

(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2005-12794

(P2005-12794A)

(43) 公開日 平成17年1月13日(2005.1.13)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04L 27/36	H04L 27/00	F 5K004
H04L 7/00	H04L 7/00	F 5K047
H04L 27/38	H04L 27/00	G

審査請求 有 請求項の数 48 O L (全 38 頁)

(21) 出願番号	特願2004-176097 (P2004-176097)	(71) 出願人	504228254
(22) 出願日	平成16年6月14日 (2004. 6. 14)		ザ・ディレクティービー・グループ・イン
(31) 優先権主張番号	60/478, 376		コーポレイテッド
(32) 優先日	平成15年6月13日 (2003. 6. 13)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 90
(33) 優先権主張国	米国 (US)		245、エル・セグンド、イースト・イン
(31) 優先権主張番号	60/482, 111		ペリアル・ハイウェイ 2250
(32) 優先日	平成15年6月24日 (2003. 6. 24)	(74) 代理人	100058479
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 鈴江 武彦
(31) 優先権主張番号	60/482, 117	(74) 代理人	100091351
(32) 優先日	平成15年6月24日 (2003. 6. 24)		弁理士 河野 哲
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100088683
(31) 優先権主張番号	10/842, 325		弁理士 中村 誠
(32) 優先日	平成16年5月10日 (2004. 5. 10)	(74) 代理人	100108855
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 蔵田 昌俊

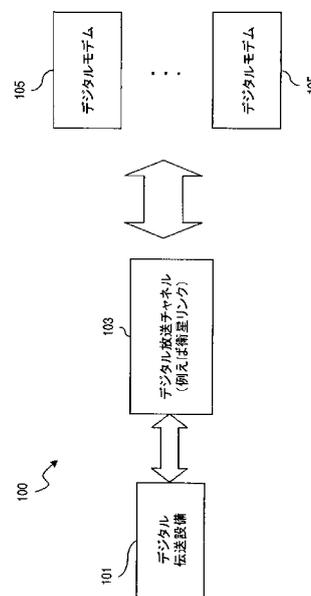
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル放送システムおよび対話システム中で搬送波同期を実現する方法および装置

(57) 【要約】

【課題】 デジタル放送システムおよび対話システムにおいて搬送波同期を実現する方法および装置

【解決手段】 デジタル放送対話システム(100)で搬送波同期をサポートするために方法が提供される。搬送波同期モジュール(302)は、一つまたは複数のオーバーヘッドフィールド(例えば、プリアンプルとオプションのパイロットブロック、およびパイロットブロックにより分離される一つまたは複数のセグメント)を含むフレームを表す一つまたは複数の信号を受信する。モジュール(302)は搬送波周波数と搬送波位相をセグメント単位で推定し、セグメント間の周波数を追跡する。信号の搬送波位相はオーバーヘッドフィールドに基づき推定される。ランダムデータフィールドの推定値搬送波位相は、オーバーヘッドフィールドからの推定位相値、および過去のデータ信号と将来のデータ信号の両方に基づいて求められる。さらに、信号の周波数はオーバーヘッドフィールドおよび/またはランダムデータフィールドに基づいて推定される。この仕組みは、特にデジタル衛星放送対話システム(100)に適している。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期を実現する方法において、

搬送波信号にしたがって送信されるフレームを受信し、前記フレームが複数のオーバーヘッドフィールドにより分離される 1 つまたは複数のセグメントを含み、前記オーバーヘッドフィールドが前記搬送波信号の搬送波同期を補助するために前記フレームの中に選択的に挿入されるパイロットブロックを含むステップと、

前記オーバーヘッドフィールドに基づき前記搬送波信号と関連付けられる推定位相値を発生させるステップと、

前記推定位相値と前記搬送波信号の過去のサンプルおよび前記搬送波信号の将来のサンプルとに基づいて、前記セグメント内のランダムデータフィールドと関連付けられる搬送波信号の位相を推定するステップと、

前記オーバーヘッドフィールドまたは前記ランダムデータフィールドに基づいて前記搬送波信号の周波数を推定するステップとを含み、

前記推定するステップがセグメント単位でフレームにおいて実行される方法。

【請求項 2】

前記パイロットブロックは、前記ランダムデータフィールドとは独立している請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記パイロットブロックは、予め定められたシーケンスにしたがってスクランブルされる連続波 (CW) 信号に基づくパターンを示す請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】

前記パイロットブロックは 36 シンボルの長さを有し、前記セグメントは 1440 シンボルの長さを有する請求項 1 記載の方法。

【請求項 5】

前記オーバーヘッドフィールドの 1 つはプリアンプルを含み、

前記パイロットブロックは送信機において挿入され、

前記送信機は、

送信フレームを送信し、

パイロット挿入位置が前記プリアンプルの位置に一致するかどうかを判断するステップと、前記位置が前記プリアンプルに指定されていない場合に前記パイロットブロックを挿入するステップとを実行するように構成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】

予め定められた数のシンボルを待つステップをさらに含み、

前記予め定められた数のシンボルが前記セグメントの長さに対応する請求項 5 記載の方法。

【請求項 7】

前記ランダムデータフィールドは、2 相位相偏移変調 (BPSK)、4 相位相偏移変調 (QPSK)、8 P S K、16 振幅位相偏移変調 (APSK)、32 APSK、および高次直交振幅変調 (QAM) の 1 つを含む変調方式により指定されるシンボルを有する請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】

前記フレームは、衛星通信チャネル (103) 上で送信される請求項 1 記載の方法。

【請求項 9】

前記セグメントは、低密度パリティチェック (LDPC) コーディングにしたがってコード化される情報を含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 10】

前記受信された信号は、連続モード伝送で送信される請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

前記オーバーヘッドフィールドはプリアンプルを含み、前記プリアンプルと前記パイロツ

10

20

30

40

50

トブロックは異なる変調方式にしたがって変調される請求項 9 記載の方法。

【請求項 1 2】

前記オーバーヘッドフィールドはプリアンブルを含み、

前記オーバーヘッドフィールドに対応する受信信号から連続波 (CW) 信号を取得するステップと、

前記 CW 信号と関連付けられる複数の自己相関値を計算するステップと、

前記セグメントに対して前記自己相関値を累積するステップと、

前記累積された自己相関値のアンラップされた位相の加重合計に基づいて前記搬送波信号の周波数を出力するステップとをさらに含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 1 3】

前記 CW 信号は次式にしたがって前記受信信号から取得され、

【数 1】

$$x_k p_k^*$$

ここで、 x_k はオーバーヘッドフィールドに対応する受信信号であり、 p_k はオーバーヘッドフィールド内の信号に関する既知のパターンであり、 $*$ は複素共役演算である請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 4】

前記自己相関値は、複数のフレームにわたる前記オーバーヘッドフィールドに基づいており、次式にしたがってフレームごとに取得され、

【数 2】

$$R_f(m) = \sum_{s=0}^{N_p} \sum_{k=0}^{n-1} (x_{s,k+m}^f p_{s,k+m}^f)^* (x_{s,k}^f p_{s,k}^f)^*, m = 1, \dots, L$$

ここで、 f はフレームインデックスであり、 s はオーバーヘッドフィールドインデックスであり、 N_p は 1 つのフレーム内のオーバーヘッドフィールドの数であり、 k はシンボルインデックスであり、 x_k は受信信号であり、 p_s が既知のトレーニングシンボルであり、前記計算された自己相関値は、

【数 3】

$$R(m) = \sum_{f=0}^{N-1} R_f(m)$$

にしたがって前記複数のフレームに対して蓄積される請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 15】

前記周波数は次式にしたがって出力され、

【数 4】

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{m=0}^{L-1} w_m \Delta(m)$$

$$w_m = \frac{3[(2L+1)^2 - (2m+1)^2]}{[(2L+1)^2 - 1](2L+1)}, m = 0, \dots, L-1$$

10

ここで、 T_s はシンボル期間であり、

【数 5】

$$\Delta(m) = \begin{cases} \arg[R(1)], & m = 0 \\ \text{mod}[\arg(R(m+1)) - \arg(R(m)), 2\pi], & m = 1, \dots, L-1 \end{cases}$$

20

である請求項 14 記載の方法。

【請求項 16】

前記フレーム内の前記オーバーヘッドフィールドのそれぞれの搬送波位相値を推定するステップと、

前記アンラップされた推定搬送波位相値の加重合計に基づいて前記周波数を計算するステップとをさらに含む請求項 12 記載の方法。

30

【請求項 17】

前記オーバーヘッドフィールドの前記推定搬送波位相値は次式に基づいており、

【数 6】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

40

ここで、 x_k はオーバーヘッドフィールドと関連付けられる受信されたシンボルであり、 p_k はオーバーヘッドフィールド内で既知のパターンであり、 N_u はオーバーヘッドフィールドの長さである請求項 16 記載の方法。

【請求項 18】

前記周波数は以下の通りにフレームごとに一度推定され、

【数 7】

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi(N_s + N_u)T_s} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \text{mod}[\phi_{m+1} - \phi_m, 2\pi]$$

$$w_m = \frac{3[(2M+1)^2 - (2m+1)^2]}{[(2M+1)^2 - 1](2M+1)}, m = 0, \dots, M-1$$

10

ここで、Mは1つのフレーム内のオーバーヘッドフィールドの数である請求項17記載の方法。

【請求項19】

1つまたは複数のフレームに対して前記オーバーヘッドフィールドに基づいて粗い周波数推定値を取得するステップと、

フロントエンドミキサ(705)に前記粗い周波数推定値を適用して、受信信号の周波数オフセットを訂正するステップと、

20

フレームごとに一度、前記オーバーヘッドフィールドと前記ランダムデータフィールドの内の1つから取得される周波数推定値を使用して残留周波数を追跡するステップとをさらに含む請求項1記載の方法。

【請求項20】

前記オーバーヘッドフィールドは、プリアンプルとそれぞれのセグメントに対応するパイロットブロックとを含み、前記セグメントのそれぞれについて、前記オーバーヘッドフィールドの前記推定搬送波位相値が、前記セグメントの始まりと最後に対応し、

前記オーバーヘッドフィールドに基づいて前記推定搬送波位相値から瞬間搬送波周波数を推定するステップと、

前記セグメントのそれぞれについて、セグメントの始めにあるオーバーヘッドフィールドからの前記推定搬送波位相値で初期化された位相ロックループ(PLL)(900)を使用して、前記セグメントの前記ランダムデータフィールドに対してフォワード位相スイープを実行するステップと、

30

前記セグメントのそれぞれについて、セグメントの最後にあるオーバーヘッドフィールドからの前記推定搬送波位相値と前記瞬間搬送波周波数とにより初期化された位相ロックループ(PLL)(900)を使用して、前記セグメントの前記ランダムデータフィールドに対してリバーススイープを実行し、前記瞬間搬送波周波数が前記フォワードスイープと前記リバーススイープの前に除去されるステップと、

前記フォワードスイープが同期しているのか、あるいは前記リバーススイープが同期しているのかを判断するステップと、

40

前記瞬間搬送波周波数値と前記フォワードスイープ位相推定値と前記リバーススイープ位相推定値とを結合することにより、前記ランダムデータフィールドに対して最終搬送波位相推定値を計算するステップとをさらに含む請求項1記載の方法。

【請求項21】

前記オーバーヘッドフィールドの前記推定搬送波位相値は次式に基づいており、

【数 8】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

ここで、 x_k はオーバーヘッドフィールドと関連付けられた受信シンボルであり、 p_k はオーバーヘッドフィールドの中の既知のパターンであり、 N_u はオーバーヘッドフィールドの長さであり、

前記瞬間周波数推定値は次式により決定され、

【数 9】

$$\hat{\omega} = \frac{\phi_{n+1} - \phi_n}{N_s + N_u}$$

ここで、 ϕ_{n+1} と ϕ_n は対応するセグメントのそれぞれ始まりと最後にあるオーバーヘッドフィールドからの位相推定値であり、 N_s はフレーム内のセグメントの長さであり、 ϕ_{n+1} は前記瞬間周波数の推定の前に最初に位相アンラップ演算され、次式により示され、

【数 10】

$$\phi_{n+1} = \phi_{n+1} + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\phi_n - \phi_{n+1} + \pi}{2\pi} \right)$$

