \dots(\text{式11})$$

【0093】

また、受信電力強度が一定でない場合、荷重付平滑化回路29-2は、受信電力に応じた荷重を w_{tq2} 、 $w_{(t+1)q2}$ 、 $w_{(t+2)q2}$ 、 $w_{(t+1)q2}$ 、 \dots 、 $w_{(t+u)q2}$ として、式(12)に示す計算を行う。

【0094】

【数12】

$$\frac{1}{u+1} (w_{tq2} R_{tq2} + w_{(t+1)q2} R_{(t+1)q2} + \dots + w_{(t+u)q2} R_{(t+u)q2}) \quad \dots(\text{式12})$$

【0095】

ここで、wは例えば電力強度に比例した値でもよいし、電力強度の2乗に比例した値でもよい。

【0096】

同様に、位相差推定器24-3は、位相器31-2で位相補償された信号 SS_{tq2} と、周波数シフタ23-3の出力信号 SS_{tq3} とを入力し、位相シフト量 R_{tq3} を推定

する。そして、荷重付平滑化回路 25 - 3 で平滑化された位相シフト量が t 番目から $t + u$ 番目までの DFT 区間でバッファ 27 - 3 に格納される。荷重付平滑化回路 29 - 3 は、 t 番目から $t + u$ 番目までの DFT 区間の位相シフト量を平滑化し、位相器 21 - 3 に平滑化後の位相シフト量 ($\hat{\phi}_{t,q,3}$) を出力する。位相器 31 - 3 は、荷重付平滑化回路 29 - 3 の出力を用いて周波数シフタ 23 - 3 から出力される $SS_{t,q,3}$ に $\exp(-j(\hat{\phi}_{t,q,3}))$ を乗算し、位相を補償する。

【0097】

以降、位相差推定器 24 - k ($4 \leq k \leq N_D$) は、位相器 31 - ($k - 1$) から出力された $SS_{t,q,(k-1)}$ と周波数シフタ 23 - k から出力された $SS_{t,q,k}$ とから位相シフト量 $R_{t,q,k}$ を推定する。そして、荷重付平滑化回路 25 - k で平滑化された位相シフト量は、 t 番目から $t + u$ 番目までの DFT 区間でバッファ 27 - k に格納される。荷重付平滑化回路 29 - k は、 t 番目から $t + u$ 番目までの DFT 区間の位相シフト量を平滑化し、位相器 21 - k に平滑化後の位相シフト量 ($\hat{\phi}_{t,q,k}$) を出力する。そして、位相器 31 - k は、荷重付平滑化回路 29 - k の出力を用いて周波数シフタ 23 - k から出力され、バッファ 30 - k に蓄積された $SS_{t,q,k}$ に $\exp(-j(\hat{\phi}_{t,q,k}))$ を乗算し、位相を補償する。

10

【0098】

ここで、各サブスペクトラムの信号成分は、DFT 処理により周波数軸上で離散化されている。また、従来技術の図 18 (c) で説明したように、サブスペクトラム $SS_{t,q,k}$ の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 $L_{t,q,k,1}, L_{t,q,k,2}, \dots, L_{t,q,k,p}$ とし、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 $H_{t,q,k,1}, H_{t,q,k,2}, \dots, H_{t,q,k,p}$ とする。ただし、 p は、DFT 処理により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である。例えば、DFT の周波数分解能が r 、遷移域の帯域幅が B_t のとき、 $p = \lceil B_t / r \rceil$ となる。ここで、記号 $\lceil x \rceil$ は x を超えない最大の整数を示す。

20

【0099】

位相差 $R_{t,q,k}$ は、隣接するサブスペクトラム $SS_{t,q,k-1}$ および $SS_{t,q,k}$ の高周波数側の信号成分と低周波数側の信号成分の複素共役を乗算し、周波数軸方向に平滑化して得られる。ここで、同じ遷移域内に存在する離散化された信号成分 ($L_{t,q,k,1}, L_{t,q,k,2}, \dots, L_{t,q,k,p}$ など) の電力強度に違いがある場合、強度が高い信号ほど信号対雑音電力比 (S/N) が良い確率が高いとみなし、受信電力強度に応じた荷重を設定して、荷重付の平滑化を行う。

30

【0100】

式 (13) は、荷重付き平均を用いない場合の平滑化処理を示す。

【0101】

【数 13】

$$R_{tqk} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p H_{tq(k-1)i} L_{tqki}^* \quad \dots(\text{式13})$$

40

【0102】

$p = 3$ の場合、 $R_{t,q,k}$ は式 (14) で表される。

【0103】

【数 14】

$$R_{tqk} = \frac{1}{3} (H_{tq(k-1)1} L_{tqk1}^* + H_{tq(k-1)2} L_{tqk2}^* + H_{tq(k-1)3} L_{tqk3}^*) \quad \dots(\text{式14})$$

【0104】

また、荷重の値を $v_{t,q,k,i}$ とすると、荷重付き平均を用いる場合の平滑化処理は、式 (

50

15) で表される。

【0105】

【数15】

$$R_{tqk} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p v_{tqki} H_{tq(k-1)i} L_{tqki}^* \quad \dots(\text{式15})$$

【0106】

ここで、 v_{tqki} は、例えば電力強度に比例した値でもよいし、電力強度の2乗に比例した値でもよい。

【0107】

このようにして、受信装置60は、隣接するサブスペクトラム間の位相差をDFT区間ごとに逐次推定し、送信装置50側での位相シフト処理により生じた位相オフセットを補償することができる。

【0108】

次に、本実施形態に係る送信装置50において、隣接する複数のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う例について説明する。

【0109】

図3は、隣接する2つのサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う一例を示す。ここで、スペクトラムの分割数 $N_D = 8$ 、隣接するサブスペクトラム数 $M = 2$ とする。隣接するサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う処理は、複数のDFT区間(例えば8個のDFT区間)の各DFT区間において行われ、図3の例では、ある1つのDFT区間における8個のサブスペクトラムについて処理が行われる。ここで、Mは「同じ位相シフト(位相回転)が加わっているサブスペクトラム」の数を表し、Mは $2 \leq M \leq N_D - 1$ の整数である。例えば、図3において、サブスペクトラム3とサブスペクトラム4の2個のサブスペクトラム間の位相差が同じ θ_1 になるように位相シフトが行われる。同様に、サブスペクトラム1とサブスペクトラム2の2個のサブスペクトラム間の位相差は0、サブスペクトラム5とサブスペクトラム6の2個のサブスペクトラム間の位相差は θ_2 、サブスペクトラム7とサブスペクトラム8の2個のサブスペクトラム間の位相差は θ_3 、となるように位相シフトが行われる。

【0110】

このように、本実施形態に係る送信装置50は、周波数帯域が隣接するM個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行っている。

