

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3837570号  
(P3837570)

(45) 発行日 平成18年10月25日(2006.10.25)

(24) 登録日 平成18年8月11日(2006.8.11)

(51) Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)

F I

H04J 13/00

D

請求項の数 6 (全 38 頁)

(21) 出願番号 特願2004-62641 (P2004-62641)  
 (22) 出願日 平成16年3月5日(2004.3.5)  
 (65) 公開番号 特開2005-252837 (P2005-252837A)  
 (43) 公開日 平成17年9月15日(2005.9.15)  
 審査請求日 平成16年3月5日(2004.3.5)

(73) 特許権者 504143441  
 国立大学法人 奈良先端科学技術大学院大  
 学  
 奈良県生駒市高山町8916-5  
 (74) 代理人 100072051  
 弁理士 杉村 興作  
 (74) 代理人 100100125  
 弁理士 高見 和明  
 (74) 代理人 100101096  
 弁理士 徳永 博  
 (74) 代理人 100107227  
 弁理士 藤谷 史朗  
 (74) 代理人 100114292  
 弁理士 来間 清志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 符号分割多重化移動通信方式と端末局及び基地局

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

アップリンクにおいて、長さが互いに素の3つの要素符号X、Y及びZから構成された複合符号

【数1】

$$W=X\oplus(Y\cdot Z)$$

を同期符号として使用し、

【数2】

$$W=X\oplus(Y\oplus Z)$$

を拡散符号として使用することを特徴とする符号分割多重化移動通信方式。

【請求項2】

請求項1に記載の符号分割多重化移動通信方式において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルを、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高くすることを特徴とする符号分割多重化移動通信方式。

【請求項3】

請求項1に記載の符号分割多重化移動通信方式の端末局であって、長さが互いに素の3

つの要素符号 X、Y 及び Z を発生する手段と、複合符号〔数 1〕を形成する手段と、複合符号〔数 2〕を形成する手段とを具え、アップリンクにおいて、複合符号 W を同期符号として使用し、複合符号 W' を拡散符号として使用することを特徴とする端末局。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の端末局において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルを、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高くすることを特徴とする端末局。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の符号分割多重化移動通信方式の基地局であって、長さが互いに素の 3 つの要素符号 X、Y 及び Z を発生する手段と、複合符号〔数 1〕を形成する手段と、複合符号〔数 2〕を形成する手段とを具え、アップリンクにおいて、前記複合符号の一方を同期符号として使用し、他方を拡散符号として使用し、前記 2 つの複合符号間の切り替えをこれらの間の相関値の変化によって検出する手段をさらに具えることを特徴とする基地局。

10

【請求項 6】

請求項 5 に記載の基地局において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルが、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高いことを特徴とする基地局。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、符号分割多重化移動通信方式及と端末局及び基地局に関する。

20

【背景技術】

【0002】

従来、符号分割多重化 (CDMA) 移動通信方式におけるアップリンク (端末局から基地局への上り) の信号拡散方式には大別して 2 つあり、1 つはチャンネルごとに相関の少ない別々の符号を割り当てる方式であり、チャンネル数だけの符号を必要とする。

【0003】

もう 1 つは、地上系移動通信方式のアップリンクの信号拡散方式で、ロングコードと呼ばれる非常に長い 1 つの同じ擬似雑音 (pseudo noise: PN) 符号 (本明細書ではすべて M 系列を示す) をすべてのチャンネルに割り当てて使う方式がある。これは、PN 符号の自己相関特性が同相のとき以外は非常に小さい性質を利用し、端末局からの受信波の位相が互いに異なるようにして信号分離 (チャンネルライゼーション) を行うものである。この方式は、全チャンネルに割り当てる符号が 1 つで済むことを特徴としている。受信側では、各チャンネルごとに PN 符号のフレーム同期を取る必要があるが、地上系移動通信システムのようにセルが小さいときは、距離の差による PN 符号の受信位相差も少なく、位相既知の共通チャネルを用いることにより、同期位相の推定が容易である。このため、PN 符号の同期時間は短くて済む。例えば、チップレート 3.84 Mcps でセルの直径が 3 km とすると、受信信号の距離による位相不確定誤差は、予め決められた位相誤差を除くと 40 チップ以内である。