ここで、 $\text{floor}(x)$ はマイナス無限大に向かって最も近い整数に x を四捨五入する請求項 20 記載の方法。

【請求項 22】

前記最終位相推定値 $\hat{\theta}(m)$ は次式にしたがって計算され、

【数 11】

$$\hat{\theta}(m) = \left(\theta_f(m) + \theta_r(m) + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\theta_f(m) - \theta_r(m) + \pi}{2\pi} \right) \right) / 2 + \hat{\omega}m, m = 0, \dots, N_s - 1$$

ここで、 $\theta_f(m)$ と $\theta_r(m)$ はそれぞれフォワードスイープ位相推定値とリバーススイープ位相推定値である請求項 21 記載の方法。

10

20

30

40

50

【請求項 2 3】

前記オーバーヘッドフィールドは、パイロットブロックが挿入されていないプリアンブルを含み、

前記セグメントの始まりと最後に関連付けられるプリアンブルの搬送波位相値を推定し、最後にあるプリアンブルが次のフレームに対応するステップと、

フレームの始まりにあるプリアンブルからの前記推定搬送波位相値で初期化された位相ロックループ (PLL) (900) を使用して、前記フレームの前記ランダムデータフィールドに対してフォワード位相スイープを実行するステップと、

前記次のフレームの始まりにあるプリアンブルからの前記推定搬送波位相値で初期化される位相ロックループ (PLL) (900) を使用して、前記フレームの前記ランダムデータフィールドに対してリバース位相スイープを実行するステップと、

前記フォワードスイープが同期しているのか、あるいは前記リバーススイープが同期しているのかを判断するステップと、

前記判断ステップにตอบสนองして、前記フォワードスイープ位相推定値と前記リバーススイープ位相推定値とを結合することにより最終搬送波位相推定値を計算するステップとをさらに含む請求項 1 記載の方法。

【請求項 2 4】

前記 PLL は最大尤度 (ML) 規則に基づく位相検出器 (903) を含み、

前記推定位相値は次の通りに計算され、

【数 1 2】

$$\hat{\theta}_k = \text{Im}(x_k \hat{d}_k^*)$$

ここで、 x_k は受信シンボルであり、 \hat{d}_k は送信されたデータシンボル d_k の軟推定値であり、

【数 1 3】

$$\hat{d}_k = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}} c_m}{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}}}$$

であり、

M は変調の次元であり、 $c_m = e^{j(2\pi m / M + \pi / M)}$ は配列点であり、 σ^2 は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) 分散であり、 $*$ は複素共役演算である請求項 2 3 記載の方法。

【請求項 2 5】

前記フォワードスイープが同期から外れているか、前記リバーススイープが同期から外れているかを判断するステップと、

前記フォワードスイープまたは前記リバーススイープが同期から外れていない場合は、フレームの始まりと最後における前記最終位相推定値の差から搬送波周波数オフセット値を計算するステップとをさらに含む請求項 2 3 記載の方法。

【請求項 2 6】

前記周波数推定値は次式により決定され、

【数 1 4】

$$\hat{f}_e = \frac{\hat{\theta}(N_s - 1) - \hat{\theta}(0)}{2\pi T_s N_s}$$

10

ここで、 \hat{f}_e は周波数推定値であり、 $(n)^\wedge$ はランダムデータフィールドにおける最終位相推定値であり、 N_s はセグメントの長さであり、 T_s はシンボル期間である請求項 2 5 記載の方法。

20

【請求項 2 7】

スイープの最後にある PLL から取得される位相推定値とセグメントの最後のフィールドに隣接するオーバーヘッドフィールドから取得される位相推定値との差を計算することにより 1 つのスイープの最後における位相誤差を計算するステップと、

前記位相誤差をアンラップするステップと、

前記アンラップされた位相誤差をしきい値と比較するステップと、

前記アンラップされた位相誤差がしきい値未満である場合に前記位相スイープが同期していると判断するステップとをさらに含む請求項 2 5 記載の方法。

【請求項 2 8】

搬送波同期を達成した後に、2 相位相偏移変調 (BPSK)、4 相位相偏移変調 (QPSK)、8 PSK、16 振幅位相偏移変調 (APSK)、32 APSK および高次直交振幅変調 (QAM) の内の 1 つにしたがって受信信号を復調するステップとをさらに含む請求項 1 記載の方法。

30

【請求項 2 9】

低密度パリティチェック (LDPC) デコーディングプロセスにしたがって前記復調された信号をデコード化するステップをさらに含む請求項 2 8 記載の方法。

【請求項 3 0】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期を提供するための命令を持つコンピュータ読み取り可能媒体において、

前記命令が実行時に 1 つまたは複数のプロセッサに請求項 1 記載の方法を実行させるように配列される、コンピュータ読み取り可能媒体。

40

【請求項 3 1】

衛星ネットワーク上でデジタル放送サービスと対話サービスをサポートする際に搬送波同期を実現する方法において、

衛星通信チャネル (103) 上でフレームを受信し、前記フレームがプリアンブルとトレーニングシンボルとして対応するユニークワードを有する複数のコードセグメントとを含むステップと、

前記プリアンブルと前記ユニークワードとプリアンブルおよびユニークワードの組み合わせとの内の 1 つに基づいて前記フレームに対応する位相情報を推定するステップと、

前記推定位相に基づいて前記フレームに対応する周波数情報を推定するステップとを含

50

む方法。

【請求項 3 2】

前記フレームは、低密度パリティチェック (LDPC) コード化フレームである請求項 3 1 記載の方法。

【請求項 3 3】

前記推定位相情報は次式にしたがって決定され、

【数 1 5】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

10

ここで、 x_k はフレームに関連付けられる受信シンボルであり、 p_k はユニークワードの既知のパターンであり、 N_u はユニークワードの長さである請求項 3 2 記載の方法。

【請求項 3 4】

前記推定周波数情報は次式にしたがって決定され、

【数 1 6】

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi(N_s + N_u)T_s} \sum_{m=0}^{13} w_m \text{mod}[\phi_{m+1} - \phi_m, 2\pi]$$

$$w_m = \frac{3[(2L+1)^2 - (2m+1)^2]}{[(2L+1)^2 - 1](2L+1)}, m = 0, \dots, L-1$$

20

ここで、 N_s はコードセグメントの長さであり、 L はコードセグメントの数に基づいている請求項 3 3 記載の方法。

【請求項 3 5】

前記推定位相情報は次式にしたがって決定され、

【数 1 7】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

30

40

ここで、 x_k はフレームと関連付けられる受信シンボルであり、 p_k はプリアンブルの既知のパターンであり、 N_u はプリアンブルの長さである請求項 3 3 記載の方法。

【請求項 3 6】

ツースイープ位相ロックループ (PLL) (900) を ϕ_n で初期化するステップと、次式にしたがって最終位相推定値 $(m)^\wedge$ を出力するステップとを含み、

50

【数 18】

$$\hat{\theta}(m) = \left(\theta_f(m) + \theta_r(m) + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\theta_f(m) - \theta_r(m) + \pi}{2\pi} \right) \right) / 2 + \hat{\omega}m, m = 0, \dots, N_s - 1$$

10

ここで、 $\theta_f(m)$ と $\theta_r(m)$ はそれぞれフォワードスイープ位相推定値とリバーススイープ位相推定値である請求項 35 記載の方法。

【請求項 37】

衛星ネットワーク上でデジタル放送サービスと対話サービスをサポートする際に搬送波同期を実現するための命令を持つコンピュータ読み取り可能媒体において、

前記命令が実行時に 1 つまたは複数のプロセッサに請求項 31 記載の方法を実行させるように配列される、コンピュータ読み取り可能媒体。

【請求項 38】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期をサポートする方法において、

挿入点がフレームのプリアンブルフィールドの位置と一致するかどうかを判断し、前記挿入点が前記フレームの予め定められた数のシンボルに基づいているステップと、

前記フレームの位置が前記プリアンブルフィールドと一致しない場合に、前記挿入点において搬送波同期を補助するためのパイロットブロックを挿入するステップとを含む方法。

20

【請求項 39】

前記フレームは、低密度パリティチェック (LDPC) コーディングにしたがってコード化される請求項 38 記載の方法。

【請求項 40】

前記フレームは、衛星通信チャネル (103) 上で放送される請求項 39 記載の方法。

【請求項 41】

前記フレームは、デジタルビデオ放送 (DVB) 規格にしたがった構造を有する請求項 40 記載の方法。

30

【請求項 42】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期をサポートするための命令を持つコンピュータ読み取り可能媒体において、

前記命令が実行時に 1 つまたは複数のプロセッサに請求項 38 記載の方法を実行させるように配列される、コンピュータ読み取り可能媒体。

【請求項 43】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期をサポートする送信機において、

挿入点がフレームのプリアンブルフィールドの位置と一致するかどうかを判断し、前記挿入点が前記フレームの予め定められた数のシンボルに基づいている手段と、

前記フレームの位置が前記プリアンブルフィールドと一致しない場合に、前記挿入点において搬送波同期を補助するためにパイロットブロックを挿入する手段とを具備する送信機。

40

【請求項 44】

前記フレームは、低密度パリティチェック (LDPC) コーディングにしたがってコード化される請求項 43 記載の送信機。

【請求項 45】

前記フレームは、衛星通信チャネル (103) 上で放送される請求項 44 記載の送信機。

50

【請求項 4 6】

前記フレームは、デジタルビデオ放送（DVB）規格にしたがった構造を有する請求項 4 5 記載の送信機。

【請求項 4 7】

デジタル放送対話システム中で搬送波同期をサポートする装置において、

低密度パリティチェック（LDPC）コード化信号を受信するように構成されたミキサ（705）と、

前記信号内のトレーニングブロックと関連付けられる位相を推定するように構成された第 1 の位相推定器（707）と、

前記第 1 の位相推定器（707）に結合され、前記位相推定値に基づいて周波数推定値 10
を出力する周波数推定器（703）と、

前記第 1 の位相推定器（707）に結合され、最終位相推定値を発生させるように構成された第 2 の位相推定器（709）とを具備する装置。

【請求項 4 8】

前記トレーニングブロックは、プリアンブルと前記プリアンブルおよび複数の挿入されたパイロットブロックの組み合わせとの内の 1 つを含む請求項 4 7 記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は通信システムに関し、さらに詳細にはデジタル通信システムに関する。 20

【背景技術】

【0002】

放送システムはデジタル技術によって可能になる高品質伝送に対する需要に応じてきた。デジタル革命は、データ伝送だけではなく音声プログラミングとビデオプログラミングを含むブロードバンドサービスの送達を変容させた。衛星通信システムはこのようなブロードバンドサービスをサポートするための実現可能な解決策として出現してきた。したがって、電力および帯域幅の効率がよい変調とコード化は、衛星通信システムが騒々しい通信チャネル全体で確実な通信を提供するために極めて望ましい。このようなシステムによりサポートされる放送応用例においては、連続モードモデムが幅広く使用される。低信号対雑音（SNR）環境でうまくいくコードは同期（例えば、搬送波位相と搬送波周波数） 30
に関してモデムと対立する。

【0003】

従来のデジタル放送システムは、その同期プロセスに対するフレーム構造における通常のオーバーヘッドビットの使用以上に、追加のトレーニングシンボルの使用を必要とする。低い信号対雑音（SNR）が低いときには特にオーバーヘッドの増加が必要である。このような環境は、高性能コードが高次変調に関連して使用されるときに典型的である。従来、連続モードモデムは搬送波周波数および搬送波位相を獲得し、追跡するためにフィードバック制御ループを活用する。この同期プロセスでは、既知のデータシンボルを含むブロックコードのプリアンブルなどの FEC（フォワードエラー訂正）コード化データフィールドは単に無視される。純粹にフィードバック制御ループに基づいているこのような従来のア 40
プローチは、強力な無線周波数（RF）位相雑音および熱雑音を受けがちであり、総体的な受信機の性能に関して高いサイクルスリップレート（cycle slip rate）およびエラーフロアを引き起こす。したがって、これらのアプローチは、限られた獲得範囲と長い獲得時間に加え、特定の性能ターゲットのためのトレーニングシンボルという点でオーバーヘッドの増加により苦しめられている。さらに、これらの従来の同期技法は特定の变調方式に依存しており、これにより変調方式の使用という点での柔軟性を妨げとなっている。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

したがって、位相雑音および熱雑音に影響されない同期を提供するデジタル通信システ 50

ムに対するニーズがある。また、実現するのが簡単であり、可能な限り少ないトレーニングシンボルを負う搬送波同期方法に対するニーズもある。また、変調独立性を与えることに関して柔軟である同期技法を提供するニーズもある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

