(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3555435号
(P3555435)
(45)発行日　平成16年8月18日(2004.8.18)　(24)登録日　平成16年5月21日(2004.5.21)

(51)Int.Cl.[7]　F I
H04B 1/707　H04J 13/00 D
H04B 7/26　H04B 7/26 X

請求項の数 6　(全 17 頁)

(21)出願番号　特願平10-85485
(22)出願日　平成10年3月31日(1998.3.31)
(65)公開番号　特開平11-284599
(43)公開日　平成11年10月15日(1999.10.15)
審査請求日　平成14年3月18日(2002.3.18)

(73)特許権者　000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目６番地
(74)代理人　100075096
弁理士　作田　康夫
(72)発明者　須藤　茂幸
神奈川県横浜市戸塚区吉田町２９２番地株式会社日立製作所マルチメディアシステム開発本部内
(72)発明者　長谷川　修
茨城県ひたちなか市稲田１４１０番地株式会社日立製作所映像情報メディア事業部内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】移動通信端末

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
スペクトラム拡散信号を間欠的に受信する移動通信端末であって、
前記スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、
前記受信手段により受信されたスペクトラム拡散信号を復調する復調手段と、
第１の発振手段と、
前記第１の発振手段で駆動され、前記受信手段が受信状態から休止状態に移行する場合に起動される第１のタイマ手段と、
前記第１の発振手段よりも高精度かつ前記スペクトラム拡散信号のチップレートよりも高精度であり、前記受信手段が休止状態から受信状態に移行する場合に起動する第２の発振手段と、
前記第２の発振手段で駆動され、前記受信手段が休止状態から受信状態に移行する場合に起動する第２のタイマ手段と、
前記第１のタイマ手段および第２のタイマ手段によるカウントに応じて、前記受信状態および休止状態を制御する間欠受信制御手段と、
前記第１のタイマ手段により生じた誤差を算出する時間算出手段と、を備え、
前記間欠受信制御手段は、前記スペクトラム拡散信号を逆拡散するための逆拡散符号の同期を確立するように、前記算出手段による算出結果に基づいて前記復調手段による復調動作の再開を制御することを特徴とする移動通信端末。
【請求項２】

請求項１記載の移動通信端末において、
前記スペクトラム拡散信号のチップレートは、１．２２８８Ｍｃｐｓであることを特徴とする移動通信端末。
【請求項３】
請求項１記載の移動通信端末において、
前記時間算出手段は、前記第１のタイマ手段により生じたスペクトラム拡散信号の同期誤差を算出することを特徴とする移動通信端末。
【請求項４】
請求項１記載の移動通信端末において、
前記時間算出手段は、前記スペクトラム拡散信号の同期誤差を、前記第１のタイマ手段から予測される位相の範囲で、前記復調動作の再開時における前記逆拡散符号の位相を探索することにより算出することを特徴とする移動通信端末。
【請求項５】
請求項１記載の移動通信端末において、
前記時間算出手段は、前記スペクトラム拡散信号の同期誤差を、前記第１のタイマ手段から予測される位相の範囲で、前記復調動作の再開時における前記逆拡散符号の位相を探索することにより算出し、
前記間欠受信制御手段は、前記位相の範囲で逆拡散したエンベロープの最大値が所定値未満である場合には、間欠受信制御を解除しサーチモードへ移行することを特徴とする移動通信端末。
【請求項６】
請求項１記載の移動通信端末において、
前記受信されたスペクトラム拡散信号の波形を蓄積する蓄積手段を備え、
前記時間算出手段は、前記復調動作の再開時における前記逆拡散符号の位相の探索を、前記蓄積手段に蓄積したスペクトラム拡散信号の波形を対象として行うことを特徴とする移動通信端末。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は間欠的受信動作を行なうＣＤＭＡ（Ｃｏｄｅ　Ｄｉｖｉｓｉｏｎ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅ　Ａｃｃｅｓｓ：符号分割多重）方式の移動通信端末に関する。
【０００２】
【従来の技術】
携帯電話に代表される移動通信端末においては，消費電力を抑え，使用時間の延長を図ることが重要である。このため端末が待ち受け状態にあるときには間欠受信が行われている。間欠受信とは，時分割されている呼び出し用のチャネルに対して，割り当てスロットのみ受信及び復調を行い，非割り当てスロットの区間では受信動作を停止させるものである。受信動作の停止中は，不要回路の電源を切断したり，プロセッサを低消費電力モードへ移行させることで消費電力の低減が行なわれる。
【０００３】
スペクトル拡散を利用したＣＤＭＡ方式の携帯電話システムにおいても，スロットモードといわれる間欠受信動作が規定されている。この場合の端末側の課題としては，受信停止中のＰＮ（Ｐｓｅｕｄ　Ｎｏｉｓｅ：擬似雑音）符号の同期維持，あるいは受信再開時の高速な再同期が上げられる。受信信号の復調に際し，端末側で生成したレプリカＰＮ符号を用いて逆拡散処理を行なうためである。この点を以下に詳細に説明する。
【０００４】
図１４は基地局の送信部の構成を説明する図である。間欠受信で重要な呼び出し用のページングチャネル（ＰａＣＨ）に着目してある。先ず，符号化されたページングメッセージはデータ列として排他的論理和ゲート（ＢＳ１）に入力する。該ゲートの他方の入力は，ロングコードＰＮ符号発生器（ＢＳ３）の出力信号を前記データ列のシンボルレートにデ

シメーションした，デシメータ（ＢＳ２）の出力信号である。ロングコードＰＮ符号発生器（ＢＳ３）の符号は２の４２乗－１の周期を持ち，符号位相はロングコードマスクビットによって調整できる。排他的論理和ゲート（ＢＳ１）の出力は，この非常に長い系列によって，ページングメッセージをスクランブルしたものとなる。このスクランブルしたシンボルを機能の異なる他のチャネルの信号と多重するために，次の排他的論理和ゲート（ＢＳ４）において直交拡散を行なう。ウオルシュ関数（ＢＳ５）と呼ばれる６４種類の直交する系列のうちページングチャネルに割り当てた系列を用いて，入力シンボルを６４チップに拡散する。直交拡散した排他的論理和ゲート（ＢＳ４）の出力は，多重化回路（ＢＳ６）において，他のパイロットチャネル（ＰｉＣＨ）や同期チャネル（ＳＣＨ），及びトラフィックチャネル（ＴＣＨ）と多重化される。実際には，バイナリ符号を１，－１の両極性のパルスとして置き換え，各チャネルのパワー分配に基づくゲイン倍され，加算される。多重化した出力信号はＩ信号及びＱ信号に分岐してそれぞれ乗算器（ＢＳ７，ＢＳ９）へ入力する。乗算器（ＢＳ７，ＢＳ９）には，それぞれＩチャネルパイロットＰＮ符号発生器（ＢＳ８）と，ＱチャネルパイロットＰＮ符号発生器（ＢＳ１０）の異なるＰＮ符号発生器が接続される。したがって２相位相変調信号のＩ，Ｑ信号は，異なる２つの系列により４相位相変調信号に拡散する。この４相拡散に使用されるＰＮ符号はショートコードと呼ばれる２の１５乗周期の系列である。４相拡散信号はベースバンドフィルタＢＳ１１，１２で帯域制限し，直交変調器ＢＳ１３でキャリア変調して出力する。以上が基地局側の操作である。そして，スクランブルのためのロングコードＰＮ発生器（ＢＳ３）や，４相拡散のためのＩチャネル及びＱチャネルパイロットＰＮ符号発生器（ＢＳ８，ＢＳ１０）は，呼び出しグループによって時分割されるページングチャネルのスロット構成とは無関係に連続動作をしている。