【0111】

また、送信装置50は、同一のDFT区間において、位相器5-q-kに与える位相シフト量が隣接するM個($2 \leq M \leq N_D - 1$)のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行い、受信装置60は、位相平滑化数制御装置61から出力される平滑化するサブスペクトラム数Mの値に基づいて、M個のサブスペクトラムの重畳領域での位相差を単純平均もしくは荷重付きで平滑化を行う。これにより、受信側での位相推定精度を向上することができる。ここで、荷重付き平滑化処理を行うときの荷重は、例えば、受信電力強度に応じて設定することができる。この場合、受信電力強度が強くなるほど荷重を大きくし、逆に受信電力強度が弱くなるほど荷重を小さくする。

【0112】

また、送信側で使用する全ての位相シフト量の値 θ_{qk} を送信装置50と受信装置60との間で予め共有しておき、位相の硬判定により受信側の位相推定値に最も近い位相シフト量の値 θ_{qk} を用いて位相補償を行うことにより、受信装置60での位相推定精度を向上することもできる。

【0113】

また、図1に示した送信装置50の構成において、周波数シフト6-q-kを位相器5-q-kと加算器7-qとの間ではなく、分割フィルタ4-kと位相器5-q-kとの間

10

20

30

40

50

に配置し、周波数シフタ $6 - q - k$ でサブスペクトラムを分散配置後に、各サブスペクトラムに対して位相器 $5 - q - k$ が位相シフトするようにしてもよい。

【0114】

また、送信装置 50 が PAPR を算出する DFT 区間の長さを示す情報は、受信装置 60 側で既知である必要があるが、例えば送信装置 50 と受信装置 60 とが通信を開始する時に、送信装置 50 から受信装置 60 に当該情報を通知するようにしてもよいし、受信装置 60 が受信信号から推定するようにしてもよい。

【0115】

また、図 2 に示した受信装置 60 の構成において、周波数シフタ $23 - k$ を抽出フィルタ $22 - k$ と位相差推定器 $24 - k$ との間ではなく、位相器 $31 - k$ と加算器 $32 - k$ との間に配置してもよい。

10

[送信処理]

図 4 は、本実施形態における送信処理の一例を示す。なお、図 4 の送信処理は、送信装置 50 で行われる。

【0116】

ステップ S101 において、時間領域の信号の時間区間を示す変数 t (t は正の整数) を $t = 1$ に初期化する。なお、時間区間 t は、DFT 回路 3 が処理する DFT 区間の順番を示す変数 t と同様に扱うことができる。例えば、時間区間 t において DFT 処理する DFT 区間の順番が t となる。

【0117】

ステップ S102 において、時間区間 t における送信データが変調回路 1 に入力される。

20

【0118】

ステップ S103 において、変調回路 1 は、入力する時間区間 t の送信データを QPSK などの変調方式で変調する。

【0119】

ステップ S104 において、波形整形フィルタ 2 は、窓関数などにより、変調回路 1 が出力する変調信号の波形を整え、DFT 回路 3 により周波数領域の信号に変換される。

【0120】

ステップ S105 において、 N_D 個の分割フィルタ $4 - k$ は、DFT 回路 3 が周波数領域に変換した変調信号のスペクトラムを N_D 個のサブスペクトラムに分割する。

30

【0121】

ステップ S106 において、1 から C までの C 個の位相系列を示す変数 q を $q = 1$ に初期化する。

【0122】

ステップ S107 において、位相器 $5 - q - k$ は、位相系列制御装置 51 から与えられる位相系列制御値 (位相系列 q) を基づいて、隣接する M 個のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行う。なお、位相系列制御装置 51 は、受信装置 60 との間で位相系列 q の情報を共有している。

【0123】

ステップ S108 において、周波数シフタ $6 - q - k$ は、位相器 $5 - q - k$ が出力する位相シフト後の各サブスペクトラムの周波数をシフトする。なお、シフトする周波数は予め決められている。

40

【0124】

ステップ S109 において、加算器 $7 - q$ は、 N_D 個の周波数シフタ $6 - q - k$ がそれぞれ出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算し、加算後のスペクトラムは、IDFT 回路 $8 - q$ により時間領域の信号に変換される。なお、IDFT 回路 $8 - q$ により変換された時間領域の信号は、PAPR 算出回路 $9 - q$ に入力されるとともに、位相系列 q 毎、且つ、時間区間 t 毎の時間領域の信号がバッファ $10 - q - 2$ に格納される。

【0125】

50

ステップ S 1 1 0 において、P A P R 算出回路 9 - q は、I D F T 回路 8 - q が出力する D F T 区間 t の時間領域の信号から P A P R を算出する。

【 0 1 2 6 】

ステップ S 1 1 1 において、位相系列 q の時間区間 t における P A P R をバッファ 1 0 - q - 1 に格納する。例えば、位相系列 1 の時間区間 t = 1 における P A P R がバッファ 1 0 - 1 - 1 に格納される。位相系列 2 から位相系列 c についても同様に、時間区間 t = 1 における P A P R がバッファ 1 0 - 2 - 1 からバッファ 1 0 - c - 1 にそれぞれ格納される。また、時間区間 t = 2 から時間区間 t = u + 1 についても同様に、位相系列 1 から位相系列 c に対するそれぞれの P A P R がバッファ 1 0 - 1 - 1 からバッファ 1 0 - c - 1 にそれぞれ格納される。このようにして、位相系列 q 毎、且つ、時間区間 t 毎に算出された各 P A P R がバッファ 1 0 - q - 1 に格納される。

10

【 0 1 2 7 】

ステップ S 1 1 2 において、1 から c 番目までの全ての位相系列 q についてステップ S 1 0 7 からステップ S 1 1 1 までの一連の処理が終了したか否かを判別する。一連の処理が位相系列 q の c 番目まで終了した場合はステップ S 1 1 3 の処理に進み、c 番目まで終了していない場合はステップ S 1 1 4 の処理に進む。

【 0 1 2 8 】

ステップ S 1 1 3 において、1 から (u + 1) 番目までの各時間区間 (D F T 区間) t についてステップ S 1 0 2 からステップ S 1 1 2 までの処理が終了したか否かを判別し、一連の処理が (u + 1) 番目まで終了した場合はステップ S 1 1 5 の処理に進み、(u + 1) 番目まで終了していない場合はステップ S 1 1 6 の処理に進む。

20

【 0 1 2 9 】

ステップ S 1 1 4 において、次に処理する位相系列 (q + 1) が設定される。

【 0 1 3 0 】

ステップ S 1 1 5 において、位相系列 c 、且つ、時間区間 t = u + 1 まで終了したら、最小 P A P R 信号選択器 1 1 は、q = c かつ t = u + 1 までの P A P R をバッファ 1 0 - q - 1 に格納し終わったら、位相系列 q (q = 1 ~ c) によって位相シフトされた u + 1 個の P A P R の中で最も大きい P A P R を位相系列 q (q = 1 ~ c) における P A P R の代表値として抽出する。例えば、時間区間 t = 3 の位相系列 2 の P A P R が最大の場合、時間区間 t = 3 の位相系列 2 の P A P R を代表値として抽出する。同様に、位相系列 1 から c までの位相系列毎の u + 1 個の P A P R の中で最も大きい P A P R を当該位相系列 q における P A P R の代表値として抽出する。そして、バッファ 1 0 - q - 1 に保持された位相系列 1 から c までの位相系列毎の P A P R の代表値の中で最小となる P A P R に対応する位相系列 q に対応する時間区間 t の信号をバッファ 1 0 - 1 - 2 から読み出して出力する。