30

【0004】

しかし、CDMA 方式を低トラヒック地域などの大セルシステムに用いる場合や、衛星通信 (静止又は周回衛星) などに利用する場合は、基地局と端末間の距離の分布が格段に大きくなり、その結果、拡散 PN 符号の受信位相の分布も大きくなる。例えば、周回衛星ではその差は数百キロメートルにもなり、静止衛星では衛星のドリフトを考慮すると受信波の位相は予知できなくなる。さらに、通常の地上移動通信においても、将来高速化した場合、位相誤差チップ数は増大する。したがって、このようなケースでは、PN 符号の同期のためには全周期又は相当な部分に渡る位相の一致不一致の確認が必要となり、従来方式では、その同期に長大な時間を要するという問題が発生する。

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

50

本発明は、アップリンクの拡散符号の特性を改善した符号分割多重化移動通信方式と端末局及び基地局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】

【0006】

請求項1に記載の発明は、アップリンクにおいて、長さが互いに素の3つの要素符号X、Y及びZから構成された複合符号

【数1】

$$W=X\oplus(Y\cdot Z)$$

10

を同期符号として使用し、

【数2】

$$W=X\oplus(Y\oplus Z)$$

を拡散符号として使用することを特徴とする符号分割多重化移動通信方式である。

【0007】

請求項3に記載の発明は、請求項1に記載の符号分割多重化移動通信方式において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルを、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高くすることを特徴とする符号分割多重化移動通信方式である。

20

【0008】

請求項3に記載の発明は、請求項1に記載の符号分割多重化移動通信方式の端末局であって、長さが互いに素の3つの要素符号X、Y及びZを発生する手段と、複合符号〔数1〕を形成する手段と、複合符号〔数2〕を形成する手段とを具え、アップリンクにおいて、複合符号Wを同期符号として使用し、複合符号W'を拡散符号として使用することを特徴とする端末局である。

【0009】

請求項4に記載の発明は、請求項3に記載の端末局において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルを、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高くすることを特徴とする端末局である。

30

【0010】

請求項5に記載の発明は、請求項1に記載の符号分割多重化移動通信方式の基地局であって、長さが互いに素の3つの要素符号X、Y及びZを発生する手段と、複合符号〔数1〕を形成する手段と、複合符号〔数2〕を形成する手段とを具え、アップリンクにおいて、前記複合符号の一方を同期符号として使用し、他方を拡散符号として使用し、前記2つの複合符号間の切り替えをこれらの間の相関値の変化によって検出する手段をさらに具えることを特徴とする基地局である。

【0011】

請求項6に記載の発明は、請求項5に記載の基地局において、前記同期符号に関する部分の信号送信レベルが、前記拡散符号に関する部分の信号送信レベルより高いことを特徴とする基地局である。

40

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、同じ要素符号から互いに異なる演算によって形成された2つの複合符号の一方を低C/N時の高速同期符号として用い、他方を拡散符号として用いることにより、同期特性と干渉特性を同時に満たすことが可能になる。また、本発明による方式では、初期アクセス時に基地局側でアップリンクの位相情報がなくても短時間で初期捕捉が可能であり、かつ要素符号の1つを適当な周期に選ぶことで従来方式におけるショートコードの助けを借りずにフレームタイミングを作成することも可能である。さらに、複合符号としての周期は十分長くできるので、多数ユーザに対するチャネライゼーションとしても

50

ロングコードに匹敵する設計が可能である。また、プリアンブル部の信号送信レベルを、分散用符号の部分の信号送信レベルに対して上げることによって、同期符号の受信  $S/N$  が高くなり、その分位相掃引速度（サーチ速度）を速めることが可能である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