【０００５】

これを受信する端末側では先ず，直交検波によって拡散帯域のＩ，Ｑ信号を得る。次に，それぞれＩ信号用，Ｑ信号用のショートコードで逆拡散を行なう。当然，端末側で使用するショートコードは基地局に同期した系列が必要である。間欠受信を行なう際，基地局側の拡散用ショートコードは連続的に動作しているため，端末側のＰＮ符号発生手段は見かけ上連続動作をしている必要がある。この場合は間欠受信の休止期間中も同期を維持していることになる。あるいは休止期間中に一旦同期関係を外しても，割り当てスロットの到着以前に再同期を行なえば良い。しかし，ショートコードの周期は２の１５乗であり，受信再開時に新規にこの位相空間を全て探索することは，間欠受信の受信時間率を増大させ好ましくない。そこで，間欠受信の省電力効果を高めるために特開平５－１９１３７５号公報や，特開平８－３２１８０４号公報に記載の考案が為されている。

【０００６】

前者の例は受信から休止状態に切り替える際，局部拡散符号発生回路に固定周波数発振回路を接続し，その自走クロックで前記発生回路を駆動して位相差が大きくなるのを防止している。受信再開時には休止時間に見込まれる位相のずれ分だけ遅延させた局部拡散符号の位相を徐々に進行させながら，相関ピークを検出し再同期を図るものである。この考案では，休止期間には局部拡散符号生成回路が自走していることになり，この部分に対する電源切断は行なえない。

【０００７】

これに対し，後者の例では，次回起動するときの拡散符号発生手段の状態値をレジスタ手段に設定してタイマ手段を動作させるものである。タイマ手段のタイムアウトによって再起動するときに拡散符号発生手段をレジスタ手段に設定されている状態値から動作させるように構成した。この場合は，休止期間に拡散符号発生手段を含む受信回路の電源切断が可能となる。ただし，予測した状態値が再起動した時に正しいためには，休止期間を管理するタイマ手段の計時精度が重要である。例えば休止期間を数秒程度，符号のチップレートが数メガチップ毎秒であるとすると，１チップずれないためには数千万分の１程度の計時精度が要求されることになる。携帯電話で使われる基準発振器としては電圧制御型－温度補償水晶発振器（以下ＶＣ－ＴＣＸＯと略す）が有り，コスト条件から２．０ｐｐｍ程

度の絶対精度のものが選択されている。これに基地局からの受信信号を参照する周波数制御を行なうことで上記タイマ手段に要求される計時精度を得ることが可能である。即ち，後者の従来例においては，休止期間中ＶＣ－ＴＣＸＯのような高精度の発振回路を動作させる必要がある。

【０００８】

ＶＣ－ＴＣＸＯの消費電流は例えば１ｍＡ程度であり，これより精度が落ちる時計用ＩＣの数μＡに比較して大きい。

【０００９】

【発明が解決しようとする課題】

本発明が解決しようとする課題は，間欠受信の休止期間において，従来の考案では，それぞれ停止することが出来なかった逆拡散用符号発生手段や，タイマ手段の基準となる高精度の発振回路（例えばＶＣ－ＴＣＸＯ等）を停止させることにある。これによってＣＤＭＡ方式の移動通信端末の受信装置における平均消費電力の一層の低減を図るものである。

【００１０】

本発明は、上記の目的を達成するため、スペクトラム拡散信号を間欠的に受信する移動通信端末であって、前記スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、前記受信手段により受信されたスペクトラム拡散信号を復調する復調手段と、　第１の発振手段と、前記第１の発振手段で駆動され、前記受信手段が受信状態から休止状態に移行する場合に起動される第１のタイマ手段と、前記第１の発振手段よりも高精度かつ前記スペクトラム拡散信号のチップレートよりも高精度である第２の発振手段と、前記第２の発振手段で駆動され、前記受信手段が休止状態から受信状態に移行する場合に起動する第２のタイマ手段と、前記第１のタイマ手段および第２のタイマ手段によるカウントに応じて、前記受信状態および休止状態を制御する間欠受信制御手段と、前記第１のタイマ手段により生じた誤差を算出する時間算出手段と、を備え、前記間欠受信制御手段は、前記スペクトラム拡散信号を逆拡散するための逆拡散符号の同期を確立するように、前記算出手段による算出結果に基づいて前記復調手段による復調動作の再開を制御することを特徴とする。

【００１１】

【発明の実施の形態】

以下本発明の実施例を図を用いて説明する。図１は実施例の受信装置の構成を説明する図である。図１において１はＶＣ－ＴＣＸＯ，２は基準信号群生成部，３は受信部，４はモデム部，４０はレイク復調部，４１は多重分離部，４２はデスクランブラ部，４３は間欠受信制御手段，４４は高精度タイマ手段，４５は波形蓄積手段，４６はＰＮ符号位相算出手段，４７はショートコード用状態ベクトル算出手段，４８はロングコード用状態ベクトル算出手段，４９は受信時間算出手段，５０は水晶振動子，５１は低電力タイマ手段である。

【００１２】

本実施例では，特に高精度タイマ手段４４と，低電力タイマ手段５１の精度の異なる２つのタイマ手段を備えた点に特徴がある。ＶＣ－ＴＣＸＯ１は高安定度であり、さらに自動周波数制御（ＡＦＣ）端子からの制御により基地局周波数を参照して周波数校正が可能である。このＶＣ－ＴＣＸＯ１を基準信号として基準信号群生成部２が受信部３へ周波数変換用の局部発振信号を供給する。さらに基準信号群生成部は高精度タイマ手段４４への計数クロックを供給する。したがって前記高精度タイマ手段４４はＶＣ－ＴＣＸＯ１の精度で時間管理を実施することができる。一方，低電力タイマ手段５１は水晶振動子５０を発振源として，精度はＶＣ－ＴＣＸＯ１に劣るものの低電力で動作する特徴を持つ。

【００１３】

本実施例では低電力タイマ手段５１によって待ち受け時間のほとんどを占める受信休止期間を管理して省電力化を行い。休止期間は停止する高精度タイマ手段４４を用いてＰＮ符号同期を制御している。以下に詳細を示す。

【００１４】

先ず，通常の受信信号の経路を説明する。

【００１５】
本実施例では受信部３で基地局からの拡散信号を受信し，直交検波した拡散帯域のＩ．Ｑ信号をモデム部４に入力する構成を取る。モデム部４では，前記Ｉ，Ｑ信号をレイク復調４０へ入力して逆拡散とパスダイバーシチ受信を行なう。パスダイバーシチ受信とは，到着時刻の異なるマルチパス信号を逆拡散位相の違いで分離し，分離した複数のマルチパス信号をフィンガと呼ばれる複数の復調回路で復調し，複数の復調出力のスキューを調整して合成するものである。そしてレイク復調部４０のパス合成出力は多重分離部４１へ入力し，直交関数で多重された各チャネルの出力を分離する。そしてスクランブルが施されたトラフィックチャネル（ＴＣＨ）と，ページングチャネル（ＰａＣＨ）はデスクランブル部４２へ入力し，スクランブル以前の符号に復元する。

【００１６】
次に，間欠受信を行なうための特別な構成を説明する。

【００１７】
本実施例の各部の電源制御は間欠受信制御手段４３より出力する電源制御バスによって行なう。ＶＣ－ＴＣＸＯ１，基準信号群生成部２，受信部３の電源オン及びオフの制御とモデム部４のアクティブ及びスリープの制御が行なわれる。その制御タイミングは，前記２つのタイマ手段４４，及び５１が出力し，間欠受信制御手段４３が検出するオーバフロー信号によって管理される。また各タイマ手段４４，５１に対する計数動作の起動は間欠受信制御手段４３から出力する。高精度タイマ手段４４への起動信号には起動（ｄ）と起動（ｒ）の２種類が有り，低電力タイマ手段５１への起動信号には起動（ｓｌ）と起動（ｗｕ）の２種類があるものとする。