30

【 0 1 3 1 】

ステップ S 1 1 6 において、次に処理する時間区間 (t + 1) が設定される。

【 0 1 3 2 】

このようにして、送信装置 5 0 は、送信データを変調して複数のサブスペクトラムに分割し、位相シフトおよび周波数シフトを行って加算した信号の P A P R を算出し、P A P R が最小となる位相系列 q の信号を受信装置 6 0 に送信する。

40

【 0 1 3 3 】

図 5 は、本実施形態における受信処理の一例を示す。なお、図 5 の受信処理は、受信装置 6 0 で行われる。

【 0 1 3 4 】

ステップ S 2 0 1 において、D F T 回路 2 1 は、送信装置 5 0 から受信する受信信号を周波数領域の信号に変換し、 N_D 個の抽出フィルタ 2 2 - k により、送信側で分割された N_D 個のサブスペクトラムを抽出する。

【 0 1 3 5 】

ステップ S 2 0 2 において、周波数シフタ 2 3 - k は、抽出フィルタ 2 2 - k が出力す

50

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 - k が周波数シフトして分散配置する前の帯域に戻す。

【0136】

ステップ S 203 において、位相差推定器 24 - k 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 M 個のサブスペクトラム間の M - 1 個の遷移域（重畳領域）の位相差から位相シフト量を推定する。この M の値は、位相系列制御値として、送信装置 50 と受信装置 60 とで共有され、予め設定されている。

【0137】

ステップ S 204 において、荷重算出器 26 - k は、位相シフト量を平滑化するときの荷重を算出する。

【0138】

ステップ S 205 において、荷重付平滑化回路 25 - k は、重畳領域における位相シフト量を荷重付きで平滑化する。

【0139】

ステップ S 206 において、荷重付平滑化回路 25 - k が平滑化した位相シフト量をバッファ 27 - k に格納する。

【0140】

ステップ S 207 において、荷重算出器 28 - k は、バッファ 27 - k に格納された $u + 1$ 個の DFT 区間における位相シフト量の荷重を算出する。

【0141】

ステップ S 208 において、荷重付平滑化回路 29 - k は、荷重算出器 28 - k が出力する荷重に基づいて、 $u + 1$ 個の DFT 区間における位相シフト量を荷重付きで平滑化する。

【0142】

ステップ S 209 において、位相器 31 - k は、荷重付平滑化回路 29 - k が出力する平滑化後の位相シフト量により、バッファ 30 - k に保持された各サブスペクトラムの位相を補償する。

【0143】

ステップ S 210 において、加算器 32 は、 N_D 個の位相器 31 - k が出力する N_D 個のサブスペクトラムを加算して合成する。その後、IDFT 回路 33 は、加算器 32 が出力する周波数領域のスペクトラムを時間領域の信号に変換する。

【0144】

ステップ S 211 において、復調回路 34 は、IDFT 回路 33 により変換された時間領域の信号を受信データに復調する。

【0145】

このようにして、受信装置 60 は、受信データを復調することができる。特に、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のうち隣接するサブスペクトラム間の重畳領域の位相差から位相シフト量を推定して荷重付きで平滑化する（周波数領域での平滑化）。さらに、 $u + 1$ 個の DFT 区間において、周波数領域で平滑化した位相シフト量を荷重付きで平滑化する（時間領域での平滑化）。これにより、本実施形態では、受信装置 60 は、送信装置 50 で行われた位相シフト量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。

【0146】

次に、図 6 から図 10 を用いて、本実施形態における効果について説明する。

【0147】

図 6 は、受信側で位相の硬判定を行わない場合の位相推定誤差（図 6 (a)）と、BER 特性（図 6 (b)）の一例を示す。ここで、図 6 において、 E_b/N_0 は、1 ビットあたりのエネルギーと雑音電力密度の比を表す。また、BER (Bit Error Rate) は送信されたビット数に対する誤って受信したビット数の比率を表す。図 6 に示した計算機シミュ

10

20

30

40

50

レーションは、QPSK変調でサブスペクトラムの数 $N_D = 8$ の場合に、送信側において、 $u + 1$ 個のDF T区間で同じ位相シフトが付加され、受信側において、 $u + 1$ 個のDF T区間で位相推定値の平滑化が行われた場合の結果を示す。

【0148】

図6(a)において、 $E_b / N_0 = 0$ dBにおける位相推定誤差は、平滑化するDF T区間の数(平滑化数)の増大に伴って減少していることが分かる。また、図6(b)において、BER特性は、平滑化するDF T区間の数が増大するほど低くなっていくことが分かる。つまり、位相推定誤差の減少により、BER特性が改善している。ここで、位相推定誤差とは、全DF T区間において、各サブスペクトラム(図3の例ではサブスペクトラム1からサブスペクトラム8)で算出された位相推定値と送信側で与えられた位相シフト量との差分の平均値を表す。

10

【0149】

次に、 $M = 2$ のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトが行われた場合のシミュレーション結果について、図7および図8を用いて説明する。

【0150】

図7は、受信側で位相の硬判定を行う場合のシミュレーション結果を示す。なお、送信側で使用する全ての位相シフト量 q_k を受信側と予め共有しておき、位相の硬判定により受信側の位相推定値に最も近い位相シフト量 q_k を用いて位相補償を行う。図7(a)は、位相シフト量の誤判定確率を示し、図7(b)は、位相推定誤差を示し、図7(c)は、BER特性を示す。ここで、図7において、1DF T区間の N_D 個のサブスペクトラムで $N_D - 1$ 回の位相推定を行う場合、位相シフト量の誤判定確率は、 $N_D - 1$ 個の位相推定値の中に1個以上の誤りがあるDF T区間について誤判定があったとみなしたときの、複数のDF T区間における誤判定の発生確率を表している。図6(a)と図7(b)とを比較した場合、(DF T区間の平滑化数) = 1では、硬判定を行うことにより、位相推定誤差が約 $1 / 1.07$ に小さくなることがわかる。また、(DF T区間の平滑化数) = 16では、硬判定を行った方が約 $1 / 240$ に小さくなることが分かる。つまり、DF T区間の平滑化数が増加すればするほど、位相の硬判定の効果が高くなる。図7(a)に示した位相シフト量の誤判定確率についても、位相推定誤差と同様に、位相シフト量の誤判定確率は、DF T区間の平滑化数が増大するほど小さくなる。また、図7(c)に示すように、DF T区間の平滑化数を増大して位相推定精度を向上することによって、BER特性が改善していることが分かる。