複合符号は、互いに周期の異なる複数の符号（要素符号）をある演算で組み合わせた符号であり、各要素符号の長さに共通因数が含まれない場合、合成された符号の長さは各々の長さの積になる。一方、そのときの符号同期のための位相スライドの所要回数は、最大でも各要素符号の長さの和になる。例えば、要素符号として3つのPN符号  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  を考え、これらの長さを  $L$ 、 $M$ 、 $N$ （互いに素）とすると、複合符号の長さ  $P$  は  $P = L \times M \times N$  となるが、このときの同期確立に要する位相スライド回数は最大  $L + M + N$  となる。ところで、単一のPN符号を用いると、その回数は  $P$  すなわち  $L \times M \times N$  であるから、 $L$ 、 $M$ 、 $N$  の値が大きい場合、その短縮度は非常に大であることがわかる。複合符号の同期は、各要素符号の同期状態によって異なって現れる要素符号相関値を利用して行うが、TDMAのアクジションやCDMA移動通信における信号逆拡散のように  $C/N$  が非常に低いシステムに適用する場合には要素符号相関値の誤りが発生し、上記のように原理どおりの同期時間短縮効果が得られない可能性がある。ここで、同期用複合符号の同期状態によって取る相関値を部分相関値と呼ぶことがあるが、本明細書では被拡散信号のシンボル長（相関長）区間における拡散符号の相関値を部分相関値と呼ぶため、前者をここでは要素符号相関値と呼んで区別することに注意されたい。

【0014】

複合符号は異なるPN符号の合成であり、もはやPN符号とは性質の異なったものとなっている。しかし、複合符号を拡散符号として適用する場合には、上記のように高速な同期特性以外にいくつかの条件が満たされる必要がある。第1の条件は、同一帯域で送信されるチャンネルとの干渉が十分小さい符号であることであり、第2の条件は、ランダム性の特質がM系列PN符号に近いことである。同一符号によるチャンネル識別符号としては、時間軸相関のない雑音系列のような完全なランダム性を持った符号が理想的であるが、雑音の性質に最も近く、また数理的にも把握、実現できる擬似ランダム符号（PN符号）としてM系列符号がある。

【0015】

複合符号のこれらの性質を調べるため、以下の複合符号について検討する。

〔数1〕 (1)

ここで、

〔数3〕

⊕

は排他的論理和を表し、 $(\cdot)$  は積 ( $1 \cdot 1 = 1$ 、 $1 \cdot 0 = 0$ 、 $0 \cdot 1 = 0$ 、 $0 \cdot 0 = 0$ ) を表す。図1aは、〔数1〕の自己相関特性を示すグラフであり、各要素符号の符号長を  $X: 31$ 、 $Y: 63$ 、 $Z: 127$  のように選んだときの複合符号  $W$  の全長の自己相関特性をシミュレーションによって求めたものである。この図からわかるように、本符号は全符号の位相一致で要素符号相関値  $C_e = 1.0$  を示すが、符号  $X$  の長さの周期で  $C_e = 0.25$  を示し、さらに符号  $X$  と符号  $Y$ （又は  $X$  と  $Z$ ）の長さの積の周期で  $C_e = 0.5$  を示す。このとき符号  $W$  の周期は  $248031$  チップである。

【0016】

このような複合符号  $W$  の性質は、同期制御に不可欠な要素符号相関である。この符号をそのまま拡散符号として利用した場合、同じ符号で拡散された他のチャンネルの信号の拡散符号の受信位相がこれらの要素符号相関値を示す位相に一致したとき、それぞれの要素符号相関値の二乗に相当する電力が干渉電力として着目する信号チャンネルに落ち込むことを意味している。図1aからもわかるように、このような位相は多数ある。したがって、複合符号〔数1〕は、上記の第2の条件を調べるまでもなく、そのままでは拡散符号として

利用できないことがわかる。そこで本発明者らは、拡散符号として高速同期にも使え、かつ要素符号相関値を示さない複合符号の生成について次のような検討を行った。

【0017】

図2は、同じ要素符号X、Y及びZに関して、合成の演算の異なる2つのケースについての相関マトリックスを示す図であり、aは〔数1〕の自己相関マトリックス、bは〔数2〕の自己相関マトリックスである。まず、演算〔数1〕について考える。各符号の同期又は非同期の状態によって取り得る要素符号相関値は、図2aの太線により囲まれた値である。

(i) 全符号が非同期のとき；

この場合の要素符号相関値  $C_{a11out}$  は；

$$C_{a11out} = (\text{“0”の数} - \text{“1”の数}) / 64 = (32 - 32) / 64 = 0 \quad (2)$$

(ii) 次に符号Xとxが同期したとき；

Xとxの符号が一致する薄い網掛け部分（ただし、それより濃い部分も含む）の32通りの組み合わせにより、そのときの要素符号相関値  $C_{xin}$  は、

$$C_{xin} = (\text{“0”の数} - \text{“1”の数}) / 32 = (20 - 12) / 32 = 0.25 \quad (3)$$