これらのニーズおよび他のニーズは本発明により対処され、低密度パリティチェック(LDPC)コードおよび高次変調方式を活用するデジタル放送対話システムで搬送波同期を提供するためのアプローチ。従来の連続モードモデムと異なり、搬送波同期方法はセグメント単位で搬送波周波数および搬送波位相を推定し、セグメント間の搬送波周波数を連続的に追跡する。FEC(フォワードエラー訂正)フレームのプリアンブルおよび搬送波同期を補助するオプションのパイロットブロック(つまり、塊状のパイロットシンボル)はセグメント境界としての役割を果たす。例示的な実施形態では、物理層フレームが、搬送波同期、および余分なパイロットシンボルが必要とされないときにFECコードワードを助長するために使用できるプリアンブルを含む。代わりに、パイロットシンボル挿入プロセスはFECコードワードを複数のコードセグメントに分割し、物理層フレームの各コードセグメントの前に1つのパイロットブロックをユニークワード(UW)の形式で挿入する。プリアンブルとオプションのパイロットブロックはトレーニングブロックとしての役割を果たす。搬送波同期プロセスは、搬送波周波数および搬送波位相を推定するためにトレーニングブロックを活用し、新しいセグメントごとに位相追跡ループを初期化し直す。周波数獲得プロセスは、データ除去済み連続波信号(CW)の自己相関を計算することを必要とする。受信信号の搬送波周波数は、累積された自己相関値のアンラップされた(unwrapped)位相の加重合計に基づき推定される。周波数追跡に関して、推定値を発生させるために、およびトレーニングブロック(つまりプリアンブルおよび/またはUW)からの位相推定値に基づいてLDPCフレームごとに一度搬送波周波数を更新するためにフィードフォワード構造が実現される。位相追跡の場合は、最大尤度(ML)位相検出器付きのツースweep(Two-Sweep)位相ロックループ(PLL)アーキテクチャが活用される。前記ツースweepPLLはセグメント単位で搬送波位相を追跡し、フォワードとリバースの両方からデータのセグメントをスweepすることによって過去と将来のサンプル両方に基づき搬送波位相を推定する。セグメントは、パイロットブロックが存在しないときにはFECコードワード全体、あるいはパイロットブロックが挿入されているときにはコードセグメントである場合がある。前記の仕組みは搬送波同期のための追加オーバーヘッドを導入するニーズを有利に削減し、サイクルスリップレートを削減し、そのエラー伝搬影響を制限し、低信号対雑音(SNR)環境でうまく動作し、熱雑音および位相雑音に対して良好な免疫を与える。加えて、周波数推定プロセスは大きな周波数獲得範囲および短い獲得時間を実現する。

【0006】

本発明の一実施形態の1つの態様にしたがった、デジタル放送対話システムで搬送波動機を実現する方法が開示されている。前記方法は、搬送波信号にしたがって送信されるフレームを受信することを含み、前記フレームは複数のオーバーヘッドフィールドにより分離された1つまたは複数のセグメントを含み、前記オーバーヘッドフィールドは搬送波信号の搬送波同期を助けるためにフレーム内に選択的に挿入される。前記方法は、オーバーヘッドフィールドに基づき搬送波信号と関連付けられる推定位相値を発生させることも含む。前記方法は推定位相値および搬送波信号の過去のサンプルと搬送波信号の将来のサンプルに基づきセグメント内のランダムデータフィールドと関連付けられる搬送波信号の位相を推定することも含む。前記方法は、さらにオーバーヘッドフィールドまたはランダムデータフィールドに基づき搬送波信号の周波数を推定することを含み、前記推定ステップはセグメント単位でフレームに対して実行される。

【0007】

本発明の実施形態の別の態様にしたがった、衛星ネットワーク上でデジタル放送対話サービスをサポートする際に搬送波同期を提供する方法が開示されている。前記方法は、衛

10

20

30

40

50

星通信チャネル上でフレームを受信することを含み、前記フレームはトレーニングシンボルとして対応するユニークワードを有する1つのプリアンブルと複数のコードセグメントを含む。前記方法は、プリアンブル、ユニークワード、およびプリアンブルとユニークワードの組み合わせの内の1つに基づきフレームに対応する位相情報を推定することを含む。さらに、前記方法は、推定位相に基づきフレームに対応する周波数情報を推定することを含む。

【0008】

本発明の実施形態の別の態様にしたがった、デジタル放送対話システム内の搬送波同期をサポートする方法が開示されている。前記方法は、挿入点がフレームのプリアンブルフィールドの位置に一致するかどうかを判断することを含み、前記挿入点はフレームの予め定められた数のシンボルに基づいている。また、前記方法は、フレームの位置がプリアンブルフィールドに一致しない場合に、挿入点での搬送波同期を補助するためにパイロットブロックを挿入することを含む。

10

【0009】

本発明の実施形態の別の態様にしたがった、デジタル放送対話システムで搬送波同期をサポートする送信機が開示されている。前記送信機は、挿入点がフレームのプリアンブルフィールドの位置と一致するかどうかを判断する手段を含み、前記挿入点はフレームの予め定められた数のシンボルに基づいている。また、送信機はフレームの位置がプリアンブルフィールドに一致しない場合に、挿入点での搬送波同期を補助するためにパイロットブロックを挿入することを含む。

20

【0010】

本発明の実施形態のさらに別の態様にしたがった、デジタル放送対話システムで搬送波同期をサポートする装置が開示されている。前記装置は低密度パリティチェック(LDPC)コード化信号を受信するように構成されたミキサを含む。前記装置は、信号内のトレーニングブロックと関連付けられる位相を推定するように構成される第1の位相推定器、および第1の位相推定器に結合される周波数推定器も含む。周波数推定器は位相推定値に基づき周波数推定値を出力する。装置は、さらに最終位相推定値を発生させるように構成された第1の位相推定器に結合される第2の位相推定器を含む。

【0011】

本発明のさらに他の態様、特徴および優位点は、本発明を実施するために意図される最良の態様を含む数多くの特定の実施形態および実施を単に描くことにより、以下の詳細の説明から容易に明らかになる。本発明は他のおよびさまざまな実施形態を行うことも出来、その複数の詳細はすべて本発明の精神と範囲から逸脱することなく多様な明白な点で修正できる。したがって、図面および説明は本質的に例証となると見なされるべきであり、限定的と見なされてはならない。

30

【0012】

本発明は添付図面の図中に制限としてではなく例証として描かれ、類似する参照番号は類似する要素を指す。

【発明を実施するための最良の形態】**【0013】**

デジタル放送対話システムにおいて搬送波同期を効率的に提供する装置、方法およびソフトウェアが説明されている。以下の説明においては、説明の目的のために、本発明の完全な理解を提供するため、多数の特定の詳細が述べられている。しかしながら、本発明がこれらの特定の詳細なしに、あるいは同等な装置をもって実践されてよいことは当業者にとっては明らかである。他の例では、周知の構造および装置は本発明をいたずらに分かりにくくすることを避けるためにブロック図形式で図示されている。

40

【0014】

図1は本発明の一実施形態にしたがって低密度パリティチェック(LDPC)コードを活用するように構成されたデジタル放送システムの図である。デジタル通信システム100は、1台または複数台のデジタルモデム105に対する通信チャネル103全体での放

50

送のために信号波形を発生させるデジタル伝送設備101を含む。本発明の一実施形態にしたがうと、通信システム100は、例えば対話サービスだけではなく音声放送サービスとビデオ放送サービスもサポートする衛星通信システムである。対話サービスは、例えば、電子番組表(EPG)、高速インターネットアクセス、対話型広告、電話通信、およびe-メールサービスを含む。これらの対話サービスはペーパービュー、TVコマース、ビデオオンデマンド、ニアビデオオンデマンド、および音声オンデマンドサービスなどのテレビサービスを含む場合もある。この環境では、モデム105は衛星モデムである。

【0015】

これらのモデム105は(図4に図示される)放送データフレーム構造に埋め込まれているプリアンプルおよび/またはユニークワード(UW)を調べ、それによりトレーニング目的で特に指定される追加オーバーヘッドの使用を削減することにより搬送波同期を達成する。デジタルモデム105は図3に関して完全に後述される。

10

【0016】

この離散通信システム100では、伝送設備101は媒体コンテンツ(例えば、音声、ビデオ、テキスト情報、データ等)を表す考えられるメッセージの離散セットを発生させる。考えられるメッセージのそれぞれは対応する信号波形を有する。これらの信号波形は通信チャネル103により減衰されるか、そうでなければ改変される。雑音チャネル103に対抗するために、伝送設備101はLDPCコードを活用する。

【0017】

伝送設備101により発生されるLDPCコードは、性能の損失を被らずに高速インプリメンテーションを可能にする。伝送設備101から出力される構造化されたLDPCコードは、変調方式(例えば8PSK)のおかげで、すでにチャネルエラーを受けやすいビットノードに少数しかないチェックノードが割り当てられることを回避する。このようなLDPCコードは、有利なことに、加算、比較およびテーブルルックアップなどの簡単な演算しか必要としない(ターボコードとは異なって)パラレル化が可能なデコーディングプロセスを有する。さらに慎重に設計されたLDPCコードはエラーフロアの徴候を示さない。

20

【0018】

本発明の一実施形態にしたがうと、伝送設備101は図2に後述されるような相対的に簡略なエンコーディング技法を使用して、衛星モデム105と通信するために(デコーディング中に効率的なメモリアクセスを促進する)パリティチェックマトリックスに基づいたLDPCコードを発生させる。

30

【0019】

図2は図1のシステムのデジタル伝送設備で利用される例示的な送信機の図である。送信機200には、情報源201から入力を受け入れ、受信機105でのエラー訂正処理に適したさらに高い冗長性のコード化ストリームを出力するLDPCエンコーダ203が備えられている。情報源201は、離散アルファベットXからk個の信号を発生させる。LDPCコードはパリティチェックマトリックスで指定されている。他方、LDPCコードをエンコーディングするには、一般的には発生器マトリックスを指定することが必要になる。ガウス消去法を使用してパリティチェックマトリックスから発生器マトリックスを取得することが可能であるとしても、結果として生じるマトリックスはまばらではなくなり、大きな発生器マトリックスを記憶することが複雑となる可能性がある。

40

【0020】

エンコーダ203は、パリティチェックマトリックス上に構造を課すことによってパリティチェックマトリックスだけを利用する簡略なエンコーディング技法を使用してアルファベットYから変調器205への信号を発生させる。具体的には、マトリックスの特定の部分を三角形となるように制約することによりパリティチェックマトリックスに制約が課される。このような制約は、その結果生じる性能の損失はわずかであるため、魅力的なトレードオフとなる。

【0021】

50

変調器 205 は、エンコーダ 203 からのコード化されたメッセージを送信アンテナ 207 に送信される信号波形にマッピングする送信アンテナ 207 は、これらの波形を通信チャンネル 103 上に放射する。したがって、コード化されたメッセージは変調され、送信アンテナ 207 に配給される。送信アンテナ 207 からの伝送は、後述されるようにデジタルモデムに伝搬する。衛星通信システムの場合、アンテナ 207 から送信される信号は、衛星を介して中継される。

【0022】

図 3 は図 1 のシステム内の例示的なデジタルモデムの図である。デジタルモデム 300 は、変調器 / 復調器として、送信機 200 からの信号の送信と受信の両方をサポートする。本発明の一実施形態にしたがうと、モデム 300 は、アンテナ 303 から受信される LDPC コード化信号のフィルタリングおよびシンボルタイミング同期を実現するフロントエンドモジュール 301 と、フロントエンドモジュール 302 から出力される信号の周波数と位相の獲得、および追跡を実現する搬送波同期モジュール 302 とを有する。デマッパ 305 は搬送波同期モジュール 302 から出力される受信信号のデマッピングを実行する。復調後、信号は、メッセージ X' を発生させることにより元のソースメッセージを再構築しようとする LDPC デコーダ 307 に転送される。

【0023】

伝送側では、モデム 305 が入力信号をコード化するために LDPC エンコーダ 309 を活用する。コード化された信号は次に、BPSK (2 相位相偏移変調)、QPSK、8PSK、16APSK (振幅位相偏移変調) などの多岐に渡る変調方式あるいは他の高次変調を利用できる変調器 311 によって変調される。