【００１８】
さらに間欠受信制御手段４３は受信再開時におけるＰＮ符号の再同期処理を制御する。再同期処理は波形蓄積手段４５，ＰＮ符号位相算出手段４６，ショートコード用ベクトル算出手段４７，ロングコード用状態ベクトル算出手段４８，受信時間算出手段４９を制御して行なう。

【００１９】
上記の各手段の接続関係は以下のようである。

【００２０】
前記波形蓄積手段４５は直交検波したＩ，Ｑ信号を入力し，間欠受信制御手段４３の指令するタイミングで前記Ｉ，Ｑ信号を蓄積する。蓄積したデータはＰＮ符号位相算出手段４６へ出力する。ＰＮ符号位相算出手段４６は後述する指示値ｉをショートコード用及びロングコード用ベクトル算出手段４７及び４８，受信時間算出手段４９へ出力する。ショートコード用状態ベクトル算出手段４７は算出した状態ベクトルＳ＿ｓｈｏｒｔ＿ｉ，Ｓ＿ｓｈｏｒｔ＿ｑを前記レイク復調部４０へ出力する。ロングコード用状態ベクトル算出手段４８は前記デスクランブル部４２から状態ベクトルＳ＿ｅｎｄを入力して，状態ベクトルＳ＿ｌｏｎｇを前記デスクランブル部４２へ出力する。また受信時間算出手段４９は算出した信号ｔ４を間欠受信制御手段４３へ出力する。間欠受信制御手段４３は，さらにＰＮ符号位相算出手段４６からの警報と前記レイク復調部４０からのショートコードロールオーバタイミングを入力し，またレイク復調部４０へのサーチ動作の起動信号（ｓ）を出力する。さらに，レイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブル部４２に対し，間欠受信モード時の復調動作の開始を指示するため，高精度タイマ手段４４からオーバフロー信号ＯＶ（ｄ）が接続している。

【００２１】
以上が本実施例の受信装置の構成である。次にその動作を説明する。

【００２２】
図２は間欠受信制御タイミングを説明する図である。

【００２３】
最上段にはＰＮショートコードロールオーバを，次段にはページングチャネルスロットを示す。ＰＮショートコードロールオーバは，ショートコードのシーケンスが１周する度に

出力するマーカで，ここでは２６．６６７ｍ秒周期に出力される。ページングチャネルスロットはＰＮショートコードロールオーバで３周期分となる８０ｍ秒のスロット長を有する。図では自局の割り当てスロットのみを示した。スロットモードにおける前記スロットの繰り返しサイクルは１．２８秒の２のベキ乗倍で規定される。このスロットモードに関しては，例えば米国特許の５，５９６，５７１号に詳しい開示がある。ここで重要なのは，スロットが基地局のＰＮショートコードロールオーバに同期して出力される点である。即ち，ショートコードに関し，基地局のＰＮ符号発生器の状態ベクトルはページングチャネルスロットの先頭で常に同値となる。本実施例の間欠受信制御は前記スロットサイクルに同期してｔ１～ｔ４で参照する４つの区間を繰り返すことになる。この４つの区間は低電力タイマ手段５１と高精度タイマ手段４４で管理する。ここでは本実施例の間欠受信制御タイミングを前記２つのタイマ手段５１，４４のオーバフロー信号（以下ＯＶ（・）として参照する。）に着目して説明する。

【００２４】

図２においてはＯＶ（・）の発生を立ち下がりで示す。タイマ手段５１，４４に対して起動が指令されると，該当するＯＶ（・）信号が立ち上がり，所定時間の計数が終了したとき立ち下がりオーバフロー信号ＯＶ（・）が発生するものとした。

【００２５】

先ず，間欠制御手段４３は受信状態を終了して休止状態の開始を低電力タイマ手段５１に対して起動（ｓｌ）で指令する。この休止状態の時間をｔ１とする。ｔ１時間経過後，オーバーフロー信号ＯＶ（ｓｌ）が間欠受信制御手段４３へ通知される。図２では，前記ＯＶ（ｓｌ）が発生した時点からの様子を示した。以下，受信再開時の関係を順に説明する。

【００２６】

前記ＯＶ（ｓｌ）を検出した間欠受信制御手段４３は，次にＶＣ－ＴＣＸＯ１等の立ち上がり期間ｔ２を計数する起動（ｗｕ）を低電力タイマ手段５１に指令する。ここで，低電力タイマ手段５１の計時精度が悪く，ｔ１及びｔ２にそれぞれ誤差τ１，τ２含むと仮定する。例えば計時精度が５０ｐｐｍとして２秒間計数すると基地局のチップレートが１．２２８８Ｍｃｐｓであるから約１２３チップ（５０ｐｐｍ×２×１．２２８８Ｍ）のずれが生じることになる。本実施例では休止状態ｔ１及び電源再立ち上げ時間ｔ２を低電力タイマ手段５１で管理するので，前記のチップのずれを毎回解消する必要がある。

【００２７】

さて前記ｔ２が経過し，オーバフロー信号ＯＶ（ｗｕ）を検出すると，前記間欠受信制御手段４３は，ＶＣ－ＴＣＸＯ１及び基準信号群生成部２が安定化したとして，先ず高精度タイマ手段４４を有効とする。同時に，符号位相再同期のための各算出時間を超えるｔ３を計数するように起動（ｄ）を出力する。そして高精度タイマ手段４４によりオーバフローＯＶ（ｄ）が出力されると，前記間欠受信制御手段４３はｔ３期間中に算出されたｔ４の時間を計数するように，起動（ｒ）を出力する。前記ｔ４はｔ３期間中に受信時間算出手段４９より間欠受信制御手段４３にフェッチした値である。なお，前記ｔ１，ｔ２，ｔ３は設計値として定める値であるが，前記ｔ４はｔ１とｔ２の変動を補償するため設定毎に変更される値である。図２の通りページングチャネルスロットに対してｔ１，ｔ２，ｔ３がスロット位置より先行し，ｔ４が前記スロットを含むような関係を維持するように調整される。このしくみの詳細は後述する。また高精度タイマ手段４４の基準であるＶＣ－ＴＣＸＯ１は小数点以下のｐｐｍ精度に校正されるため，単時間のｔ３及びｔ４の計時誤差はチップレートに対して無視できるとしている。

【００２８】

次に高精度タイマ手段４４がｔ４を計数してオーバフローＯＶ（ｒ）を出力すると，前記間欠受信制御手段４３は低電力タイマ手段５１へｔ１の計数を指令する起動（ｓｌ）を出力する。