(iii) 同様に、Xとx、Yとy（又はZとz）の両方が同期したとき、組み合わせはその次に濃い網掛け部分（さらに濃い網掛け部分を含み）に限られ、このとき；

$$C_{x,yin} = C_{x,zin} = (12 - 4) / 16 = 0.5 \quad (4)$$

(iv) また、すべての符号が同期したとき、一番濃い網掛け部分の対角線状の組み合わせのみとなり；

$$C_{a11in} = 8 / 8 = 1.0 \quad (5)$$

したがって、複合符号〔数1〕の同期は、上記の要素符号相関値を検出することにより各要素符号の位相を順にスライドさせることによって確立できる。図1aに示した自己相関特性は、上記の要素符号相関値に他ならない。

【0018】

次に、同じように複合符号〔数2〕の自己相関特性を図2bによって調べる。この場合は、上記の(i)、(ii)、(iii)のいずれのケースも要素符号相関値は0になる。すなわち、符号〔数2〕においては、各要素符号及び複合符号のランダム性が十分である限り、要素符号のすべてが同期する状態以外は相関値は出現しない。上に記した同じ要素符号で本符号の自己相関特性を示したのが図1bである。図1aに示した〔数1〕の場合と比べて大きな改善が見られる。これらにより、本複合符号は、基本的には拡散符号として利用できるはずである。しかし逆に高速同期符号の条件は、要素符号相関値が得られることであるため、複合符号〔数2〕だけでは高速同期方式を実現することができないことがわかる。本発明の目的であるこれら2つの要求条件を満たすために、両複合符号を同期及び定常状態で切り替える方法を提案する。それは異なる演算の複合符号の次のような性質を利用することによって行うことができる。

【0019】

図3は、複合符号〔数2〕と〔数1〕の相互相関マトリックスを示したものである。この場合は、全要素符号が同期している状態では相関値は対角線上の相関値のみを取るから、

10

20

30

40

50

$$C_{a_{11}} = ( \text{“ 0 ” の数} - \text{“ 1 ” の数} ) / 8 = ( 2 - 6 ) / 8 = - 0 . 5$$

( 6 )

が得られる。ただし、その他の状態では相関値はゼロであり、要素符号相関がないことがわかる。理論的証明は後に説明する。

#### 【 0 0 2 0 】

本発明では、上述した相関の性質を利用し、複合符号の生成において初期捕捉時は〔数1〕の演算を用い、一旦同期が完了したと判断される段階で、その生成演算を〔数2〕に切り替える。この場合の切り替えは、送信側において一方的に行われるが、それを受信側で検知し、検知信号によって信号側の生成演算を〔数1〕から〔数2〕に切り替えなければならない。これは、図3に示した性質を利用することによって可能である。すなわち、受信側では、それまで1.0の相関値が得られたものが、切り替えられた符号を受信した瞬間に相関値が-0.5に落ちることを検出できるからである。しかも、複合符号の生成演算の切り替えは、要素符号YとZを合成する(・)を(〔数3〕)に変えるだけであり、容易に行うことが可能である。

#### 【 0 0 2 1 】

図4は、符号切り替えによる初期捕捉から定常同期への移行の原理を説明するタイミング図である。図4の信号(a)は、端末局から送信された受信信号である。信号の先端部分にプリアンプワードとして符号〔数1〕を用い、その後、この符号の同期及びその検出が完了するのに十分な時間( $T_1$ )に〔数2〕に切り替える。(b)はローカル発生符号である。この間の複合符号の初期同期捕捉は、(c)に示す部分相関値を用いて行われる。この時間は、最大、各要素符号の長さの和の位相スライドに要する時間であり、例えば、長さが約10億チップ( $2^{30}$ 相当)の複合符号を用いたとしても高々3600チップの位相スライドに掛かる時間で済む(長さが各511、1023及び2047チップの要素符号から構成した場合の例)。ただし、この時間は、符合のチップ長×スライド回数の時間ではなく、チップあたりのスライド時間間隔×スライド数の時間であり、後述するように回線のS/N等によって決定される。例えば、要素符号相関値検出のための積分時間をJチップとし、チップレートが10Mbpsの場合、チップあたりのスライド時間間隔は、 $J \times 0.1 \mu s$ となる。したがって上記の例では、同期時間は最大 $3600 \times J \times 0.1 \mu s$ となる。