【0024】

図 4A は、本発明の実施形態にしたがった例示的なフレーム構造の図を示す。例証として、例えば衛星放送サービスと対話サービスをサポートできる LDPC コード化フレーム 400 が図示されている。このシナリオでは、フレーム構造は 1 つの LDPC フレーム 400 (例えば、8PSK 変調) を 15 個のコードセグメント 401 (例えば、それぞれ 16 個のスロット、および各スロットが 90 個のシンボルを占有する) に分割し、2 つのセグメント 401 の間に 14 個のユニークワード (UW) 403 を挿入する。UW の挿入プロセスは図 4B に関して後述される。各 UW 403 は、例示的な実施形態では、36 個のシンボル (PSK) を有する。プリアンプル 405 は物理層ヘッダ (「PLHEADER」と示される) としての役割を果たし、1 個のスロットを占有する。このフレーム構造では、プリアンプル 405 と UW 403 がトレーニングブロックとしての役割を果たす。UW 403 は、オプションとしてパイロットブロックとして挿入される。フレーム 400 は衛星放送サービスと対話サービスをサポート (し、デジタルビデオ放送 (DVB) - S2 標準規格に準拠) する構造に関して説明されるが、本発明の搬送波同期技法は他のフレーム構造にも応用できることが認識されている。

【0025】

図 4B は、図 4A のフレーム構造内にパイロットブロックを挿入するためのプロセスのフローチャートを示す。搬送波位相追跡のためのこのトレーニングパイロット構造は、厳しい位相雑音に対抗するためにデジタル放送対話システムで実現できる。ステップ 411 では、パイロット挿入プロセスが予め定められた数のシンボル (つまり、挿入点) を待つ。次に、ステップ 413 でのように、パイロット位置がプリアンプルの位置と一致するかどうか判断される。位置がプリアンプルのために指定される場合には、パイロットブロックは挿入されない (ステップ 415)。それ以外の場合、パイロットブロックはステップ 417 によって挿入される。

【0026】

例えば、図 4A のフレーム構造では、パイロット挿入プロセスは 1440 個のシンボルごとにパイロットブロックを挿入する。このシナリオでは、パイロットブロックは 36 個のパイロットシンボルを含む。例えば、物理層フレーム 400 では、第 1 のパイロットブロックはこのようにして PLHEADER の後に、1440 個のシンボルが挿入され、第

10

20

30

40

50

2のパイロットブロックは2880個のシンボルの後に挿入される等である。パイロットブロック位置が次のP L H E A D E Rの始まりと一致する場合には、パイロットブロックは挿入されない。

【0027】

搬送波同期モジュール302(図3)は、本発明の実施形態にしたがって搬送波周波数および位相同期のためにプリアンブル405および/またはUW403を活用する。前述されたように、従来、既知のデータシンボル(例えば、プリアンブル405)を含むFECコード化データは、連続モードモデムで無視される。すなわち、プリアンブル405および/またはUW403は搬送波同期のため、つまり周波数獲得および追跡、ならびに位相追跡ループの動作をアシストするために使用される。したがって、プリアンブル405とUW403は「トレーニング」または「パイロット」シンボルとして見なされ、個別にまたは集合的にトレーニングブロックを構成する。

10

【0028】

図5と図6にさらに詳しく後述される搬送波周波数同期プロセスは、周波数獲得と追跡の両方のためにフィードフォワード周波数推定器を採用する。例示的な実施形態では、推定器はトレーニングブロック上だけで動作している。したがって、それは変調方式とは無関係である。

【0029】

図5Aと図5Bは、本発明の実施形態にしたがった周波数獲得プロセスのフローチャートである。この例では、周波数獲得プロセスは搬送波同期モジュール302によって実行され、それによりさまざまな変調方式(例えば、BPSK、QPSK、8PSK、16APSK等)を利用できる。この周波数獲得プロセスは、基本的には2つのステップを含んでいる。第1に、データが除去された連続波(CW)の自己相関がステップ501によって決定される。次に、ステップ503でのように、自己相関の位相の加重合計に基づき搬送波周波数が推定される。

20

【0030】

ステップ501でのような自己相関の計算は、図5Bにさらに詳細に説明されている。ステップ511では、データ変調はCW信号を獲得するために既知のトレーニングパターンに基づき除去される。それ以降、自己相関は次に示すようにステップ513によって1つのLDPCフレーム内で計算される。

30

【0031】

【数19】

$$R_f(m) = \sum_{s=0}^{14} \sum_{k=0}^{n-1} (x_{s,k+m}^f p_{s,k+m}^{f*}) (x_{s,k}^f p_{s,k}^{f*})^*, m = 1, \dots, L$$

ここで、fはフレームインデックスであり、sはUWインデックスであり、kはシンボルインデックスであり、p_sは既知のトレーニングシンボルであり、LDPCと8PSKフレームフォーマットが仮定される。

40

【0032】

ステップ515では、自己相関は以下のように複数のLDPCフレームに基づいて累積される。

【0033】

【数 2 0】

$$R(m) = \sum_{f=0}^{N-1} R_f(m)$$

10

最終周波数推定は、以下の公式に基づいている。

【0 0 3 4】

【数 2 1】

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{m=0}^{L-1} w_m \Delta(m)$$

$$w_m = \frac{3[(2L+1)^2 - (2m+1)^2]}{[(2L+1)^2 - 1](2L+1)}, m = 0, \dots, L-1$$

20

ここで、 T_s はシンボル期間であり、 $\Delta(m)$ は次の通りである。

【0 0 3 5】

【数 2 2】

$$\Delta(m) = \begin{cases} \arg[R(1)], & m = 0 \\ \text{mod}[\arg(R(m+1)) - \arg(R(m)), 2\pi], & m = 1, \dots, L-1 \end{cases}$$

30

この周波数獲得プロセスは優れた性能を示す。少数の自己相関 (L) だけがいくつかの LDPC フレーム (N) に対して計算され、例えば $L = 16$ 、 $N = 15$ 、 $E_s / N_0 = 6.7$ dB のときに優れた性能を達成でき、RMS (二乗平均平方根) 周波数誤差は 8.9×10^{-5} である。獲得時間は搬送波周波数のオフセットとは無関係であり、所望される推定の精度によってだけ決定される。例えば、所望残留周波数が 3×10^{-4} である場合、99.999% の成功率で周波数オフセットを獲得するためには5個の LDPC フレームだけが必要とされる。また、周波数推定プロセスは大きな周波数獲得範囲 (20% のシンボルレートより大きい)、非常に小さな推定分散を有し、低い SNR で (0 dB でも) うまく機能する。このアプローチは、熱雑音と位相雑音に対しても強い。さらに、このアプローチは、例えば VLSI (超大規模集積回路) チップ内でのデジタルロジックとして実施の容易さを提供する。

【0 0 3 6】

搬送波周波数獲得段階が実行された後、次に説明されるように、周波数追跡プロセスが開始される。

50

【 0 0 3 7 】

図 6 は、本発明の実施態様による周波数追跡プロセスのフローチャートである。先に着目したように、周波数追跡プロセスはフィードフォワード構造を有している。一例として、周波数追跡の動作は、例えば低 S N R での 8 P S K 変調などでの追加のパイロットブロックを必要とするシナリオに関して説明されている。ステップ 6 0 1 では、位相は以下の公式を使用してプリアンブルおよび U W から推定される。

【 0 0 3 8 】

【 数 2 3 】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

ここで、 x_k は受信されたシンボルであり、 p_k は既知の U W パターンであり、 N_u は U W の長さである。

【 0 0 3 9 】

ステップ 6 0 3 では、周波数は以下の通りに推定される。

【 0 0 4 0 】

【 数 2 4 】

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi(N_s + N_u)T_s} \sum_{m=0}^{M-1} w_m \text{mod}[\phi_{m+1} - \phi_m, 2\pi]$$

$$w_m = \frac{3[(2M+1)^2 - (2m+1)^2]}{[(2M+1)^2 - 1](2M+1)}, m = 0, \dots, M-1, M = 14$$

ここで、 N_s はコードセグメントの長さ、つまり 16 スロット、1440 シンボルであり、 N_u はユニークワードの長さであり、36 に等しく、 M は 1 つの L P D C フレーム内の U W の数、例えば 8 P S K 変調の場合 14 である。

【 0 0 4 1 】

したがって、本発明の一実施形態にしたがうと、周波数追跡プロセスはプリアンブルおよび U W からの位相推定値に基づいて L P D C フレームにつき一度搬送波周波数を推定し更新する。

【 0 0 4 2 】

この周波数追跡方式は数多くの優位点を提供する。プロセスはフィードフォワードであるため、安定性は懸念ではない。また、プロセスは、搬送波周波数が L P D C フレームにつき一度推定されるため、大きな周波数ランプ（例えば 30 K H z）に対処できる。さらに、プロセスは熱雑音および位相雑音に強い。例えば、R M S 周波数誤差は、A W G N（加法的白色ガウス雑音）だけの場合 6.5×10^{-7} であり、A W G N に 6.7 d B の位相雑音を加えられる場合には 6.2×10^{-6} であることが決定された。0 d B では、R M S は 1.3×10^{-6} （A W G N のみ）および 6.3×10^{-6} （A W G N に位相雑音を加えられた場合）である。つまり位相雑音は推定誤差の主要な原因である。

【 0 0 4 3 】

図 7 は、本発明の実施形態による、追加のパイロットブロックが低 S N R で 8 P S K 変

10

20

30

40

50

調のための搬送波同期を補助する、追跡モードで動作する搬送波同期モジュールの図を示している。受信信号は受信され、整合フィルタ701に転送される。フィードフォワード（FF）周波数推定器703がLDPCフレームごとに一度新しい周波数推定値を取得し、推定値をループフィルタ712に、次に広帯域ミキサー705に送り、周波数オフセットを訂正する。整合フィルタ701はUWをUW位相推定器707に、受信信号から抽出されたランダムデータを、ランダムデータとUWに関連付けられる位相推定値とに基づきミキサー713にコードセグメントの位相推定値を発生させるブロック搬送波位相推定器709に出力する。UW位相推定器707は、UWがどこに位置しているのかを突き止めるフレーム同期FSM（有限状態マシン）711からの入力ごとに、FF搬送波周波数推定器703にUV位相推定値を出力する。整合フィルタ701は、同様に結果として生じる信号をデマッパ305に出力するミキサー713にも受信信号を提供する。 10

【0044】

ブロック搬送波位相推定器709は、低SNRの使用に適切な最大尤度（ML）位相検出器を備えたツースイープ位相ロックループ（PLL）アーキテクチャに基づいた（8PSK変調の例示的なシナリオの中の）搬送波位相追跡プロセスを利用する。従来のPLLとは異なり、ツースイープPLLには多くの特徴がある。ツースイープPLLはセグメント単位で搬送波位相を追跡する。2つのセグメントの間の位相追跡動作は独立している。ツースイープPLLはセグメントの始まりと最後におけるUWからの位相推定値を使用して、PLL内位相と周波数の成分を初期化し、また位相基準としても使用して、サイクルスリップが発生したかどうかを判断する。PLLシステムでのサイクルスリップは、おもに、ループの追跡範囲外である瞬間周波数により引き起こされる。 20

【0045】

従来のPLLは因果関係システムであるため、このようなシステムは過去のサンプルに基づき搬送波位相を推定する。対照的に、ツースイープPLLは、本発明の実施形態にしたがって、図8に描かれているようにフォワードとリバースの両方からデータのセグメントをスイープすることにより過去のサンプルと将来のサンプルに基づいて搬送波位相を推定する。

【0046】

図8は、本発明の実施形態にしたがってフレーム構造で動作するツースイープ位相ロックループ（PLL）プロセスの図を示す。サイクルスリップを抑制するために、ツースイープPLLは位相スイープの前にセグメント内の瞬間周波数を推定し、フォワードとリバースの両方向からの位相推定値を最終位相推定値としてインテリジェントに結合する。 30

【0047】

図9は、本発明の実施形態にしたがって一方向で位相スイープを実行するツースイープPLLで使用されるPLLの図を示す。ツースイープPLLは並列動作でこのようなPLL900の内の2つを、あるいは代わりに直列の実施でシークエンシャルに実行する単一のPLL900を活用することができる。入力ミキサー901は、追跡ループからの位相推定値で入力信号の位相オフセットを訂正する。ML位相検出器903は、回転された信号の残留位相誤差を推定し、次にそれを（図11にさらに詳しく説明される）ループフィルタ905に渡す。ループフィルタ905は雑音を取り除き、信号の周波数を追跡してから、位相推定値を数値制御発振器（NCO）907に送信することにより位相ロックループを閉じる。数値制御発振器（NCO）907は位相推定値を同位相および直角位相軸に投射する。 40