20

30

【0151】

図8は、図6および図7と同様に平滑化数に応じた送信信号のPAPR特性の一例を示す。ここで、CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)はPAPRが所定の値以上になる確率を表している。図8では、DF T区間の平滑化数が増大するほどPAPRも増大し、位相シフトを行わない場合の特性に漸近していくことが分かる。

【0152】

図9は、平均化サンプル数毎のPAPR特性と位相シフト量の誤判定確率の変化を示す。図9において、従来技術で説明したように1つのDF T区間で平滑化した場合に比べて、8つのDF T区間で平滑化した場合は、位相推定精度とBER特性とが大幅に改善されることがわかる。さらに、8つのDF T区間で平滑化しただけの場合に比べて、8つのDF T区間で平滑化し、且つ、隣接する M 個(図9の例では $M = 2$)のサブスペクトラム間の位相差が等しくなるように位相シフトを行った場合は、僅かにPAPRが増大(0.3 dB程度)するが、位相の誤判定確率を大幅(1/5倍)に低減し、BER特性を大幅に改善することができる。

40

【0153】

図10は、QPSK変調でサブスペクトラム数 $N_D = 16$ の条件における計算機シミュレーション結果の一例を示す。なお、図10は、2つのDF T区間で位相の平滑化を行い、且つ、サブスペクトラム間の平滑化を行わない場合と、2個のサブスペクトラムで位相の平滑化($M = 2$)を行い、且つ、複数のDF T区間で平滑化を行わない場合とにお

50

る P A P R 特性 (図 1 0 (a)) および B E R 特性 (図 1 0 (b)) を比較した結果を示す。なお、図 1 0 では、比較のために、従来技術や理論値などの各特性も示してある。

【 0 1 5 4 】

図 1 0 (a) の結果より、複数の D F T 区間での平滑化は行わず、且つ、サブスペクトラム間の平滑化も行わない従来技術の特性 D と、複数の D F T 区間での平滑化は行わず、且つ、2 個のサブスペクトラムで位相を平滑化 ($M = 2$) する特性 B とを比べると、サブスペクトラム方向の平滑化による P A P R 劣化量は 0 . 1 d B 程度であることが分かる。また、サブスペクトラム間の平滑化は行わず、且つ、2 個の D F T 区間で平滑化する特性 A と特性 B とを比べると、特性 B の P A P R の方が特性 A よりも 0 . 2 d B 程度多く低減されている。

10

【 0 1 5 5 】

図 1 0 (b) の結果より、複数の D F T 区間での平滑化は行わず、且つ、サブスペクトラム間の平滑化も行わない従来技術の特性 D は、理論値の B E R 特性に比べて 3 d B 以上劣化するが、特性 A や特性 B の位相平滑化の方法を適用することにより、B E R 特性が改善されることがわかる。特に、図 1 0 (b) の結果において、特性 B は、理論値の特性 C に漸近する良好な特性が得られている。

【 0 1 5 6 】

上述の図 1 0 (a) および図 1 0 (b) のシミュレーション結果より、D F T 方向の平滑化を行った場合 (特性 A) と、複数のサブスペクトラム間の平滑化を行った場合 (特性 B) とを比較すると、P A P R および P A P R 特性において、特性 B の位相平滑化の方法の方が特性 A の位相平滑化の方法よりも優れた性能が得られることが分かる。

20

(応用例)

第 1 実施形態の応用例として、図 1 に示す送信装置 5 0 でプリアンブルを付加し、受信装置 6 0 でプリアンブルを元にしたチャネル推定を行う構成について説明する。

【 0 1 5 7 】

図 1 1 は、本応用例の送信装置 5 0 a の一例を示す。なお、図 1 1 において、図 1 に示した送信装置 5 0 と同符号のブロックは、送信装置 5 0 と同一または同様の機能を有する。また、図 1 と異なる点は、加算器 7 - q と I D F T 回路 8 - q との間に、プリアンブル付加回路 1 2 - q が追加されていることと、最小 P A P R 信号選択器 1 1 の後にプリアンブル付加回路 1 3 が追加されていることである。

30

【 0 1 5 8 】

プリアンブル付加回路 1 2 - q は、加算器 7 - q が出力するスペクトラムの信号に周波数領域でプリアンブルを付加する。例えば、プリアンブル付加回路 1 2 - q は、加算器 7 - q が出力するスペクトラムに、振幅および位相情報が受信装置 6 0 a 側で既知である (送信装置 5 0 a と受信装置 6 0 a とで事前共有している) 周波数領域の波形をプリアンブルとして付加する。そして、受信装置 6 0 a は、既知の情報である振幅および位相情報と、受信したプリアンブル信号の振幅および位相の情報と比較し、比較結果から得られたひずみ特性の逆特性を受信信号に乗算することにより、伝送路における周波数領域の振幅と位相のひずみを補償することができる。

40

【 0 1 5 9 】

プリアンブル付加回路 1 3 は、最小 P A P R 信号選択器 1 1 の出力信号に時間領域でプリアンブルを付加する。例えば、プリアンブル付加回路 1 3 は、時間領域における振幅および位相の情報が受信装置 6 0 a 側で既知である (送信装置 5 0 a と受信装置 6 0 a とで事前共有している) 時間領域の波形をプリアンブルとして付加する。そして、受信装置 6 0 a では、既知の情報である振幅および位相の情報と、受信したプリアンブル信号の振幅および位相情報とを比較し、比較結果から得られた振幅および位相の時間的な変化量を求め、その逆特性を受信信号に乗算することにより、伝送路における時間領域の振幅と位相のひずみを補償することができる。

【 0 1 6 0 】

このようにして、本応用例に係る送信装置 5 0 a は、周波数領域と時間領域との両方に

50

プリアンブルを付加して受信装置 60 a に送信することにより、受信装置 60 a は、伝送路における時間領域の振幅と位相のひずみを補償することができる。

【0161】

図 12 は、本応用例の受信装置 60 a の一例を示す。なお、図 12 において、図 2 に示した受信装置 60 と同符号のブロックは、受信装置 60 と同一または同様の機能を有する。また、図 2 と異なる点は、DFT 回路 21 の前段にチャンネル推定回路 35 とチャンネル補償回路 36 とが追加されていることと、DFT 回路 21 と抽出フィルタ 22 との間にチャンネル推定回路 37 とチャンネル補償回路 38 とが追加されていることである。

【0162】

チャンネル推定回路 35 は、送信装置 50 a のプリアンブル付加回路 13 が時間領域で付加したプリアンブルに基づいて、伝搬路で生じる時間選択性の振幅・位相の変動量を推定し、チャンネル推定値として出力する。また、チャンネル推定回路 35 は、チャンネル推定値を荷重算出器 28 - k にも出力し、荷重算出器 28 - k は、時間選択性の振幅・位相の変動量に応じた荷重を算出する。例えば、荷重算出器 28 - k は、時間選択性の振幅・位相の変動量が多い場合は荷重を小さくし、逆に変動量が少ない場合は荷重を大きくする。