【００２９】

以上の結果，一連の間欠受信制御タイミングｔ１～ｔ４が繰り返される。

【００３０】
以下，個々のオーバフロー信号によって起動される間欠受信制御動作の詳細について説明する。
【００３１】
図３はＯＶ（ｗｕ）を検出すると実行される動作のフローチャートである。
【００３２】
ＯＶ（ｗｕ）はＶＣ－ＴＣＸＯ１と基準信号群発生部２及び受信部３が立ち上がったことを保証する通知である。この通知よって，高精度タイマ手段４４へ起動（ｄ）を出力して時間ｔ３の計数を要求する（ステップｄ００）。次に波形蓄積手段４５によって，処理ブロック長分の，ここでは例えば６４チップ長さの受信信号波形データを蓄積する（ステップｄ０１）。蓄積した波形データはＰＮ符号位相算出手段４６で蓄積時の符号位相を算出するのに使用される。
【００３３】
先ず，ＯＶ（ｒ）（受信状態終了を示す）が発生した時刻から（ｔ１＋ｔ２）－（τ１＋τ２）経過後の位相ｉ－ｍをＰＮ符号位相算出手段４６の逆拡散符号の初期値位相としてセットする（ステップｄ０２）。
【００３４】
前記初期値位相から順次生成した逆拡散符号系列（ここでは６４チップ分）を用いて前記波形データに逆拡散演算を施し，そのエンベロープ値をリストに追加する（ステップｄ０３）。次に，逆拡散符号の位相初期値が時刻（ｔ１＋ｔ２）＋（τ１＋τ２）に対応するｉ＋ｍであるかを検査して（ステップｄ０４），ｉ＋ｍでなかったら逆拡散符号の位相初期値を１チップ分加算し前記ステップｄ０３に移行する（ステップｄ０５）。
【００３５】
ステップｄ０４でｉ＋ｍであったら，ステップｄ０６へ移行する。ステップｄ０６ではリストされたエンベロープ値から最大値を選択し，この最大値がリストの何番目にあるか指示値ｉを算出する。この指示値ｉがＰＮ符号位相算出手段４６から出力される。
【００３６】
ここで上記変数の関係を整理する。図４は変数の関係を説明する図である。最上段が時間の経過を示している。中段はＰＮ符号位相を示し，最下段はエンベロープ値を格納するリスト上の位置を示す。本来，低電力タイマ手段５１の計時誤差が０とすれば，受信信号の符号位相は経過時間の設計値ｔ１＋ｔ２だけ進行したものである。そこで本実施例に使用する水晶振動子５０の精度から予測される位相ずれ分の符号位相を端末側に用意する。例えば所望の位相を与えるＰＮ符号発生器の状態ベクトルを有限個用意することになる。前記ステップｄ０３～ｄ０５のループ操作は，状態ベクトルを図４中段のＰＮ符号位相を右方向へ掃引することになる。リスト指示値は誤差０の時刻ｔ１＋ｔ２の位置を中心値０として±ｍを最大値とするものである。ステップｄ０６によって図示したように実際の波形データの位相に合せて算出指示値ｉを出力する。
【００３７】
さて，図３の説明に戻る。なお，ステップｄ０６では最大値が複数あった場合には絶対値の小さい指示値を選択する。次に本実施例では算出したＰＮ符号位相の信頼度を検査する。
【００３８】
逆拡散したエンベロープの最大値が所定のしきい値以上であるかを判定する（ステップｄ０７）。しきい値未満の場合，間欠受信制御を解除し（ステップｄ０８），レイク復調部４０に対するサーチ動作の開始を要求する起動（ｓ）を出力する（ステップｄ０９）。そして本実施例はサーチモード（ｄ１０）へ移行する。しきい値以上であった場合，指示値ｉよりＯＶ（ｗｕ）時刻からｔ３経過後のロングコード及びショートコードの状態ベクトルさらに必要な受信時間ｔ４の算出を行ない（ステップｄ１１），ＯＶ（ｗｕ）を検出すると実行される処理を終了する（ｄ１２）。ステップｄ１１に行われる算出処理については後に詳しく述べる。

【００３９】
次に図５により，ＯＶ（ｄ）を検出すると実行される動作を説明する。ＯＶ（ｄ）は，ｔ３の経過によって出力する。間欠受信制御手段４３はＯＶ（ｄ）を検出すると，高精度タイマ手段４４へｔ４時間の計数を指令する起動（ｒ）を出力する。またＯＶ（ｄ）信号は，レイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブル部４２に対して復調動作の開始を指示する。この時レイク復調部４０で用いるショートコードＰＮ符号発生器はｔ３期間で算出した状態ベクトル値から開始する。デスクランブラ部４２のロングコード用ＰＮ符号発生器についても前記ｔ３期間で算出したロングコード状態ベクトル値から開始する。
【００４０】
次に図６によりＯＶ（ｒ）を検出すると実行される動作を説明する。
【００４１】
ＯＶ（ｒ）は受信期間ｔ４の経過によって出力される。間欠受信制御手段４３はＯＶ（ｒ）を検出すると，デスクランブル部４２から現在のロングコード用ＰＮ発生器の状態ベクトル値（Ｓ＿ｅｎｄ）を読込む（ステップｓｌ００）。これは次回受信再開時の状態ベクトルを算出するときに使用するものである。次にＶＣ－ＴＣＸＯ１，基準信号群生成部２，受信部３の電源をオフする（ステップｓｌ０１）。そして低電力タイマ手段５１へ休止期間ｔ１を計数するように起動（ｓｌ）を出力し（ステップｓｌ０２），自身を含むモデム部４をスリープモードに設定（ステップｓｌ０３）して処理を終了する。
【００４２】
次に図７によりＯＶ（ｓｌ）を検出すると実行される動作を説明する。間欠受信制御手段４３はスリープモードにあってもＯＶ（ｓｌ）を検出すると，モデム部４をスリープ状態から解除する（ステップｗｕ００）。ただし，レイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブル部４２は復調動作を再開しない，再開するのは前述の通りＯＶ（ｄ）の出力によってである。次にＶＣ－ＴＣＸＯ１，基準信号群生成部２，受信部３の電源をオンする（ステップｗｕ０１）。次に立ち上げた各部の状態が安定する時間を確保するため，前記低電力タイマ手段５１へｔ２時間の計数を指示する起動（ｗｕ）を出力して（ステップｗｕ０２），処理を終了する。以上が間欠受信制御タイミングに関連した動作である。
【００４３】
次に本実施例の状態ベクトルと受信時間の算出のしくみについて説明する。先ず状態ベクトルについて示す。図８はＰＮ符号発生器の基本要素である線形回帰シフトレジスタの構造を説明する図である。線形回帰シフトレジスタの一例は，レジスタの段間に排他的論理和ゲートが挿入された構造を持つ。最大遅延出力が前記排他的論理和ゲート及び初段レジスタに帰還される構造で，排他的論理和ゲートの挿入位置は発生する系列の特性多項式よって定まる。ｎ次の特性多項式によって発生する系列の周期は２のｎ乗－１である。ショートコードは１周期の系列でユニークに出現する１４個の連続する０を検出した際，１個の０を出力に挿入した系列で，周期が２の１５乗である。図８に示した線形回帰シフトレジスタのレジスタの段数を１５段として，０挿入回路を追加することで構成出来る（図示せず）。このレジスタの値を列ベクトルとしたものを状態ベクトルとする。本実施例の受信装置に用いるＰＮ符号発生器の状態ベクトルは図８に示したようにロード入力により任意に設定可能とする。
【００４４】
次に図９によりスクランブル及びデスクランブルで使用されるロングコード用ＰＮ符号発生器の構造を説明する。図９において，Ｌ１は線形回帰４２段シフトレジスタ，Ｌ２は４２個の２入力論理積アレイ，Ｌ３は４２入力のモジュロ２加算器である。線形回帰４２段シフトレジスタＬ１はロード入力により状態を任意に設定可能である。ロングコード用ＰＮ符号は前記線形回帰４２段シフトレジスタの状態ベクトルとロングコードマスクビットと呼ばれるビット列との間で各段毎の論理積演算を行い，その４２個の出力をモジュロ２で加算した系列である。ロングコード出力は前記モジュロ２加算器Ｌ３より出力される。ロングコードマスクビットの設定により線形回帰シフトレジスタの出力系列を時間シフトする機能がある。