【0048】

ツースイープPLLで使用されるML位相検出器903は最大尤度（ML）規則から得られ、低SNRに適している。位相検出器は、以下に示すようにそれぞれの受け取られたシンボル x_k 上で位相 $\hat{\theta}_k$ を推定する。

【0049】

【数 2 5】

$$\hat{\theta}_k = \text{Im}(x_k \hat{d}_k^*)$$

ここで、 \hat{d}_k は送信されたデータシンボル d_k の軟推定値である、つまり次の通りである。

【0 0 5 0】

【数 2 6】

$$\hat{d}_k = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}} c_m}{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}}}$$

M : 変調の次元、例えば QPSK の場合 4、8PSK の場合 8、 $c_m = e^{j(2\pi m / M)}$: 配列点、 σ^2 : AWGN 分散、および文字 * は複素共役演算である。

【0 0 5 1】

位相検出器の SNR は、以下のように定めることができる。

【0 0 5 2】

【数 2 7】

$$SNR_{PD} = \frac{A^2}{\sigma_p^2}$$

ここで、 A は位相検出器の利得であり、 σ_p^2 は推定分散である。8PSK 変調の場合の ML 位相検出器の SNR は 6.6 dB で -4.5 dB あり、これは従来の判定指向型位相検出器より 3.5 dB 優れている。

【0 0 5 3】

図 10 は、本発明の実施形態にしたがったツースイープ位相ロックループ (PLL) プロセスのフローチャートである。1つのコードセグメント内のツースイープ PLL の動作は、次の 3つの段階に分割できる。(1) 初期化、(2) ツースイープ、および (3) 位相結合。初期化中、位相推定値は、以下の公式を使用して現在のコードセグメントの始まりと最後にパイロットブロック、つまりプリアンブルおよび/または UW から取得される。

。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 4 】

【 数 2 8 】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

ここで、 x_k は受信されたシンボルであり、 p_k は既知のパイロットパターンであり、 N_u はパイロットブロックの長さ（UWの場合36、プリアンプルの場合90）である。

【 0 0 5 5 】

コードセグメント内での瞬間周波数は、UWからのアンラップされた位相推定値に基づいて推定され、サイクルスリップの抑制を可能にする。この推定値は、ステップ1001のように以下に通りに求められる。

【 0 0 5 6 】

【 数 2 9 】

$$\hat{\omega} = \frac{\phi_{n+1} - \phi_n}{N_s + N_u}$$

ここで、 ϕ_{n+1} と ϕ_n はそれぞれ始めと最後におけるUWからの位相推定値であり、 N_s はコードセグメントの長さ、例えば1440である。

【 0 0 5 7 】

位相アンラップ演算は、以下により示される。

【 0 0 5 8 】

【 数 3 0 】

$$\phi_{n+1} = \phi_{n+1} + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\phi_n - \phi_{n+1} + \pi}{2\pi} \right)$$

ここで、 $\text{floor}(x)$ はマイナス無限大に向かって最も近い整数に x を四捨五入する。ツースイープ位相はステップ1003で開始する。ここで瞬間周波数オフセット $\hat{\omega}$ が、受信されたシンボル x_k を $\exp(-j\hat{\omega}k)$ で乗算することによってPLLスイープの前に除去され、新しい x_k が生じる。つまり次の通りである。

【 0 0 5 9 】

10

20

30

40

【数 3 1】

$$x_k \exp(-j\hat{\omega}k), k = 0, \dots, N_s - 1$$

例示的な実施形態では、NCO907内のレジスタは $\hat{\omega}$ でプログラミングされる。

10

【0060】

図11は図10のツースイープ位相ロックループ(PLL)内で活用されるループフィルタの図を示している。図11に示されるように、ループフィルタ1100は使用することができ、それによりループ周波数レジスタ(k)はフォワードスイープPLLで0により初期化される(ステップ1005)。リバーススイープPLLでは、ループ周波数レジスタ(k)1101も0で初期化される。位相レジスタ(k)1103は、フォワードPLL内の始めにおけるUWからの位相推定値 $\hat{\omega}_n$ で初期化される。コードセグメント全体は、ステップ1007でのように最初から最後までスイープされ、位相推定値 $\hat{\omega}_f(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ を取得する(ステップ1009)。

【0061】

20

位相レジスタ(k)1103は、リバースPLLの最後におけるUWからの位相推定値 $\hat{\omega}_{n+1} - \hat{\omega} \times (N_s - 1)$ で初期化される。コードセグメント全体が、次に終わってから始まりにスイープされ、位相推定値 $\hat{\omega}_f(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ を取得する。

【0062】

本発明の実施形態にしたがうと、フォワードおよびリバーススイープは同時に実行され、それにより速度を向上させる。言い換えると、1つまたは複数のPLLを活用できる。単一のPLLのケースでは、フォワードスイープとリバーススイープはシーケンシャルに実行される。

【0063】

30

(図10に見られるような)最終位相推定値は、フォワードとリバース両方のPLLスイープからの位相推定値と、(ステップ1011による)瞬間周波数推定値の結合である。

【0064】

サイクルスリップの影響は、以下の代替プロセスによってさらに削減できる。位相結合の前に、プロセスは、以下のようにして両方のスイープの最後にかかなりの位相誤差があるかどうかを試験する。位相誤差はフォワードスイープの最後で $\hat{\omega}_f = \hat{\omega}_f(N_s - 1) + \hat{\omega}(N_s - 1) - \hat{\omega}_{n+1}$ と定義され、以下のアンラップ技法を $\hat{\omega}_f$ 上で使用できる。

【0065】

40

【数 3 2】

$$\varepsilon_f = \varepsilon_f - 2\pi \times \text{floor}\left(\frac{\varepsilon_f + \pi}{2\pi}\right)$$

10

また、位相誤差 $\varepsilon_e = \theta_r(0) - \theta_n$ はリバーススイープの最後で定義され、同じアンラップ技法が ε_e の上で使用される。

【0066】

$|\varepsilon_f| < t_e$ または $|\varepsilon_e| < t_e$ のどちらかであり、 t_e が予め定められたしきい値、例えば $t_e = 1/M$ (8PSKの場合 $1/8$) である場合には、スイープは「同期中」と示され、最終位相推定値 $\hat{\theta}(m)$ は以下により示される。

20

【0067】

【数 3 3】

$$\hat{\theta}(m) = \left(\theta_f(m) + \theta_r(m) + 2\pi \times \text{floor}\left(\frac{\theta_f(m) - \theta_r(m) + \pi}{2\pi}\right) \right) / 2 + \hat{\omega}m, m = 0, \dots, N_s - 1$$

$|\varepsilon_f| > t_e$ と $|\varepsilon_e| > t_e$ の両方である場合、セグメント内にかなりの周波数変化があることは極めて蓋然性が高く、以下のステップがこのような特殊なケースを処理するために実行される。最初に、 m_c (ここではこのようなかなりの周波数変化が発生する) が以下のように推定される。

30

【0068】

【数 3 4】

$$m_c = \frac{|\varepsilon_r|(N_s - 1)}{|\varepsilon_f| + |\varepsilon_r|}$$

40

次に、フォワードPLLスイープは、 $\theta_f(m_c) = \theta_f(m_c)$ および $\theta_r(m_c) = -\theta_f / (N_s - m_c)$ で m_c から初期化され、フォワードPLLスイープが m_c から $N_s - 1$ に実行され、それによりその部分について新しい $\theta_f(m)$ を取得する。リバースPLLスイープも $\theta_r(m_c) = \theta_f(m_c)$ および $\theta_f(m_c) = -\theta_r / (m_c + 1)$ で m_c から初期化され、フォワードPLLスイープは m_c から 0 に実行される。新しい $\theta_r(m)$ がその部分について取得される。

50

【 0 0 6 9 】

最終位相推定値 $(m)^{\wedge}$ は次式より与えられる。

【 0 0 7 0 】

【 数 3 5 】

$$\hat{\theta}(m) = \left(\theta_f(m) + \theta_r(m) + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\theta_f(m) - \theta_r(m) + \pi}{2\pi} \right) \right) / 2 + \hat{\omega}m, m = 0, \dots, N_s - 1$$

10

このツースイープPLL構成では、位相推定値は過去のサンプルと将来のサンプルの両方に基づいている。フォワードスイープとリバーススイープの両方からの位相推定値は相関付けられているが、プロセスの間に被った雑音は相関付けられていない。したがって、プロセスは半分（つまり3dB）位相誤差分散を削減できる。

【 0 0 7 1 】

このプロセスは優れた位相追跡結果も生じさせる。DVB-S位相雑音マスクのある8PSK変調のRMS位相誤差は、従来のフォワードスイープPLLによって取得される4.5度というRMS位相誤差と比較して、（6.6dBで）3.2度である。セグメント単位の位相追跡、瞬間周波数推定と除去、およびインテリジェントな位相結合が加えられたツースイープ位相推定は、サイクルスリップが発生するのを効率的に抑制する。

20

【 0 0 7 2 】

さらに、ループはコードセグメント全体が受け取られた（16スロット）直後に位相追跡を開始できる。また、PLLは例示的な実施形態にしたがうと、16スロットのIサンプルとQサンプル、および1440個の位相サンプル（各半分が1スイープに割り当てられる）をバッファに入れるための小さな記憶容量しか必要としない。PLLは、瞬間周波数推定のために周波数残留誤差（最高 3×10^{-4} ）に対して強い。8PSKなどの高次変調の位相追跡の場合、大きな周波数オフセットは非常に有害である。

30

【 0 0 7 3 】

図12は、本発明の実施形態にしたがってQPSK（4相位相偏移変調）のための搬送波同期を補助する追加のパイロットブロックを使用せずに動作する搬送波同期モジュールの図である。パイロットレスモードのための搬送波同期プロセスは、図7に関して説明されたようなパイロットモードで使用されるプロセスに類似している。搬送波同期モジュール302は、トレーニングのために1スロットのプリアンブルだけを活用することによって動作する。つまりUWは使用されない。パイロットレスモードでの周波数の獲得は、フィードフォワード推定器による粗い周波数推定と、次に獲得モードで動作するツースイープPLLによる細かい周波数推定を含むツーステッププロセスである。

【 0 0 7 4 】

搬送波同期モジュール302は、ツースイープPLLに基づいて追跡モードで位相回復を実現する。プリアンブル位相推定器1201は、整合フィルタ1203から出力されるプリアンブルを受け取る。プリアンブル位相推定器1201はフレーム同期FSM（有限状態マシン）1105に基づいてプリアンブルの位相推定値を出力する。フレーム同期FSM（有限状態マシン）1105は、新しいプリアンブルがどこに位置するのかを決定し、それを（パイロットモードで使用されるものに類似する）ツースイープPLL1207に供給する。また、ツースイープPLL1207は受信された信号から抽出されるランダムデータを入力として受け取る。ツースイープPLL1207により発生される位相推定値は周波数推定器1209に送られる。最終的には、ツースイープPLL1207によって発生される位相推定値はミキサー1106に提供される。ミキサー1106は、位

40

50

相推定値に基づいて、整合フィルタ 1203 からの信号を回転し、デマッパ 305 に提供する。周波数推定器 1209 は（例えば、図 11 に図示されるフィルタのような）ループフィルタ 1211 に周波数推定値を出力する。ループフィルタ 1211 は周波数オフセットを追跡し、結果として生じる信号を数値制御発振器（NCO）1213 に供給する。NCO 1213 は、ループフィルタ 1211 からの周波数推定値にしたがって受信信号を回転し、広帯域ミキサ 1215 に提供する。

【0075】

搬送波同期モジュール 302 は、トレーニングシンボルの使用を最小限に抑える一方で非常に低い SNR（例えば 1 dB）で高性能を有利に提供する。搬送波同期モジュール 302 は高速搬送波周波数および位相獲得（例えば、50 ms 未満）をサポートする。

10

【0076】

本発明の一実施形態では、搬送波周波数獲得プロセスは、粗い周波数推定プロセスと微調整プロセスという 2 つの段階を含む。粗い周波数推定プロセスは、8PSK（図 5）に使用されるプロセスと似ている。パイロットレスモードとの差異は、90 シンボルのプリアンブルだけが自己相関の計算で使用されるという点である。自己相関は 1 つの LDPC フレーム内で計算される。すなわち次の通り計算される。