10

【0163】

チャンネル補償回路 36 は、チャンネル推定回路 35 が推定した時間選択性の振幅・位相の変動量を補償する。そして、チャンネル補償回路 36 が振幅・位相の変動量を補償した時間領域の信号は、DFT 回路 21 により周波数領域のスペクトラムに変換される。

【0164】

20

チャンネル推定回路 37 では、送信装置 50 a のプリアンブル付加回路 12 - q が周波数領域で付加したプリアンブルに基づいて、伝搬路で生じる周波数選択性の振幅・位相の変動量を推定し、チャンネル推定値として出力する。また、チャンネル推定回路 35 は、チャンネル推定値を荷重算出器 26 - k にも出力し、荷重算出器 26 - k は、周波数選択性の振幅・位相の変動量に応じた荷重を算出する。例えば、荷重算出器 26 - k は、周波数選択性の振幅・位相の変動量が多い場合は荷重を小さくし、逆に変動量が少ない場合は荷重を大きくする。

【0165】

チャンネル補償回路 38 は、チャンネル推定回路 37 が推定した周波数選択性の振幅・位相の変動量を補償する。そして、チャンネル補償回路 38 が振幅・位相の変動量を補償した周波数領域のスペクトラムは、抽出フィルタ 22 - k により N_D 個のサブスペクトラムが抽出される。

30

【0166】

このようにして、本応用例に係る受信装置 60 a は、送信装置 50 a で付加された周波数領域と時間領域との両方のプリアンブルに基づいて、伝搬路で生じる時間選択性および周波数選択性の振幅・位相の変動量を推定し、補償することができる。さらに、受信装置 60 a は、送信装置 50 a で付加された周波数領域と時間領域との両方のプリアンブルに基づいて、位相差を平滑化するときの荷重を調節するので、伝搬路で生じる時間選択性および周波数選択性の振幅・位相の変動量が多い場合の荷重を小さくして、算出する位相差の誤差を低減することができる。

40

【0167】

図 13 は、本応用例の送信処理の一例を示す。なお、図 13 において、図 4 に示した送信処理と同符号の処理は、図 4 と同一または同様の処理を示す。また、図 4 と異なる点は、ステップ 115 の後に、ステップ 117 が追加されていることである。

【0168】

ステップ S 117 において、送信装置 50 a は、位相系列 q ($q = 1 \sim C$) で PAPR が最小となる信号に、時間領域および周波数領域でプリアンブルを付加して送信する。具体的には、図 11 で説明したように、プリアンブル付加回路 12 - q が周波数領域でプリアンブルを付加し、プリアンブル付加回路 13 が時間領域でプリアンブルを付加する。

【0169】

50

このようにして、本応用例に係る送信装置 50 a は、送信装置 50 の送信信号の周波数領域と時間領域との両方にプリアンプルを付加して受信装置 60 a に送信する。

【0170】

図 14 は、本応用例の受信処理の一例を示す。なお、図 14 において、図 5 に示した受信処理と同符号の処理は、図 5 と同一または同様の処理を示す。また、図 5 と異なる点は、ステップ 201 の前に、ステップ 200 が追加されていることである。

【0171】

ステップ S 200 において、受信装置 60 a は、ステップ S 201 で分割されたスペクトラムの抽出を行う前に、伝搬路で生じた時間選択性もしくは周波数選択性の振幅・位相のチャンネル変動量を推定して補償する。また、受信装置 60 a は、ステップ S 200 において推定したチャンネル変動量をステップ S 204 およびステップ S 207 で行う荷重の算出処理の参照値として出力し、ステップ S 204 およびステップ S 207 において、チャンネル変動量に基づく荷重を算出する。

10

【0172】

このようにして、本応用例に係る受信装置 60 a は、送信装置 50 a で付加された周波数領域と時間領域との両方のプリアンプルに基づいて、伝搬路で生じる時間選択性および周波数選択性の振幅・位相の変動量を推定し、補償することができる。さらに、送信装置 50 a で付加された周波数領域と時間領域との両方のプリアンプルに基づいて、位相差を平滑化するときの荷重を調節する。例えば、受信装置 60 a は、伝搬路で生じる時間選択性および周波数選択性の振幅・位相の変動量が多い場合の荷重を小さくして、算出する位相差の誤差を低減することができる。

20

【0173】

以上、説明してきたように、本発明に係る通信システムおよび通信方法は、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 特性を向上することができる。