【００４５】
図９の構造では符号の周期は２の４２乗となりショートコードに比べて格段に長い。
【００４６】
さて，図８や図９の線形回帰レジスタの状態遷移は図１０に示すような遷移行列Ｔで表すことができる。Ｔは図８の構造を反映したもので，特性方程式の係数列ベクトルと単位時間シフト操作を行なう対角要素が重要で，他の部分は０となる。ある状態（甲）からｊステップ遷移した状態（乙）を算出するためにはＴをｊ乗した行列を状態（甲）の列ベクトルに掛け算すれば良い。ショートコードでは周期が２の１５乗となるような０挿入によって調整が必要となる。しかし，ロングコードは用意する行列が４２×４２のものとなるが，そのまま算出することが可能である。本実施例の場合はＰＮ符号算出手段４６が算出する指示値ｉによって使用する行列を指定する。低電力タイマ手段５１の計時精度のずれ幅分の行列を予め計算して用意して置けば良い。
【００４７】
次に受信時間ｔ４であるが，先ず標準値を定め，　ＰＮ符号位相算出手段４６の出力する指示値ｉで前記標準値を補正することで算出する。標準値は受信スロットを全て受信した後，その復調及びデコード処理を全て終了するため遅延時間を含んだものを定義する。低電力タイマ手段５１及び高精度タイマ手段４４の計時誤差が０であるとすれば，
標準値＝スロットサイクル周期－ｔ１－ｔ２－ｔ３
として定義する。前記指示値ｉによって，前記タイマ手段５１によるｔ１＋ｔ２が設計値より短縮していたとすれば，ｔ４を相当量延長するように補正を行なう。この補正計算は，受信時間算出手段４９によって行なう。この結果，ｔ４の経過によるオーバフローＯＶ（ｒ）の出力タイミングと基地局からのページングチャネルスロットの終了時間との時間差が一定になる。ページングチャネルスロットはＰＮショートコードロールオーバに同期しているから，前記ＯＶ（ｒ）の出力時点のショートコードの状態ベクトルは一定値となり，予め求めることができる。以下この既知のＩ信号用の状態ベクトルをＳ＿ｉ，Ｑ信号用の状態ベクトルをＳ＿ｑの記号で参照する。
【００４８】
ここで図１１により指示値ｉに基づく各算出値の関係を整理して置く。
【００４９】
図１１の最上段はｔ１，ｔ２，ｔ３の計時誤差０の理想状態を表すものである。この時のｔ４が標準値となる。またスロットサイクルを２．５６秒とする。上位から２段目は低電力タイマ手段５１によるｔ１，ｔ２の計数の実際例を示し，３段目が高精度タイマ手段４４による計数の実際例を示す。図１１では低電力タイマ手段５１によるｔ１，ｔ２期間が短く，高精度タイマ手段４４によるｔ３の計数開始が理想状態より早く，ｔ４が相当分延長している様子を示す。図示したようにＰＮ符号位相算出手段４６による指示値ｉを，ｉ＝－ｋとすると，受信時間算出手段４９によるｔ４はｔ４＝標準値＋ｋと算出される。図１１には，さらにデスクランブラ部４２のロングコード用ＰＮ符号発生器の状態ベクトル値と，レイク復調部４０のショートコード用ＰＮ符号発生器の状態ベクトル値を示す。図１１の最下段には時間流れを示す。着目するのは最初のｔ４経過時点のａ，高精度タイマ手段４４によるｔ３経過時点のｂ，及びｔ４経過時点のｃである。時点ａにおけるデスクランブラ部４２の状態ベクトルをＳ＿ｅｎｄ（ｔｎ）で表す。またレイク復調部４０の状態ベクトルは，時点ａでは前述の通り一定値Ｓ＿ｉ，Ｓ＿ｑである。
【００５０】
さて，本実施例ではｔ３の期間内に指示値ｉ＝－ｋから，時点ｂでのロングコード用状態ベクトルＳ＿ｌｏｎｇとショートコード用状態状態ベクトルＳ＿ｓｈｏｒｔ＿ｉ，Ｓ＿ｓｈｏｒｔ＿ｑを，ロングコード用状態ベクトル算出手段４８と，ショートコード用状態ベクトル算出手段４７にて算出する。ここで，ロングコード用遷移行列をＴＬ（・）で，ショートコード用遷移行列をＴＳｉ（・），ＴＳｑ（・）として表し，（・）内の時間経過に対応した遷移行列を表すとすると，
【００５１】

【数１】

$$S_long = TL(t1+t2+t3-k) \cdot S_end(tn) \quad \cdots(数\ 1)$$

【００５２】
【数２】

$$S_short_i = TSi(t1+t2+t3-k) \cdot S_i \quad \cdots(数\ 2)$$

【００５３】
【数３】

$$S_short_q = TSq(t1+t2+t3-k) \cdot S_q \quad \cdots(数\ 3)$$

【００５４】
で計算により求めることができる。
【００５５】
この算出した状態ベクトルを使用して，時点ｂより復調動作を開始する。そして時点ｃでのデスクランブラ部４２の状態ベクトルはＳ＿ｅｎｄ（ｔｎ）からスロットサイクル時間だけ経過した値であり，レイク復調部４０の状態ベクトルは再びＳ＿ｉ，Ｓ＿ｑとなる。
【００５６】
図１１に対応した，本実施例の受信装置における電源制御の様子を図１２に示す。これまでに説明してきたようにＶＣ－ＴＣＸＯ１，基準信号生成部２，受信部３に対する電源はｔ１期間オフしｔ２，ｔ３，ｔ４の期間オンする。またレイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブラ部４２の動作はｔ１，ｔ２，ｔ３の期間停止し，ｔ４でのみ復調動作を行なうものである。時間率の大部分を休止状態であるｔ１期間に割り当てることで，このｔ１期間は低電力タイマ手段５１が動作しているだけであり受信装置の平均消費電力を低減できる。
【００５７】
次にレイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブラ部４２の内部構成を図１３を用いて説明する。図１３において４００はサーチ回路，４０１，４０３，４０５，４０７はショートコード用ＰＮ符号発生器，４０２，４０４，４０６はフィンガ回路，４０９は合成部，４２０は排他的論理和ゲート，４２１は図９に示した内部構造を持つロングコード用ＰＮ符号発生器，４２２はデータセレクタである。レイク復調部４０に入力したＩ，Ｑ信号はサーチ回路４００，フィンガ回路４０２，４０４，４０６に接続される。サーチ回路４００はショートコード用ＰＮ符号生成器４０１を内蔵して，マルチパス信号を探索して，各パスの符号位相情報をフィンガ回路４０２，４０４，４０６へ出力する。フィンガ回路４０２，４０４，４０６はそれぞれ，専用のＰＮ符号発生回路４０３，４０５，４０

７を内蔵して，各パスに独立にトラッキングして，復調を行なう。合成部４０９は各フィンガ回路４０２，４０４，４０６の復調出力のスキューを合成してパス合成ダイバーシチを実施し，多重分離部４１へ出力する。多重分離部４１から出力されたトラフィックチャネル（ＴＣＨ）あるいはページングチャネル（ＰａＣＨ）は，排他的論理和ゲート４２０において，ロングコード用ＰＮ符号生成器４２１が出力するロングコードによってデスクランブルされる。上記通常受信の構成に加えて，本実施例では，さらに間欠受信のため，以下の接続が追加される。

【００５８】

間欠受信制御手段４３からのサーチ起動（ｓ）をサーチ回路４００に入力し，フィンガ回路４０２に内蔵するショートコード用ＰＮ符号発生器４０３へ，Ｓ＿ｓｈｏｒｔ＿ｉとＳ＿ｓｈｏｒｔ＿ｑを状態ベクトルのロード値として入力する。また同フィンガ４０２からショートコードロールオーバタイミングを間欠受信制御手段４３へ出力する。間欠受信制御手段４３は連続受信中，このショートコードロールオーバタイミングを入力して，連続状態から，間欠受信状態に遷移する基準に用いるものである。また前記フィンガ回路４０２が間欠受信時，算出された状態ベクトルを用いて復調を開始する。