【0077】

【数 36】

$$R_f(m) = \sum_{k=0}^{n-1} (x_{k+m}^f p_{k+m}^{f*}) (x_k^f p_k^{f*})^*, m = 1, \dots, L$$

20

ここで、f はフレームインデックスであり、k はシンボルインデックスであり、p_s はプリアンブル内の既知のデータシンボルであり、n は 90 に等しい。自己相関は、次に最終周波数推定値を決定するために複数の LDPC フレームに基づいて累積される。

30

【0078】

図 13 は、図 12 の搬送波同期モジュールで使用される周波数獲得プロセスの微調整サブプロセスのフローチャートである。粗い周波数推定が終了した後に、搬送波同期モジュール 302 によって実行される周波数取得プロセスは微調整段階に入ることができる。微調整プロセスは周波数追跡ループに基づいており、周波数追跡ループの周波数誤差の推定は LDPC フレームごとに一度実行され、また獲得モードで動作するツースイープ PLL 1207 の位相追跡結果とプリアンブルの位相推定値とに基づいて実行される。このようなモードでは、PLL はより大きいループ帯域幅（例えば 2×10^{-3} ）とより小さい減衰係数（例えば 1.1）を有する。

40

【0079】

微調整プロセスはツースイープ PLL 1207（図 12）に基づいている。プロセスは LDPC フレームにつき一度周波数誤差を推定し、広帯域ミキサ 1215 に接続されている NCO 1213 を更新する。最初に、 $(m)^{\wedge}$ 、 $m = 0, \dots, N_s - 1$ （ N_s は LDPC フレーム長、例えば QPSK の場合 32400）が 1 つの LDPC フレームの位相追跡結果として定義される。

【0080】

微調整プロセスの開始は、ステップ 1301 によってフレームカウンタ N_f を 0 に初期化する。この例では、プロセスは 8 回繰り返す（つまり N_f = 8）。ステップ 1303 で

50

は、新しいLDPCフレームがPLLで処理され、PLLはプリアンブルに基づく位相推定値で初期化される。ツースイープPLLの演算はさらに詳しく後述される。次に、フォワードスイープが同期しているのか、あるいはリバーススイープが同期しているのかが判断される（ステップ1305）。フォワードスイープまたはリバーススイープのどちらか（または両方）が同期している場合、周波数誤差推定値は、ステップ1307によって以下により示される。

【0081】

【数37】

$$\hat{f}_e = \frac{\hat{\theta}(N_s - 1) - \hat{\theta}(0)}{2\pi T_s N_s}$$

10

ここで、 $(m)^\wedge$ はツースイープPLL1207により発生される最終位相推定値である。次にNCOの周波数が以下により更新される。

【0082】

【数38】

20

$$\hat{f}_{nco}(n+1) = \hat{f}_{nco}(n) + \rho \hat{f}_e$$

ここで、 ρ はループフィルタ1211パラメータ、例えば0.5である。

30

【0083】

どちらのスイープも同期していない場合、ステップ1309によって、LDPCフレームは微調整演算においてスキップされる。（ステップ1311と1313によって実現されるように）特定の数の周波数微調整が発生した場合、ループは図14に説明されるように、ステップ1315によって追跡段階に入る。

【0084】

図14は図12の搬送波同期モジュールで使用される周波数追跡のフローチャートである。搬送波周波数追跡プロセスは周波数獲得段階における微調整に類似している。追跡プロセスはツースイープPLL1107からの位相追跡結果に基づきLDPCフレームごとに一度周波数誤差を推定し、それにしたがってNCO1213を更新する。プロセスは、PLL1107が同期しているときだけこれを実行する。微調整プロセスとこの周波数追跡プロセスの間の唯一の相違点は、ツースイープがはるかに狭いループ帯域幅（例えば、 5×10^{-4} ）およびより大きい減衰係数（例えば2）で動作するという点である。

40

【0085】

1つのLDPCフレームの最後で、追跡プロセスは、ステップ1401と1403によって、フォワードスイープが同期しているのか、あるいはリバーススイープが同期しているのかを判断する。これらのスイープが同期している場合には、周波数誤差推定値がステップ1405にしたがって以下の通りに計算される。

【0086】

【数 39】

$$\hat{f}_e = \frac{\hat{\theta}(N_s - 1) - \hat{\theta}(0)}{2\pi T_s N_s}$$

10

NC01213での周波数は $f_{nc0}^{\wedge}(n+1)^{\wedge} = f_{nc0}^{\wedge}(n)^{\wedge} + f_e^{\wedge}$ によって更新される。フォワードスイープとリバーススイープが同期していない場合は、LDPCフレームはステップ1407によってスキップされる。

【0087】

図15は、本発明の実施形態にしたがった、ツースイープ位相ロックループ(PLL)プロセスの位相結合段階のフローチャートである。搬送波位相追跡プロセスは、パイロットレスモードで、低SNRに適切であるML位相検出器付きのツースイープPLLアーキテクチャに基づいている。このプロセスはフレーム単位で搬送波位相を追跡する。本発明の1つの実施形態にしたがうと、2つのLDPCフレーム間の位相追跡動作は独立している。追跡プロセスは現在のフレームのプリアンブルおよび次のフレームのプリアンブルからの位相推定値を使用し、PLL内の位相成分を初期化する。これらの位相推定値は、サイクルスリップが発生したかどうかを判断するための位相基準も提供する。新しいPLLはフォワードとリバース両方向からデータのセグメントをスイープすることによって過去のサンプルと将来のサンプルの両方ともに基づいて搬送波位相を推定する。サイクルスリップを抑制するために、新しいPLLは、図14に図示されるように、最終位相推定値として両方向からの位相推定値を結合する。

20

【0088】

ツースイープPLLに使用される(図9の)ML位相検出器911は最大尤度(ML)規則から得られる。位相検出器は以下の通りにそれぞれの受け取られたシンボル x_k で位相 θ_k^{\wedge} を推定する。

30

【0089】

【数40】

$$\hat{\theta}_k = \text{Im}(x_k \hat{d}_k^*)$$

40

ここで、 d_k^{\wedge} は送信されたデータシンボル d_k の軟推定値、つまり次の通りである。

【0090】

【数 4 1】

$$\hat{d}_k = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}} c_m}{\sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{\|x_k - c_m\|^2}{2\sigma^2}}}$$

10

M : 変調の次元、QPSKの場合4、8PSKの場合8であり、 $c_m = e^{j(2\pi m / (M + \dots / M))}$: 配列点、および σ^2 : AWGN分散であり、文字*は複素共役演算である。

【0091】

位相検出器のSNRは以下の通りに定義される。

【0092】

【数 4 2】

20

$$SNR_{PD} = \frac{A^2}{\sigma_p^2}$$

ここで、Aは位相検出器の利得であり、 σ_p^2 は推定分散である。QPSK変調のML位相検出器のSNRは1dBで-4.1dBであり、従来の判定指向型位相検出器より1.5dB優れている。

【0093】

30

図10に関して説明されたパイロットモード演算でのように、1つのLDPCフレーム内のツースイープPLL1207の動作は3つの段階がある。初期化段階の間、位相推定値は現在のフレームの始まりと最後にプリアンブルから取得される。すなわち次の通りである。

【0094】

【数 4 3】

$$\phi_n = \arg \left[\sum_{k=0}^{N_u-1} x_k p_k^* \right]$$

40

ここで、 x_k は受け取られたシンボルであり、 p_k は既知のプリアンブルパターンであり、 N_u はプリアンブルの長さ(例えば90)である。LDPCフレームは相対的に長い(例えば32400)ため、プリアンブルからの位相推定値に基づいて瞬間周波数を推定することは困難である。しかしながら、QPSKのような低次変調のためのPLLは、8PSKのような高次変調においてのPLLより位相雑音および周波数誤差に強い。

50

【0095】

ツースイープ段階では、位相レジスタ (k) 1103 (図10) が、フォワードPLL中で始まりにあるプリアンプルからの位相推定値 θ_n で初期化される。次にフレーム全体が始まりから最後までスイープされ、位相推定値 $\theta_f(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ を生じさせる。リバースPLLでは、位相レジスタ (k) 1103 はリバースPLL中で最後にあるプリアンプルからの位相推定値 θ_{n+1} で初期化され、この場合、プロセスは最後から始まりへフレーム全体をスイープし、位相推定値 $\theta_r(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ を取得する。ループ周波数レジスタ (k) は両方向について0で初期化される。フォワードスイープとリバーススイープは同時に実行できる。

【0096】

その後、ステップ1501によって位相結合段階が開始する。最終位相推定値はフォワードスイープとリバーススイープ両方からの位相推定値の組み合わせである。ステップ1503では、プロセスはフォワードスイープが同期中であるかを判断する。同期中である場合には、ステップ1505によって、リバーススイープが同期中であるかどうか判断される。フォワードスイープとリバーススイープの両方ともが同期中である場合には、最終位相推定値 $(m)^\wedge$ が以下により示される。

【0097】

【数44】

$$\hat{\theta}(m) = \left(\theta_f(m) + \theta_r(m) + 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\theta_f(m) - \theta_r(m) + \pi}{2\pi} \right) \right) / 2, m = 0, \dots, N_s - 1$$

それ以外の場合、フォワードスイープだけが同期中である場合には、ステップ1509のように $(m)^\wedge = \theta_f(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ が計算される。しかしながら、(ステップ1511で決定されるように) リバーススイープが同期中である場合には、 $(m)^\wedge = \theta_r(m)$, $m = 0, \dots, N_s - 1$ である (ステップ1513)。

【0098】

両方のスイープとも同期中でない場合には、ステップ1515でのように、

【0099】

【数45】

$$\hat{\theta}(m) = \begin{cases} \theta_f(m), m = 0, \dots, N_s/2 - 1 \\ \theta_r(m), m = N_s/2, \dots, N_s - 1 \end{cases}$$

である。

パイロットモードのように、位相結合前に、プロセスは以下のように両方のスイープの最後にかんりの位相誤差があるかどうかを試験する。位相誤差はフォワードスイープの最後で $\theta_f = \theta_f(N_s - 1) - \theta_{n+1}$ と定義され、以下のアンラップ技法が θ_f で使用される。つまり、

【0100】

10

20

30

40

【数 4 6】

$$\varepsilon_f = \varepsilon_f - 2\pi \times \text{floor} \left(\frac{\varepsilon_f + \pi}{2\pi} \right)$$

である。| ε_f | < t_e で、例えば $t_e = \pi / M$ (QPSKの場合 $\pi / 4$) など、 t_e が
 予め定められたしきい値である場合、フォワードスweepが同期中であると宣言する。また、
 フォワードスweepの最後において、以下の位相誤差 $\varepsilon_e = \varepsilon_r(0) - \varepsilon_n$ が定義
 される。同じアンラップ技法は ε_e で使用できる。| ε_e | < t_e である場合は、リバー
 ススweepが同期中であると見なされる。

【0101】

この搬送波位相追跡プロセスは、QPSK変調を使用して動作しているのか、あるいは
 8PSK変調を使用して動作しているのかに関係なく優れた性能特性を示し、それにより
 例えばツースweepループは熱雑音と位相雑音に強い。また、RMS位相追跡誤差は低い
 (例えば、1dBでのDVB-S位相雑音マスクを使用するQPSK変調の場合3.3度
 に過ぎない)。

【0102】

図16は、本発明にしたがった実施形態を実行できるコンピュータシステムを图示して
 いる。コンピュータシステム1600は、情報を通信するためのバス1601または他の
 通信機構、および情報を処理するためにバス1601に結合されるプロセッサ1603を
 含んでいる。コンピュータシステム1600は、情報およびプロセッサ1603によって
 実行される命令を記憶するためにバス1601に結合される、ランダムアクセスメモリ
 (RAM) または他の動的記憶装置などのメインメモリ1605も含む。メインメモリ16
 05はプロセッサ1603によって実行される命令の実行中に一時的な変数または他の中
 間情報を記憶するためにも使用できる。コンピュータシステム1600は、さらにプロセ
 ッサ1603のための静的な情報と命令を記憶するためにバス1601に結合されている
 リードオンリーメモリ(ROM)1607または他の静的記憶装置を含んでいる。磁気デ
 ィスクまたは光ディスクなどの記憶装置1609は、情報と命令を記憶するためにさら
 にバス1601に結合されている。