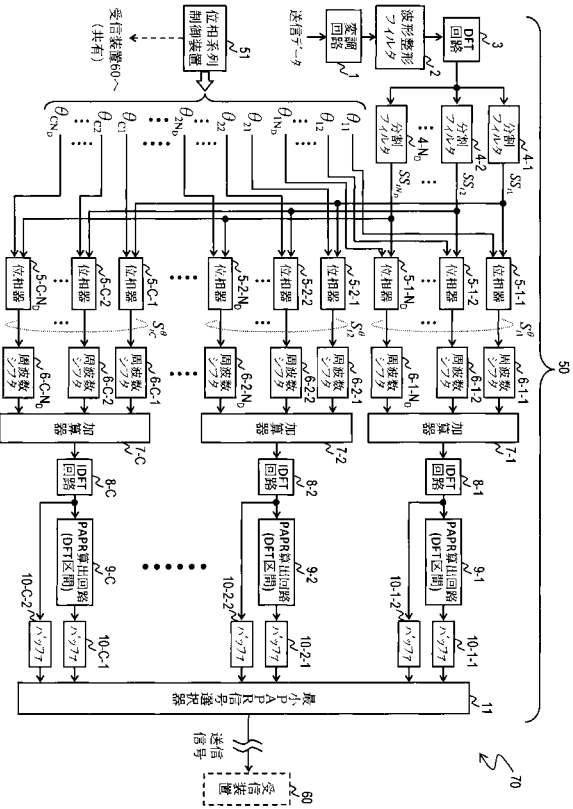
【符号の説明】

【0174】

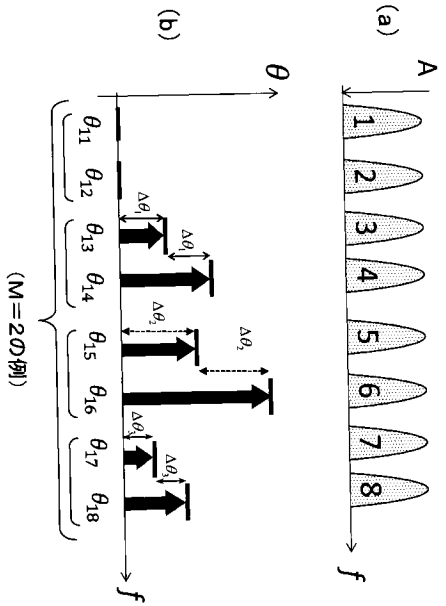
50, 50 a, 150・・・送信装置; 60, 60 a, 260・・・受信装置; 1, 101・・・変調回路; 2, 102・・・波形整形フィルタ; 3, 21, 103, 211・・・DFT回路; 4, 104・・・分割フィルタ; 5, 31, 105, 215・・・位相器; 6, 23, 106, 213・・・周波数シフタ; 7, 32, 107, 216・・・加算器; 8, 33, 108, 217・・・IDFT回路; 9, 109・・・PAPR算出回路; 10, 27, 30・・・バッファ; 11, 110・・・最小PAPR信号選択器; 12, 13・・・プリアンプル付加部; 22, 212・・・抽出フィルタ; 24・・・位相差推定器; 25, 29・・・荷重付平滑化回路; 26, 28・・・荷重算出器; 34, 218・・・復調回路; 35, 37・・・チャンネル推定回路; 36, 38・・・チャンネル補償回路; 51・・・位相系列制御装置; 61・・・位相平滑化数制御装置; 214・・・位相推定器

30

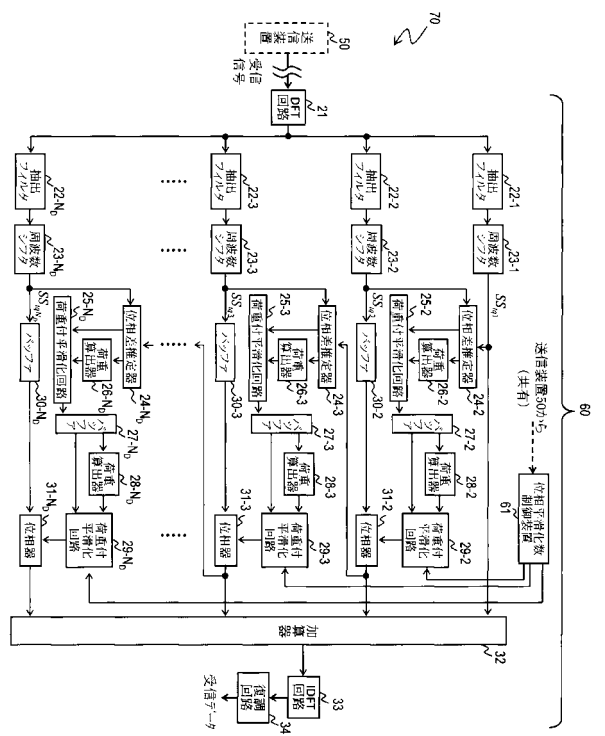
【図 1】



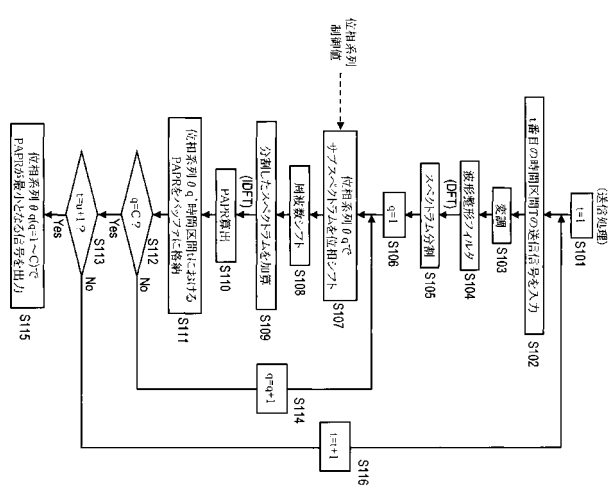
【図 3】

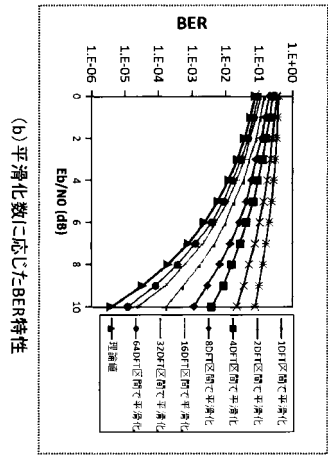
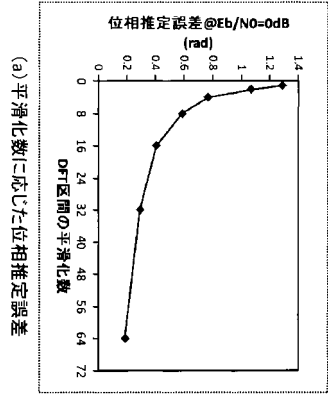


【図 2】

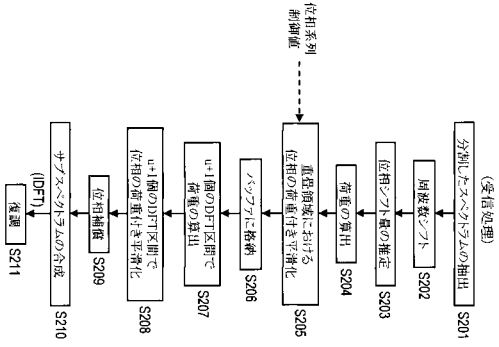


【図 4】



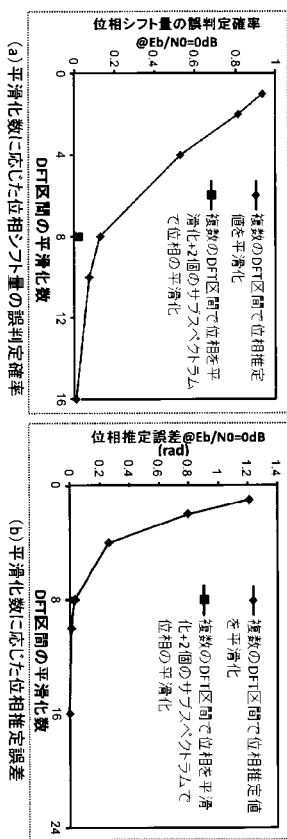
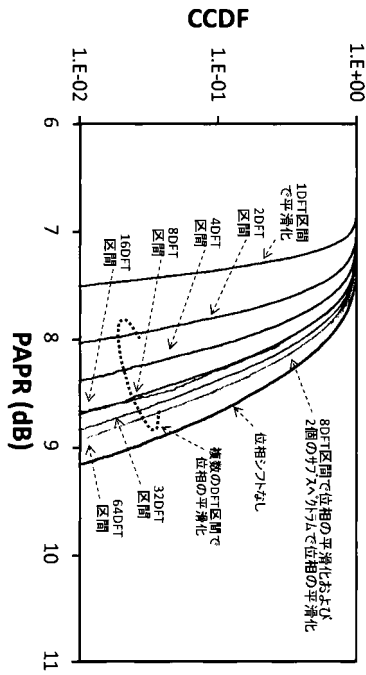