【００５９】

一方，ロングコード用ＰＮ符号発生器４２１の状態ベクトルはデータセレクタ４２２を介し設定される。通常は同期チャネル（ＳＣＨ）を解読して設定値を算出するが，間欠受信時は，ロングコード用状態ベクトル算出手段４８が出力するＳ＿ｌｏｎｇを選択するようにデータセレクタ４２２が切り替わる。またロングコード状態ベクトルの値はＳ＿ｅｎｄとして出力する。

【００６０】

以上のレイク復調部４０，多重分離部４１，デスクランブル部４２の内部構成により間欠受信制御に対応した復調動作が実施される。

【００６１】

以上，本実施例によれば，休止状態中に受信部３，モデム部４だけでなく高精度の基準発振手段であるＶＣ－ＴＣＸＯ１を停止することが可能となった。これは精度の劣る低電力タイマ手段５１を用いて大まかに休止状態を管理しても，受信再開時に予測された位相ずれの範囲で数値計算により符号位相を算出し，新たに起動した高精度タイマ手段４４によって復調を開始するときの状態ベクトルを設定できるためである。なお，位相のずれを予測した範囲内に限定できるのは，ページングチャネルスロットを含む受信時間をスロットサイクル毎に調整して，休止状態を計時したときの誤差を補償するようにしたためである。また，符号位相の算出結果の信頼度を評価し，伝播路状況によって信頼度が低下した時は直ちにサーチ動作を起動するので，常態への復帰が迅速に行われる効果がある。

【００６２】

最後に本発明の基本原理を整理しておく，図１５は本発明の基本原理を説明する構成図である。同図において３Ｄは無線信号を受信し，直交検波されたＩ，Ｑ信号を出力する受信部，４Ｄはレイク復調，多重分離，デスクランブル処理を行なう復調部，４３Ｄが間欠受信制御手段となる。５１Ｄが第１のタイマ手段，４４ａが第２のタイマ手段，４４ｂが第３のタイマ手段である。また４７８が状態ベクトル算出手段である。その他図１と同等の部分には同じ符号を付した。また，波形蓄積手段４５，ＰＮ符号位相算出手段４６，受信時間算出手段４９，状態ベクトル算出手段４７８は，間欠受信制御手段４３Ｄの制御下で動作するものである。ただし図１５では制御信号を省略して図示していない。

【００６３】

受信部3DのI,Q信号出力は復調部4Dと波形蓄積手段45へ接続する。前記復調部4DはI,Q信号を復調して受信データを得る。復調部4Dは図示しない逆拡散用のPN符号発生器の状態ベクトルを外部から設定できる。前記受信部3Dの電源オン／オフ，及び前記復調部4Dの復調動作／停止の制御はそれぞれ独立して間欠受信制御手段43Dからの信号で行なう。さて本発明では間欠受信の動作タイミングを制御するため低電力，低精度であり，休止時間を管理する第1のタイマ手段51Dと，高精度で復調再起動時間を管理する第2のタイマ手段44a，同

じく復調継続時間を管理する44bの少なくとも３つのタイマ手段を間欠受信制御手段43Dに接続する。休止時間を管理している第1のタイマ手段が動作中は，復調部4D，第2，第3のタイマ手段を停止させ，休止期間の消費電力を低減する。第1のタイマ手段により休止期間が終了した事を検出した間欠受信制御手段43Dは，前記第2のタイマ手段44bを利用して復調動作を再開させる。このときPN符号同期を復調部4Dで再同期する必要があり，前記波形蓄積手段45とPN符号位相算出手段46及び状態ベクトル算出手段478が用いられる。PN符号位相算出手段46は，波形蓄積手段45が第2のタイマ手段の起動と同時に取得した処理ブロック長の波形データを用いて，その符号位相を算出する。この結果を元に第2のタイマ手段の計時終了時刻の状態ベクトルを状態ベクトル算出手段478で算出する。間欠受信制御手段43Dは，求めた状態ベクトルを復調部4Dに設定して，第2のタイマ手段の計時終了と同時に復調部4Dの復調動作を再開させる。また休止期間の時間的な変動を補償するため，復調継続時間を調整する。これはPN位相算出手段46の結果を元に，休止期間が設計値よりどの位短縮もしくは延長したかを検出して，相当量を所定の復調継続時間に加減する。この演算は受信時間算出手段49で前記第2のタイマが計時動作中に行われる。ここで求めた，継続時間長さ情報が間欠受信制御手段を経由して第３のタイマ手段44bに設定される。間欠受信制御手段43Dは第3のタイマで管理する復調継続時間が終了すると，再び前記第1タイマ手段を起動して休止状態に移行する。以上が本発明の基本原理である。

本発明は，従来，CDMA方式の間欠受信において必要とされた，逆拡散用符号発生手段の休止期間中の自走動作，あるいは休止期間を管理する高精度の発振回路を不要とした。

本発明は休止期間を精度の劣るタイマ手段で管理する。受信再開時には，受信信号のPN符号位相を算出し，この算出値を元に所定時刻後のPN符号発生器の状態ベクトルを設定し，新たに起動した高精度のタイマ手段により前記所定時刻の経過を管理し，再同期を行なう。さらに前記状態ベクトルを短時間で求めるために，本発明は，休止期間の変動に対し前記算出値を元に受信時間を毎回調整して，受信再開時の符号位相ずれを予測する範囲内に限定している。

以上の結果，間欠受信の休止期間は，前記精度の劣るタイマ手段を除く受信系回路及び移動通信端末で用いる高精度の基準発振回路を停止することが可能となった。

計時精度の劣るタイマ手段には低電力なデバイスが選択できるため，間欠受信時の休止期間の消費電力の一層の低減を図ることができる。

【００６４】

【発明の効果】

本発明によれば、CDMA方式の移動通信端末における消費電力の低減を図ることが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施例の受信装置の構成を説明する図

【図２】間欠受信制御タイミングを説明する図

【図３】ＯＶ（ｗｕ）を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図４】変数の関係を説明する図

【図５】ＯＶ（ｄ）を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図６】ＯＶ（ｒ）を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図７】ＯＶ（ｓｌ）を検出すると実行される動作のフローチャート図

【図８】線形回帰シフトレジスタの構造を説明する図（ショートコード用１５段）

【図９】ロングコード用ＰＮ符号生成器の構造を説明する

【図１０】線形回帰シフトレジスタをを遷移行列で表現した一例（図１１の構造に対応）

【図１１】指示値ｉに基づく各算出値の関係を説明する図

【図１２】本発明の実施例の受信装置における電源制御の様子を説明する図

【図１３】レイク復調部４０及びデスクランブル部４２の内部構成を説明する図

【図１４】基地局の送信部の構成を説明する図

【図１５】本発明の基本原理を説明する構成図

【符号の説明】

１…ＶＣ－ＴＣＸＯ，
２…基準信号群生成部，
３，３Ｄ…受信部，
４…モデム部，
４Ｄ…復調部
４０…レイク復調部，
４１…多重分離部，
４２…デスクランブラ部，
４３，４３Ｄ…間欠受信制御手段，
４４…高精度タイマ手段，
４４ａ…第２のタイマ手段
４４ｂ…第３のタイマ手段
４５…波形蓄積手段，
４６…ＰＮ符号位相算出手段，
４７…ショートコード用状態ベクトル算出手段，
４８…ロングコード用状態ベクトル算出手段，
４７８…状態ベクトル算出手段
４９…受信時間算出手段，
５０…水晶振動子，
５１…低電力タイマ手段
５１Ｄ…第１のタイマ手段
４００…サーチ回路，
４０１，４０３，４０５，４０７…ショートコード用ＰＮ符号発生器，
４０２，４０４，４０６…フィンガ回路，
４０９…合成部，
４２０…排他的論理和ゲート，
４２１…ロングコード用ＰＮ符号発生器，
４２２…データセレクタ
Ｌ１…線形回帰４２段シフトレジスタ，
Ｌ２…２入力論理積アレイ，
Ｌ３…モジュロ２加算器