【0103】

コンピュータシステム1600は、コンピュータユーザに情報を表示するために、陰極
 線管(CRT)、液晶ディスプレイ、アクティブマトリックスディスプレイまたはプラズ
 マディスプレイなどのディスプレイ1611にバス1601を介して結合されてよい。英
 数字キーと他のキーを含むキーボードなどの入力装置1613が、情報とコマンド選択を
 プロセッサ1603に通信するためにバス1601に結合されている。別のタイプのユー
 ザ入力装置は、マウス、トラックボール、カーソル方向キーなどのカーソル制御機構16
 15であり、方向情報とコマンド選択をプロセッサ1603に通信し、ディスプレイ16
 11上でのカーソルの移動を制御する。

【0104】

本発明の一実施形態にしたがって、メインメモリ1605に記憶されている命令の配列
 を実行するプロセッサ1603に回答して、多様な搬送波同期プロセスがコンピュータシ
 ステム1600によって実現できる。このような命令は記憶装置1609などの別のコン
 ピュータ読み取り可能媒体からメインメモリ1605の中に読み込むことができる。メイ
 ンメモリ1605に含まれている命令の配列の実行により、プロセッサ1603はここに
 説明されているプロセスステップを実行する。マルチプロセッシング装置における1台ま
 たは複数台のプロセッサは、メインメモリ1605に含まれている命令を実行するた
 めにも利用されてよい。代替実施形態では、結線されたモジュールが、本発明の実
 施形態を実

現するためにソフトウェア命令の代わりに、またはソフトウェア命令と組み合わせられて使用されてよい。したがって、本発明の実施形態はハードウェアモジュールとソフトウェアの任意の特定の組み合わせに制限されない。

【0105】

コンピュータシステム1600はバス1601に結合される通信インターフェース1617も含む。通信インターフェース1617は、ローカルネットワーク1621に接続されるネットワークリンク1619に結合する双方向データ通信を実現する。例えば、通信インターフェース1617はデジタル加入者回線(DSL)カードまたはモデム、総合デジタル通信ネットワーク(ISDN)カード、ケーブルモデム、またはデータ通信接続に対応する型の電話回線に提供するための電話モデムであってよい。別の例として、通信インターフェース1617は、互換性のあるLANにデータ通信接続を提供するための(例えば、イーサネット(登録商標)または非同期転送モデル(ATM)ネットワーク用の)ローカルエリアネットワーク(LAN)カードであってよい。無線リンクも実現できる。任意のこのような実施では、通信インターフェース1617は、多様な種類の情報を表すデジタルデータストリームを搬送する電気信号、電磁信号または光信号を送受する。さらに、通信インターフェース1617はユニバーサルシリアルバス(USB)インターフェース、PCMCIA(PCメモリカード国際協会)インターフェース等を含むことができる。

10

【0106】

ネットワークリンク1619は、通常、他のデータ装置に1つまたは複数のネットワークを通してデータ通信を提供する。例えば、ネットワークリンク1619は、ネットワーク1625(例えば、ワイドエリアネットワーク(WAN)または現在「インターネット」と一般的に呼ばれている他のグローバルパケットデータ通信ネットワーク)に、またはサービスプロバイダによって運用されるデータ装置に接続性を有するホストコンピュータ1623にローカルネットワーク1621を通して接続を提供してよい。ローカルネットワーク1621とネットワーク1625は情報および命令を伝達するためにも電気信号、電磁信号または光信号を使用する。さまざまなネットワークを通る信号、ならびにデジタルデータをコンピュータシステム1600と通信する通信インターフェース1617を通る、ネットワークリンク1619上の信号は、情報および命令を運ぶ搬送波の例示的な形式である。

20

30

【0107】

コンピュータシステム1600は、ネットワーク(複数の場合がある)、ネットワークリンク1619、および通信インターフェース1617を通してプログラムコードを含む、メッセージを送信し、データを受信することができる。インターネットの例では、サーバ(図示せず)は、ネットワーク1625、ローカルネットワーク1621および通信インターフェース1617を通して本発明の実施形態を実現するためのアプリケーションプログラムに属する要求されたコードを送信する可能性がある。プロセッサ1603は、受信されている間に送信コードを実行してよい、および/または後に実行するために、記憶装置169または他の不揮発性記憶装置に記憶してよい。このようにして、コンピュータシステム1600は搬送波の形態のアプリケーションコードを取得してよい。

40

【0108】

ここで使用されるような用語「コンピュータ読み取り可能媒体」は、実行のためにプロセッサ1603に命令を提供することに関与する任意の媒体を指す。このような媒体は、不揮発性媒体、揮発性媒体および送信媒体を含むが、それらに制限されない多くの形式をとってよい。不揮発性媒体は、例えば記憶装置1609のような、光ディスクまたは磁気ディスクを含む。揮発性媒体は、メインメモリ1605などの動的メモリを含む。伝送媒体は、バス1601を構成するワイヤを含む同軸ケーブル、銅線、および光ファイバを含む。伝送媒体は無線周波数(RF)および赤外線(IR)データ通信の間に発生されるものなど、音波、光波、または電磁波の形をとる場合もある。コンピュータ読み取り可能媒体の一般的な形式は、例えば、フロッピー(登録商標)ディスク、フレキシブルディスク

50

、ハードディスク、磁気テープ、他の磁気媒体、CD-ROM、CDRW、DVD、他の光媒体、パンチカード、用紙テープ、光マークシート、穴のパターンまたは他の光学的に認識可能な印の付いた他の物理媒体、RAM、PROM、およびEPROM、FLASH-EPROM、任意の他のメモリチップまたはカートリッジ、搬送波、あるいはコンピュータが読み取ることができる任意の他の媒体を含む。

【0109】

多様な形式のコンピュータ読み取り可能媒体は、実行のためにプロセッサに命令を提供する上で必要とされてよい。例えば、本発明の少なくとも一部を実行するための命令は、初期にリモートコンピュータの磁気ディスク上に入れられてよい。このようなシナリオでは、リモートコンピュータはメインメモリに命令をロードし、モデムを使用して電話回線上で命令を送信する。ローカルコンピュータシステムのモデムは電話回線上でデータを受信し、赤外線送信機を使用して、データを赤外線信号に変換し、パーソナルデジタルアシスタント(PDA)およびラップトップなどの携帯型演算装置に赤外線信号を送信する。携帯型演算装置上の赤外線検出器は赤外線信号によって運ばれる情報および命令を受信し、バスにデータをのせる。バスはデータをメインメモリに伝達し、そこからプロセッサは命令を検索し、実行する。メインメモリにより受信される命令は、オプションでプロセッサによる実行の前または後のどちらかに記憶装置に記憶されてよい。

10

【0110】

したがって、本発明の多様な実施形態は低密度パリティチェック(LDPC)コードおよび高次変調方式を活用するデジタル放送対話システムで搬送波同期を達成する方法を提供する。物理層フレームはプリアンプルと複数のコードセグメントを含んでいる。例示的な実施形態では、ユニークワード(UW)がパイロットブロックとしてコードセグメントのそれぞれの前にオプションで挿入される。プリアンプル(およびオプションのパイロットブロック)はトレーニングブロックとしての役割を果たす。搬送波同期プロセスは搬送波周波数と位相を推定し、新しいセグメントごとに位相追跡ループを再初期化するためにトレーニングブロックを活用する。周波数獲得プロセスは、データが除去された連続波(CW)信号の自己相関を計算することを必要とする。受信された信号の搬送波周波数は、累積された自己相関値のアンラップされた位相の加重合計に基づいて推定される。周波数追跡に関して、フィードフォワード構造は、トレーニングブロック(つまりプリアンプルおよび/またはUW)からの位相推定値に基づいてLDPCフレームごとに一度、推定値を発生し、搬送波周波数を更新するために実現される。位相追跡の場合、最大尤度(ML)位相検出器付きのツースイープ位相ロックループ(PLL)アーキテクチャが活用される。ツースイープPLLはセグメント単位で搬送波位相を追跡し、フォワードとリバースの両方向からデータのセグメントをスイープすることによって、過去のサンプルと将来のサンプルの両方ともに基づいて搬送波位相を推定する。パイロットブロックが存在しない、あるいはパイロットブロックを含むコードセグメントが挿入されるとき、セグメントはFECコードワード全体である場合がある。この仕組みは搬送波同期のための追加のオーバーヘッドを導入するニーズを削減し、サイクルスリップレートを大幅に削減し、そのエラー伝搬影響を制限する。説明された仕組みは低SNR環境でもうまく動作し、熱の雑音および位相雑音に対する優れた耐性を与える。さらに、周波数推定プロセスは大きな周波数獲得範囲および短い獲得時間を提供する。したがって、この方法は高速かつ効率的な搬送波同期を有利に実現する。

20

30

40

【0111】

本発明は数多くの実施形態および実施と関連して説明されてきたが、本発明はこのように制限されるのではなく、特許請求の範囲に該当する多様な変形および同等な仕組みを対象とする。

【図面の簡単な説明】**【0112】**

【図1】本発明の実施形態にしたがって、低密度パリティチェック(LDPC)コードを活用するように構成されたデジタル放送システムの図である。

50

【図 2】図 1 のシステムのデジタル伝送設備で利用される例示的な送信機の図である。

【図 3】図 1 のシステム内の例示的なデジタルモデムの図である。

【図 4 A】本発明の実施形態にしたがった、図 1 のシステムに使用される例示的なフレーム構造の図である。

【図 4 B】本発明の実施形態にしたがった、フレーム構造にパイロットブロックを挿入するためのプロセスのフローチャートである。

【図 5 A】本発明の実施形態による周波数獲得プロセスのフローチャートである。

【図 5 B】本発明の実施形態による周波数獲得プロセスのフローチャートである。

【図 6】本発明の実施形態による周波数追跡プロセスのフローチャートである。

【図 7】本発明の実施形態による低信号対雑音比 (SNR) での 8 相位相偏移変調 (PSK) のための追加パイロットブロックと動作する搬送波同期モジュールの図である。 10

【図 8】本発明の実施形態による、図 4 A のフレーム構造で動作するツースイープ位相ロックループ (PLL) プロセスの図である。

【図 9】本発明の実施形態によるツースイープ PLL 内で活用される PLL の図である。

【図 10】本発明の実施形態によるツースイープ位相ロックループ (PLL) プロセスのフローチャートである。

【図 11】図 10 のツースイープ位相ロックループ (PLL) プロセスで活用されるローパスフィルタの図である。

【図 12】本発明の実施形態にしたがった、QPSK (4 相位相偏移変調) のために追加パイロットブロックを使用せずに動作する搬送波同期モジュールの図である。 20

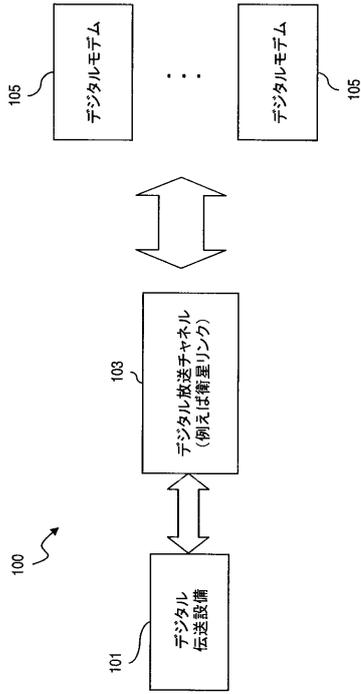
【図 13】図 12 の搬送波同期モジュールで使用される周波数獲得プロセスの同期サブプロセスのフローチャートである。

【図 14】図 12 の搬送波同期モジュールで使用される周波数追跡プロセスのフローチャートである。

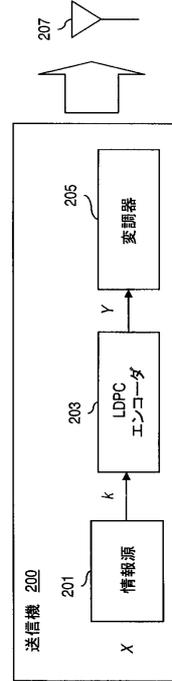
【図 15】図 10 のツースイープ位相ロックループ (PLL) プロセスの位相結合段階のフローチャートである。