【図 6】

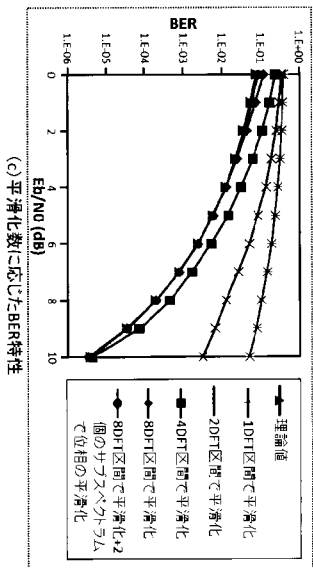


【図 5】

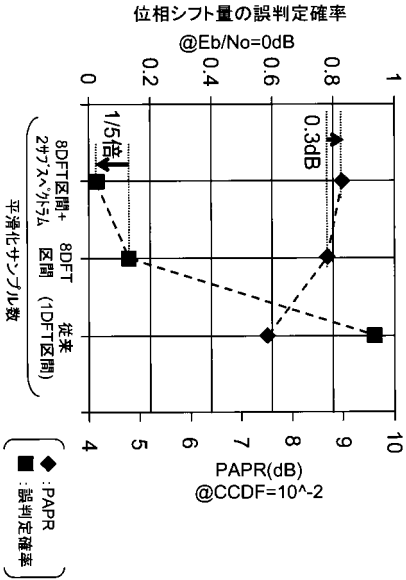
【図 8】



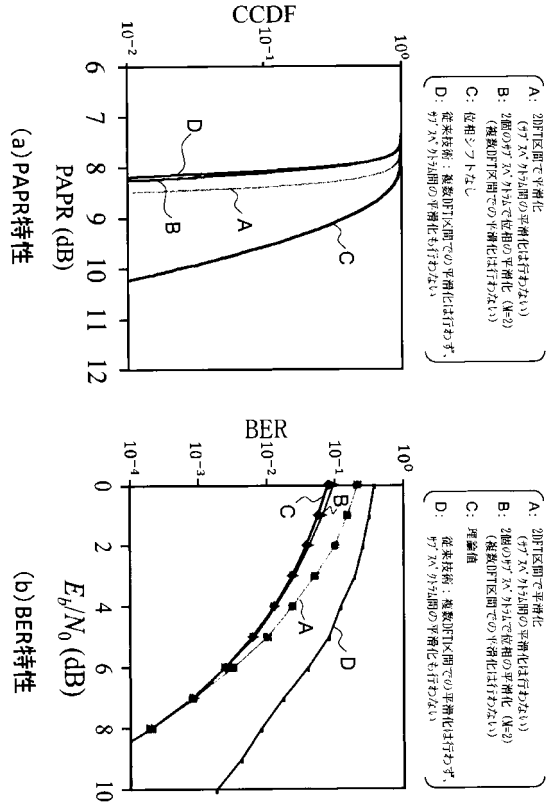
【図 7】



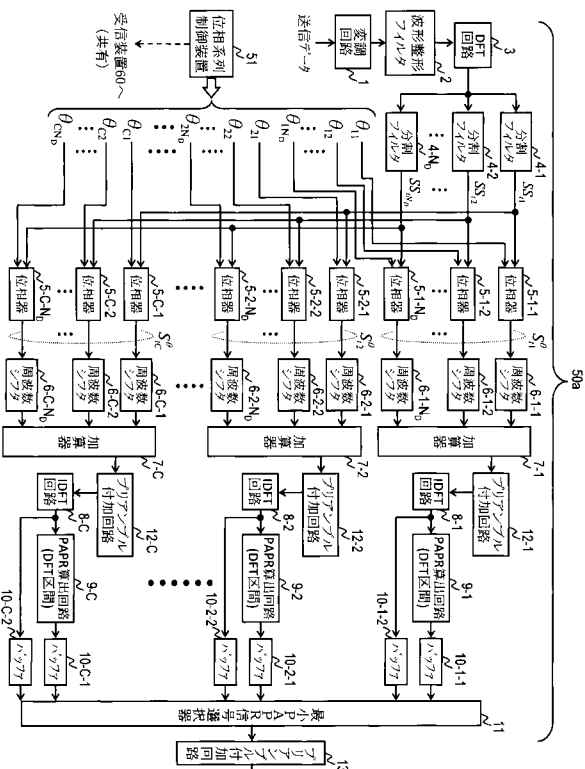
【図9】



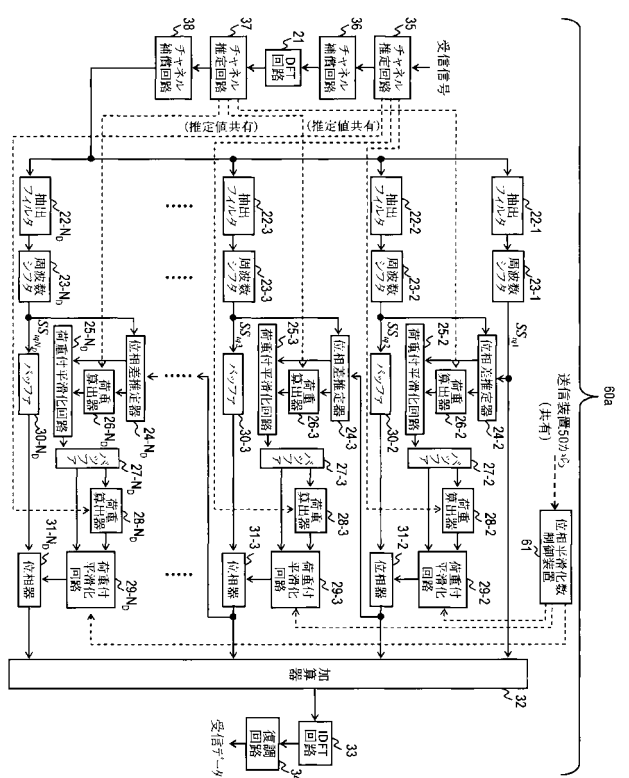
【図10】



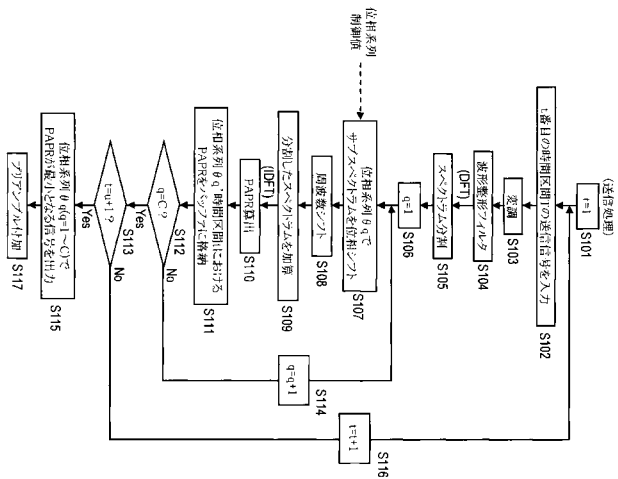
【図11】



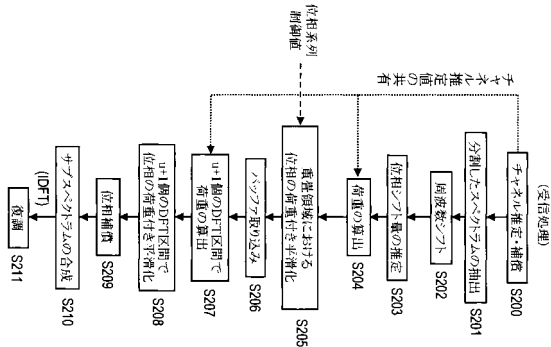