#### 【 0 0 2 2 】

符号切り替えが行われた瞬間、(c)の点aに示すように相関値は-0.5に落ちる(式6)。同期符号が終了した後も、短い一定の時間はデータの送信をしないようにし、この時点での相関値へのデータの影響を除く。受信側では、この状態変化を容易に検出することが可能である。検出信号で受信側の符号演算も〔数2〕に切り替えることで、相関値は再び1.0に戻る(点b)。なお、要素符号の同期がすでに確立しているため、この切り替えのタイミングには高い精度は不要である。その後は、符号のクロック同期が保たれるため、各要素符号の同期は維持でき、複合符号〔数2〕の同期も維持可能である。なお、上述したように、要素符号の同期が完了したこの段階で、そのうちの1つの要素符号の周期から通信用の短いフレームタイミングを再生することも可能である。信号データは送信側では(a)の $T_2$ から開始されるため、受信では点bから一定の時間を経過した点cから受信される。点aでの相関値の変化の検出は、相関値の落差が大きい(1.0 - 0.5)ため、比較的容易である。雑音による同期遅延を小さくするために、原孝雄、福井謙、山本平一による文献「複合符号同期方法による低C/N時の同期時間の高速安定化」、信学論(B)、Vol. J87-B、No. 1、19~35ページ、2004年1月、において示した基準で受信同期系を設計した場合、このときの判定点でのS/Nは25dBとなる。(c)のステップ1からステップ4までの雑音を考慮した要素符号Xからすべての符号同期までの同期遅延については、上記文献において詳述されている。本発明では、この移行段階における、特に(c)のステップ4からステップ5におけるmin-及び

10

20

30

40

50

f a l s e の確立が重要であるので、それについて考察する。状態判定のしきい値にはヒステリシスを持たせ、ステップ4から5への判定にはT H 1 ( 0 ) を、その逆にはT H 2 ( 0 . 5 ) を用いる。このとき、ステップ4の状態を5の状態と誤る ( f a l s e - ) 確率及びステップ5を見過ごす ( m i n - ) 確率は、式 ( 7 ) によって与えられる。

【数4】

$$p_{mis} = p_{false} = \frac{1}{2} \times \left( 1 - \operatorname{erf} \frac{1.0}{\sigma\sqrt{2}} \right) \quad (7)$$

ただし、 $\sigma = 1/\sqrt{S/N}$

$$\operatorname{erf}z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx$$

10

複合符号の同期時間の遅延は、主に判定しきい値の小さいステップ1～ステップ3で発生する。ステップ1と2又は2と3を識別するしきい値は両方とも0.125しかない。このステップでの等価S/Nは7dB、判定誤り率は約 $10^{-3}$ となる。受信S/Nがさらに低くなると、この点での誤り率が急増し、これらの段階での判定誤りとそれによる遅延が発生する。S/N 25dBのときの $P_{mis}$ 、 $P_{false}$ の値は共に非常に小さく、 $1 \times 10^{-7}$ 以下である。しかし、その検出誤りは受信同期系の動作に重大な影響を与えるため、多数回判定によって事実上誤り率ゼロにする必要がある。ただし、2回連続で十分である。なお、この相関値の変化の検出及び移行時間はできるだけ短い方が望ましいが、上述のように各要素符号の位相はステップ4において保持されているので、そのタイミングの許容範囲は広い。この点が本発明の特徴の1つである。拡散符号部分に、もし仮に単一のPN符号を用いるとした場合には、受信側での切り替え移行にはPN符号の頭出しタイミングの検出が必要で、且つその切り替えにはチップ単位の精度が求められ、きわめて困難であると思われる。