【図１】

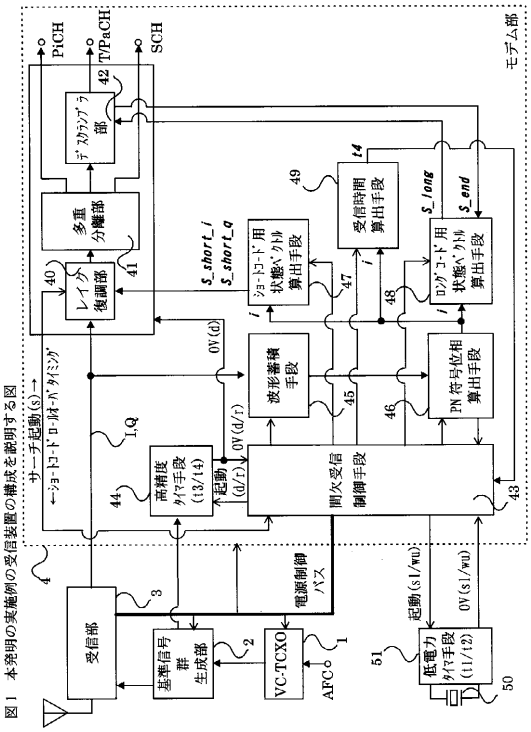


図１ 本発明の実施例の受信装置の構成を説明する図

【図２】

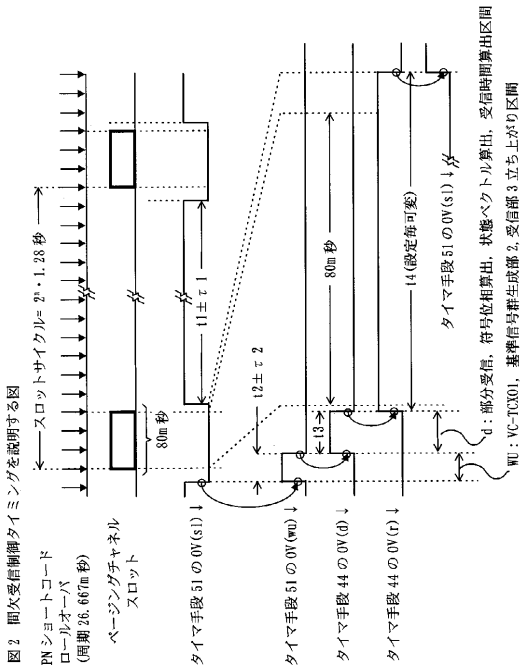
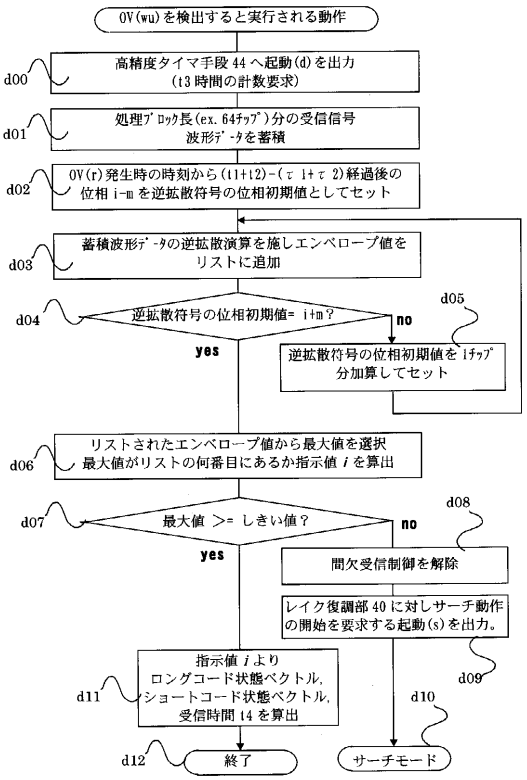


図２ 間欠受信制御タイミングを説明する図

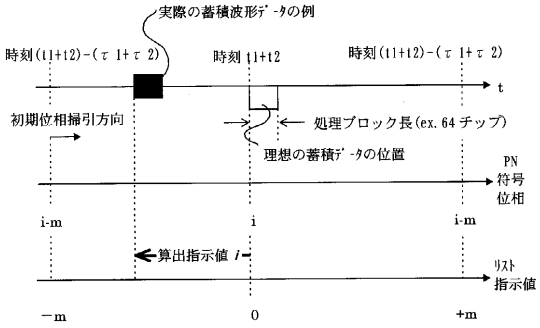
【図３】

図３ OV(wu)を検出すると実行される動作のフローチャート図



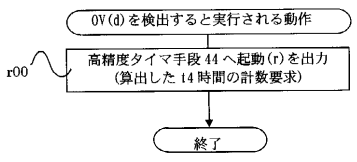
【図４】

図４ 変数の関係を説明する図



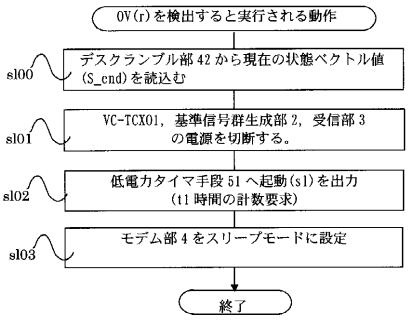
【図５】

図５ OV(d)を検出すると実行される動作のフローチャート図



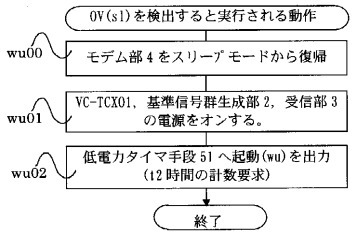
【図６】

図６　OV(r)を検出すると実行される動作のフローチャート図



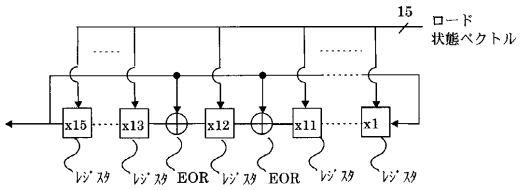
【図７】

図７　OV(sl)を検出すると実行される動作のフローチャート図



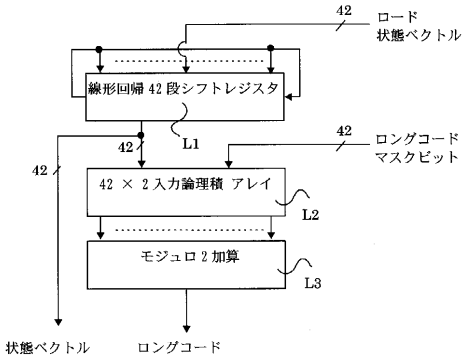
【図８】

図８　線形回帰シフトレジスタの構造を説明する図(ショートコード用15段)



【図９】

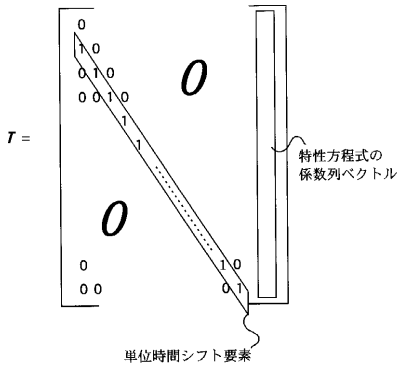
図９　ロングコード用PN符号発生器の構造を説明する図



【図１０】

図10　線形回帰シフトレジスタを遷移行列で表現した一例
(図8の構造に対応)