【図12】



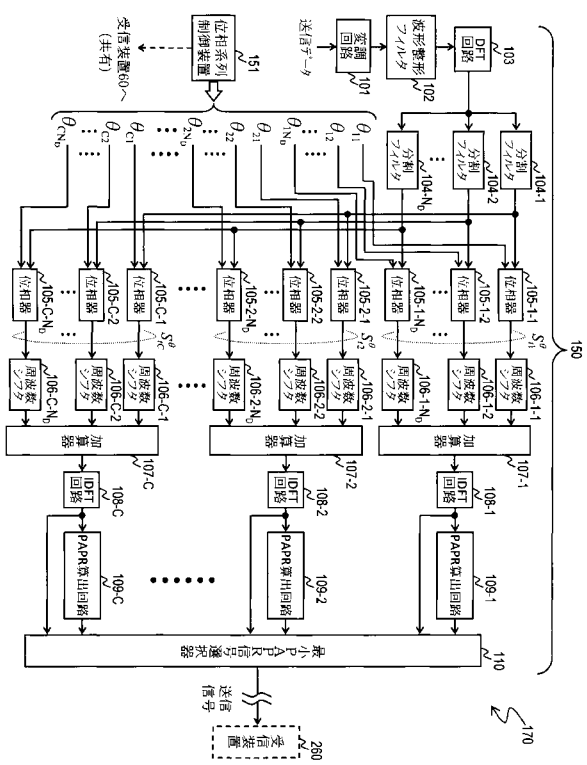
【図 13】



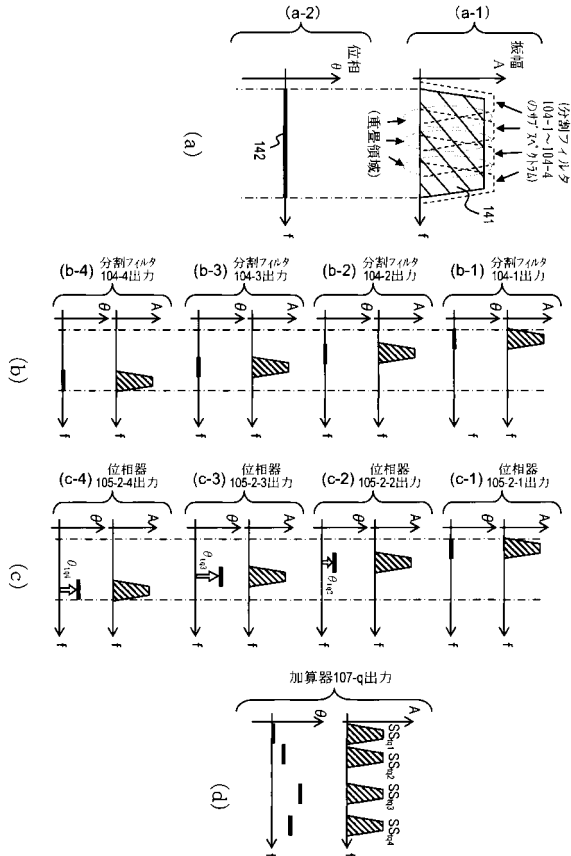
【図 14】



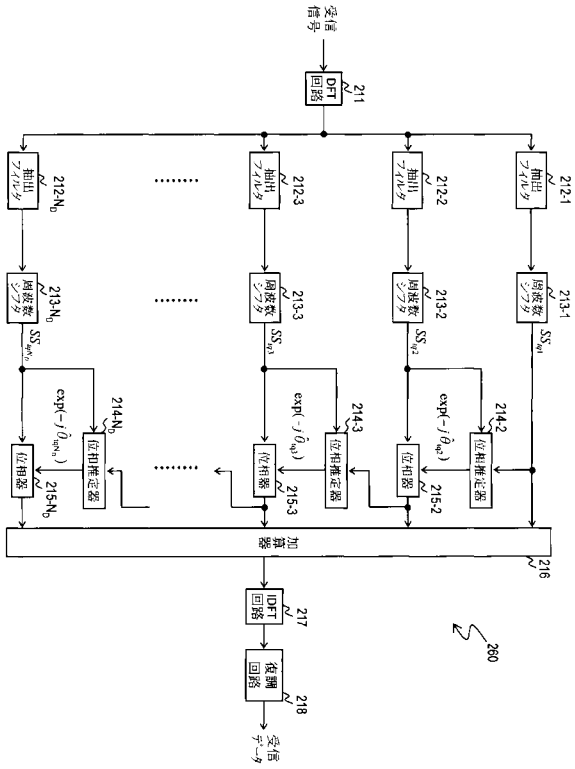
【図 15】



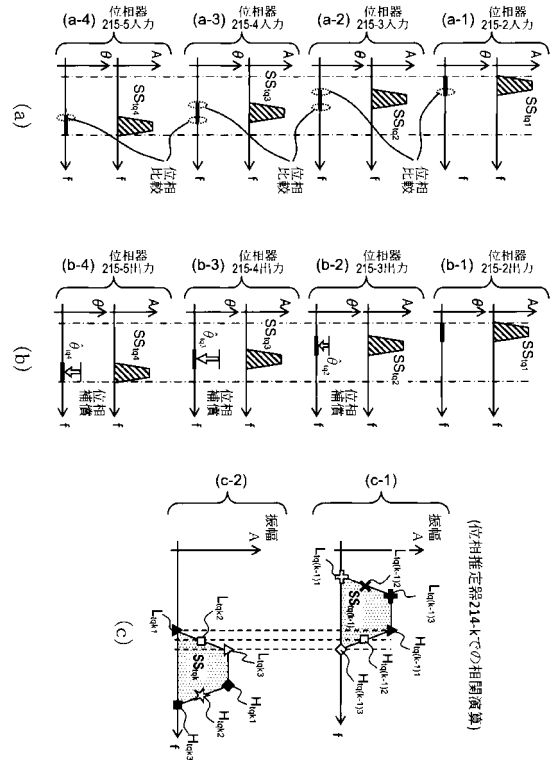
【図 16】



【 図 1 7 】



【 図 1 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 増野 淳

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 AA02 CA13