20

【0023】

図5は、上述したような複合符号を衛星通信によるCDMA多重化方式に適用した場合のアップリンクの信号受信系の一例を示す図である。受信信号は衛星中継器を通過するが、衛星中継器の帯域が十分に広く、また系が線形であると仮定する。なお、本発明における複合符号の同期及び相関特性の適用範囲は衛星通信に限らず、地上系広域移動通信にも適用可能である。ここでは、このような系における拡散符号の同期と相関特性について検討する。既に述べたように、本発明では、各信号チャネルはすべて同じ符号によって拡散する。この場合、信号ごとの位相差が偶然にも一致しない工夫が必要である。それは、端末-基地局間の距離の差を考慮し、端末ごとに長大な符号の初期位相を予めずらすことで可能である。特に想定している衛星通信の場合には距離による時間差が大きいため、端末ごとの符号位相に十分な位相時間差を確保する必要がある。例えば、中規模地域の衛星通信システムを想定し、端末から衛星を経由して基地局までの距離の相対差を300km(衛星の仰角にもよるが、日本の緯度を想定すると平面上のカバー範囲の直径は1.5倍程度となる)とすると、時間差は1.0msとなる。10Mcps(チップパーセカンド)の拡散符号では、端末ごとに最低10000チップの位相差を確保する必要がある。カバー範囲内で使われる全移動端末数を10万台(同時アクセス回線数ではない)とし、端末の出荷時点で予め拡散符号の位相を割り当てる方式(固定割り当て方式)をとるとすると、最低10億チップの周期の符号が必要となる。これによって基地局受信機には、同一帯域に同じ符号で拡散された信号が、複合符号の位相が互いにずれた関係で受信されることが保証される。このようにすることによって、着目する信号の符号の位相に対して、すべて異なる時間差 $t_1$ から $t_n$ ( $n$ はチャネル数)で受信される。なお、常時受信可能なダウンリンク信号を用いるなど、何らかの方法で端末の接続時に位相を割り当てる方法(接続時割り当て方式)がとれば、所要符号長は100万チップに短縮できる。

30

40

50

## 【 0 0 2 4 】

次に、図 4 を参照して上述した方式の基本動作について述べる。図 6 は、本発明による送信及び受信系の基本構成の一例を示すブロック図である。送信系である端末局 1 は、要素符号発生器 2、3 及び 4 と、演算形式の異なる複合符号合成器 5 及び 6 と、拡散部 7 と、変調部 8 とを具える。要素符号発生器 2、3 及び 4 は、各々、要素符号 X、Y 及び Z を発生する。複合符号合成器 5 及び 6 は、要素符号発生器 2、3 及び 4 が発生した要素符号 X、Y 及び Z から、各々、複合符号〔数 2〕及び〔数 1〕を形成する。拡散部 7 は信号データを前記複合符号のいずれかによって拡散する。変調部 8 は、拡散された信号データを搬送波信号によって変調し、送信する。

## 【 0 0 2 5 】

受信系である基地局 9 は、第 1 相関器 10 と、搬送波再生回路 11 と、第 1 復調器 12 と、第 2 復調器 13 と、第 2 相関器 14 と、相関検出器・符号位相制御器 15 と、同期系相関器 16 と、クロック再生回路 17 と、要素符号発生器 18、19 及び 20 と、複合符号合成器 21 とを具える。

## 【 0 0 2 6 】

まず端末局 1 は、図 4 の ( a ) に示す信号系列を発生させる。信号データは、それより十分高速のこの符号により拡散され、送信される。ただし、受信側で同期が確立し、それを検出するのに十分な時間 ( 図 4 の ( a ) の  $T_2$  ) までは信号データは送信されないとする。