【図 16】本発明の実施形態による搬送波同期と関連付けられる多様なプロセスを実行できるコンピュータシステムの図である。

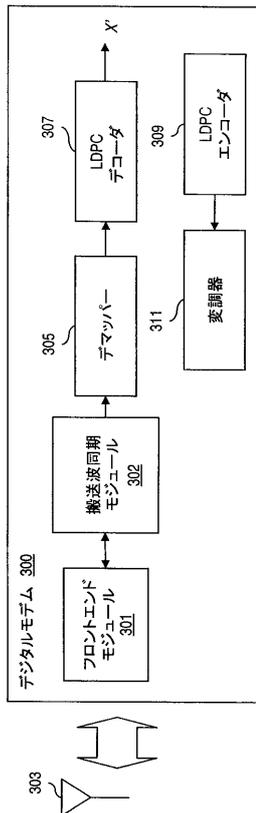
【図 1】



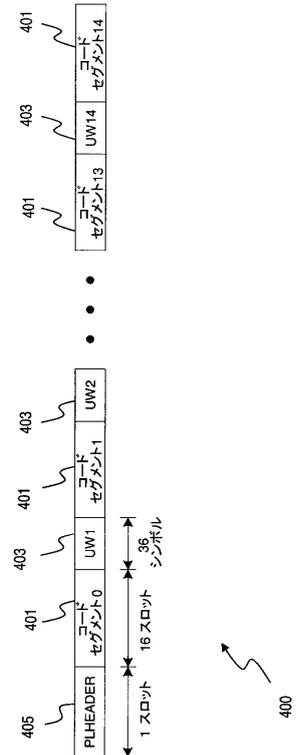
【図 2】



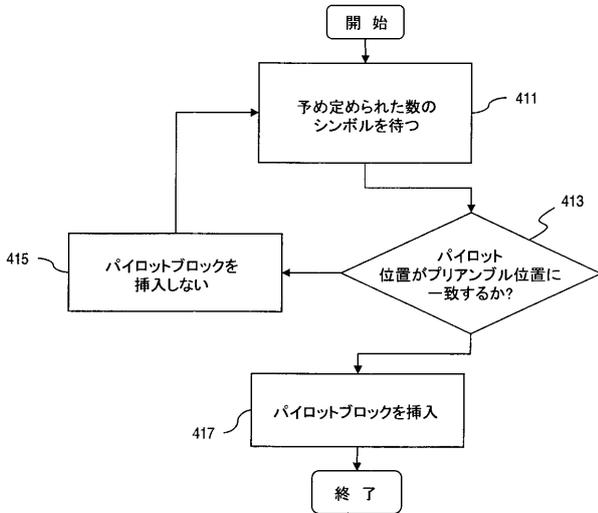
【図 3】



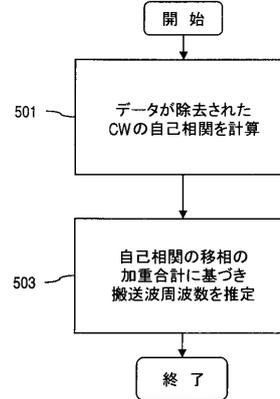
【図 4 A】



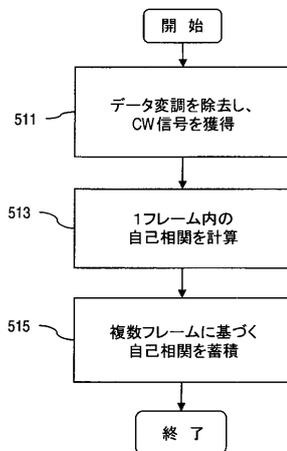
【 図 4 B 】



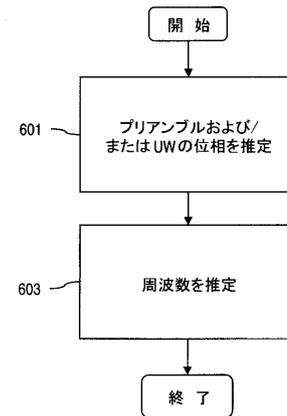
【 図 5 A 】



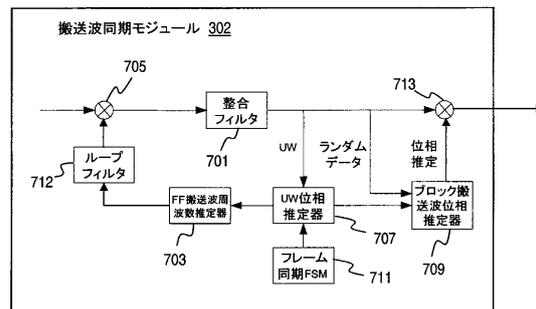
【 図 5 B 】



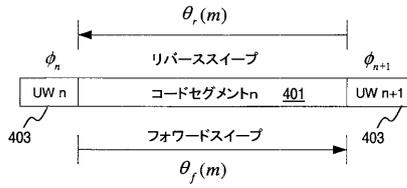
【 図 6 】



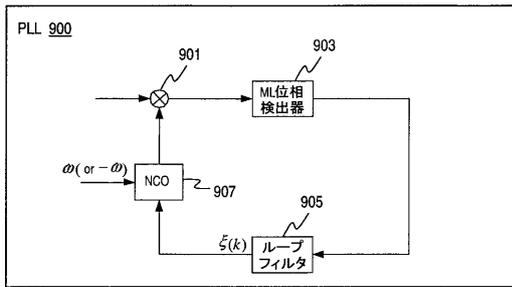
【 図 7 】



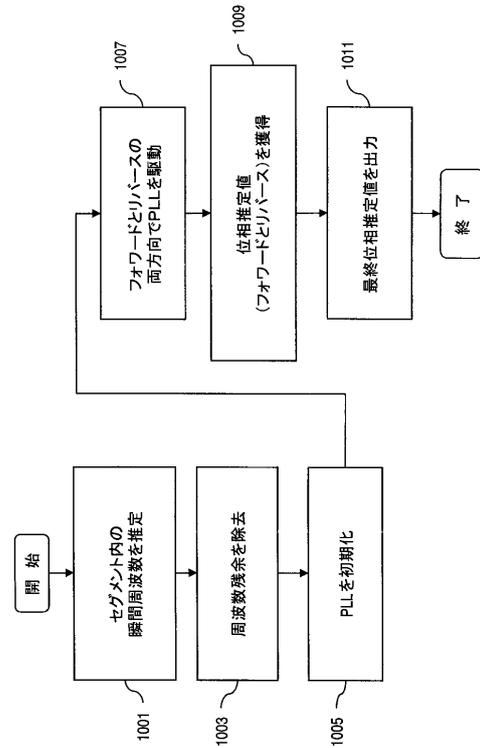
【 図 8 】



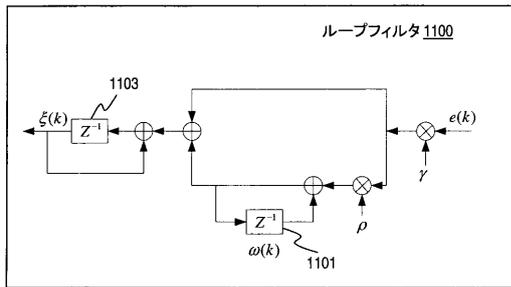
【 図 9 】



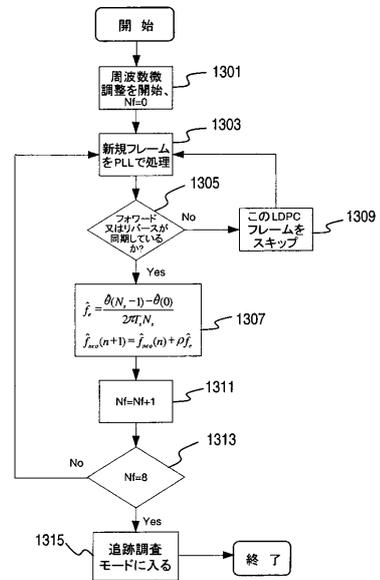
【 図 10 】



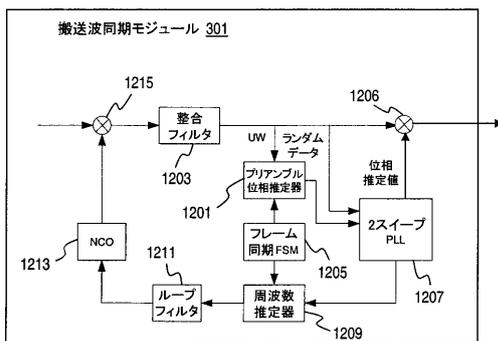
【 図 11 】



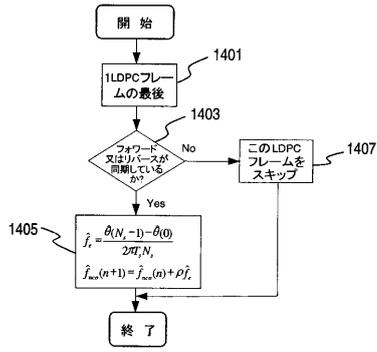
【 図 13 】



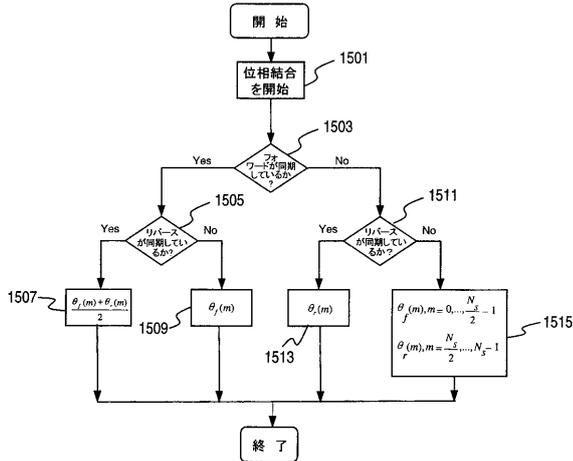
【 図 12 】



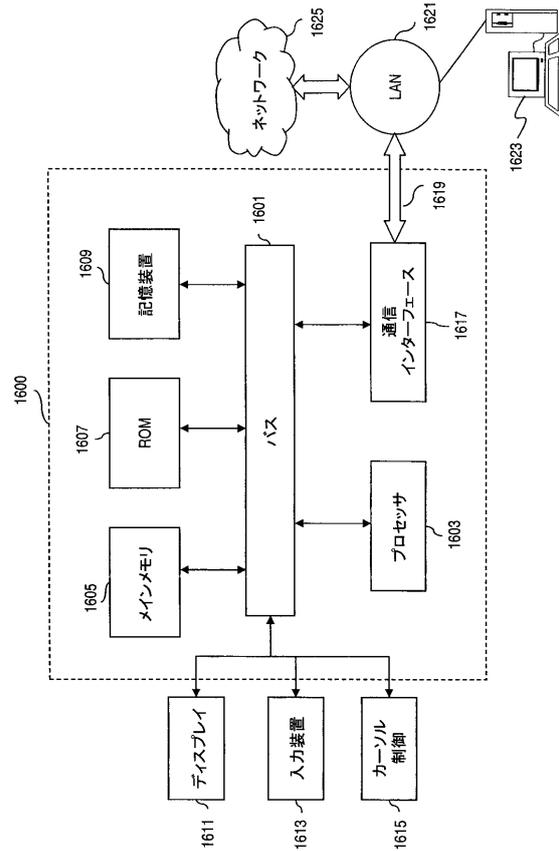
【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



フロントページの続き

(31)優先権主張番号 10/816,385

(32)優先日 平成16年4月1日(2004.4.1)

(33)優先権主張国 米国(US)

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 イミン・ジアン

アメリカ合衆国、メリーランド州 2 0 8 5 0、ロックビル、トレブル・コート 1 0 1 2 2

(72)発明者 フェン・ウェン・サン

アメリカ合衆国、メリーランド州 2 0 8 7 4、ジャーマンタウン、ウィートリッジ・ドライブ
1 7 9 0 4

(72)発明者 リン・ナン・リー

アメリカ合衆国、メリーランド州 2 0 8 5 4、ポトマック、フラワー・ゲイト・テラス 1 0 0
0 0 4

(72)発明者 ニール・ベッカー

アメリカ合衆国、メリーランド州 2 1 7 0 2、フレデリック、フォルストン・ドライブ 6 8 1
0

Fターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FA03 FA05 FA06 FE00 FH08 FJ00 JA03 JE00

JG00 JJ00

5K047 AA05 BB01 CC08 EE04 HH01 HH15 HH44 JJ09 MM33 MM46

MM53

【要約の続き】

【選択図】 図1