ショートコード時：15×15 マトリクス



【図１１】

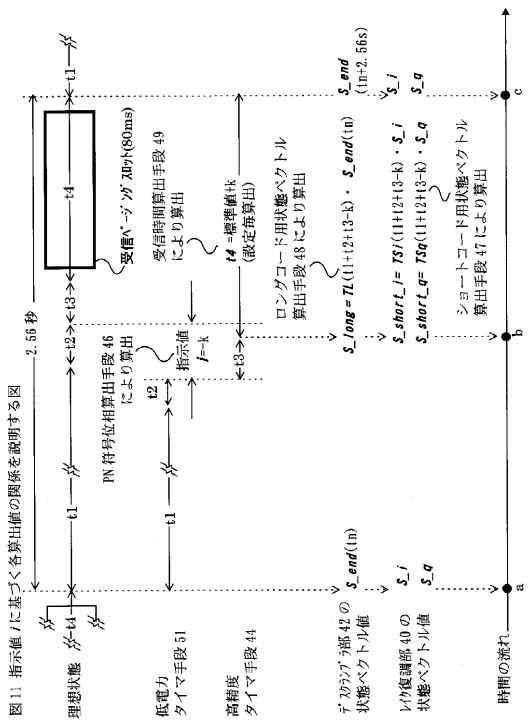


図11　指示値 j に基づく各算出値の関係を説明する図

【図１２】

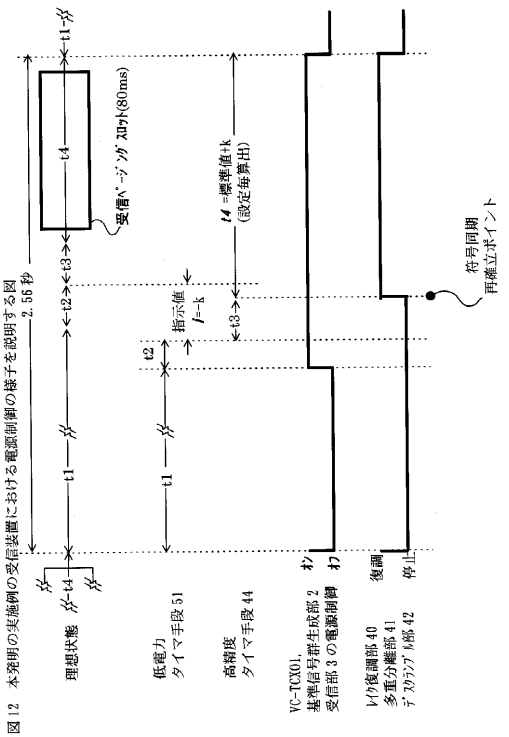


図 12 本発明の実施例の受信装置における電源制御の様子を説明する図

【図１３】

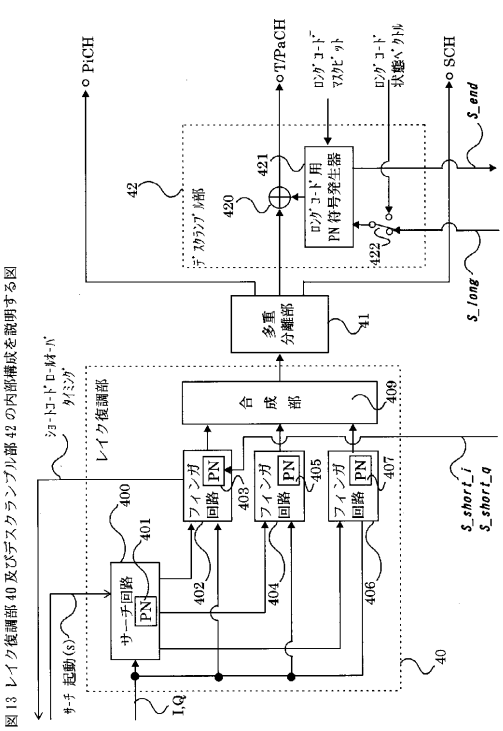


図 13 レイク復調部 40 及びデスクランブル部 42 の内部構成を説明する図

【図１４】

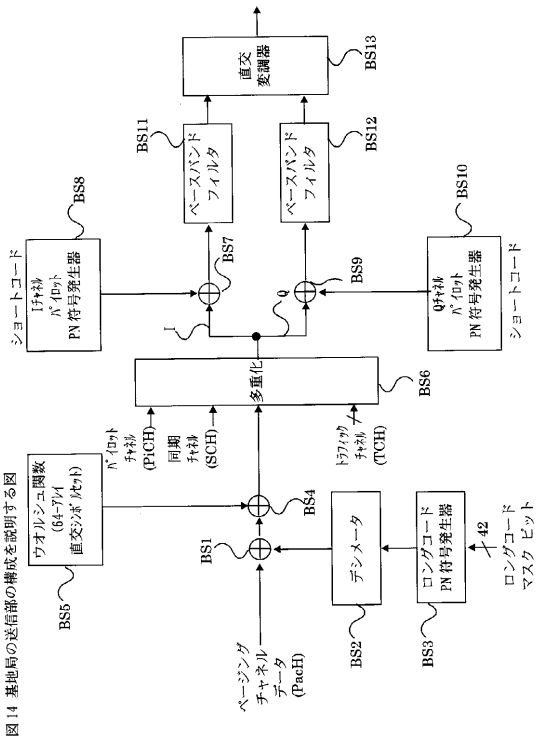


図 14 基地局の送信部の構成を説明する図

【図１５】

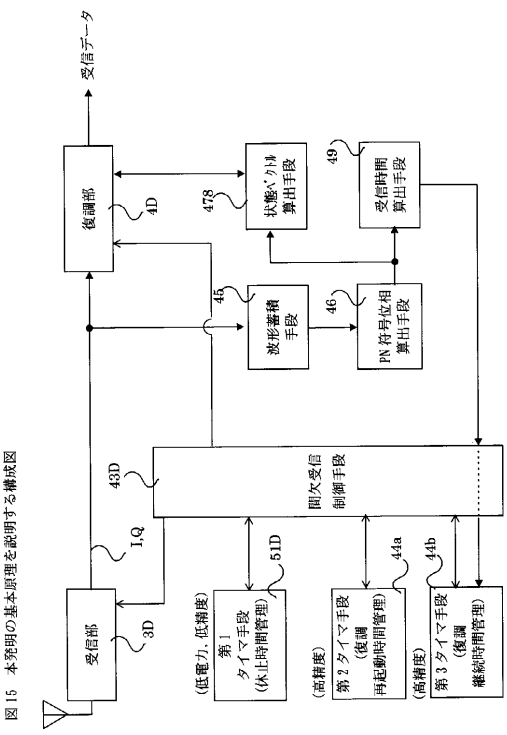


図 15 本発明の基本原理を説明する構成図

フロントページの続き

(72)発明者　江口　利哉
神奈川県横浜市戸塚区吉田町２９２番地株式会社日立製作所家電・情報メディア事業本部内

審査官　土居　仁士

(56)参考文献　特開平１０－２５６９８４（ＪＰ，Ａ）
特開平１０－１９０５６８（ＪＰ，Ａ）
特開平９－２３３０２０（ＪＰ，Ａ）
特開平８－２５１６５６（ＪＰ，Ａ）
特開平８－３０７３０４（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－２７１８０（ＪＰ，Ａ）
特開平８－３２１８０４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.^{7}，ＤＢ名)
H04J 13/00 - 13/06
H04B 1/69 - 1/713
H04B 7/26