## 【 0 0 2 7 】

一方受信では、図 6 の下段に示す相関同期系によって複合符号の同期並びに逆拡散によりデータを再生する。受信入力信号は、まず第 1 相関器 10 によって、要素符号発生器 18、19 及び 20 によってローカルに発生した同じ要素符号 X、Y 及び Z から複合符号合成器 21 によって合成された複合符号と掛け合わされる。最初は各要素符号とも非同期の状態にあり、第 1 相関器 10 の出力には雑音のみが現れる。この状態で相関検出器・符号位相制御器 15 によって符号 X の位相を 1 チップずつスライドさせる。最大、符号 X の長さのスライドによって、符号 X が同期状態となる。このとき、図 2 a によって複合符号〔数 1〕の部分相関値 0.25 が得られる。すなわち、第 1 相関器 10 の出力には 25% のキャリア成分が現れる。図 6 の搬送波再生回路 11 は、このキャリア成分に同期する。ここで重要なことは、本受信機には、同一周波数帯域で他の複数のチャンネルが同時に受信されていることである。そこで、干渉チャンネルの搬送波の漏れこみについて考えると、回線接続の完了した他のチャンネルの符号は、すでに〔数 2〕に切り替えられており、図 3 に示すように要素符号 X が同期しても、〔数 2〕と〔数 1〕の相互相関値はゼロである。すなわち、他のチャンネルのキャリア成分に引き込むことはない。これは、搬送波再生系の帯域は、符号のチップレートよりも千から数千分の一に狭く設計でき、その積分効果大のためである ( 搬送波再生系の共振器の時定数は、後述の同期系の符号位相の掃引速度との関係で決まる )。つまり、フィルタリング機能を持つと考えることができる。このようにして得られた再生搬送波によって受信複合符号〔数 1〕は第 1 復調器 12 で復調される。クロック再生部 17 はこの信号からクロックを抽出し、一方、第 2 相関器 14 によって複合符号〔数 1〕の相関が取られる。後は、図 4 の ( c ) 及び上述した ( i i ) から ( i v ) に示すプロセスで〔数 1〕の同期が完了する。この符号の同期が完了した段階で、演算形式の切り替えられた信号が受信される。このとき、同じく図 4 の ( c ) に示すように相関値は  $1 - 0.5$  に落ちる。相関検出器・符号位相制御器 15 でこれを検出することによって受信側の符号も〔数 2〕に切り替えられる。このときは、各要素符号が同期している状態であり、後はクロック同期の維持によって複合符号〔数 2〕の定常同期状態に移行する。このようにして同期が完了すると、第 1 相関器 10 において拡散符号の成分が完全に除去 ( 逆拡散 ) され、その結果、第 2 信号復調器 13 出力にデータが再生される。なお、符号が〔数 2〕に切り替えられた後、時間  $T_2$  以降は、第 2 相関器 14 の出力には信号データ成分が含まれ、その結果符合〔数 2〕同士の偶相関・奇相関成分が出現する。後述のように、ここでの積分時定数はデータシンボル長より十分長いので、データがランダムと仮

10

20

30

40

50



定すると積分効果によってゼロの値を示す。この場合でもクロック同期が保持されているので複合符号の同期は保たれるが、実際の設計においては、同期確認信号として、図4の(a)に示すように、データに一定間隔で連続“1”を挿入し、周期的に1・0の相関値を得る方法がある。

#### 【0028】

図5を参照して複合符号の同期と逆拡散について上述したが、ここで、複合符号〔数2〕の拡散符号としての重要な相関特性について、まずコンピュータシミュレーションによって説明する。図2bに示した通り、本符号は構成する要素符号がランダムである場合、全符号が同期した状態以外では自己相関はゼロである。しかし実際には、要素符号としては基本的にPN符号を用いるものであり、またそれらの長さも有限であるため、複合された符号は必ずしも理想的なランダム性を示さないと思われる。実際の系においては十分長い符号が用いられるべきであるが、シミュレーションの時間的な制限から、ここでは複合符号として表1に示す3つのケースを検討する。

#### 【0029】

【表1】

ケース		シフトレジスタのステージ（タ ップ位置）の数	PN符号長	複合符号長
1	PN1	3 (1, 3)	7	3 2 5 5
	PN2	4 (1, 4)	1 5	
	PN3	5 (2, 5)	3 1	
2	PN1	3 (1, 3)	7	2 7 5 5 9
	PN2	5 (2, 5)	3 1	
	PN3	7 (3, 7)	1 2 7	
3	PN1	3 (1, 3)	7	9 0 9 4 4 7
	PN2	7 (1, 2, 3, 4, 5, 7)	1 2 7	
	PN3	1 0 (2, 1 0)	1 0 2 3	

#### 【0030】

本符号について、以下の4つの項目についてシミュレーションを行った。

- (1) 全長自己相関特性：同じ複合符号の相関値を両者の位相差の関数として計算する。
  - (2) 部分相関特性：拡散率を考慮していくつかの相関長に対して計算する。
  - (3) 平衡性：系列の一周期内に出現する「1」と「0」の数の差。
  - (4) 連なり性：系列の一周期内に含まれる「1の連なり」と「0の連なり」の数。
- これらは互いに関係しており、例えば(3)と(4)は、(1)、(2)の特性に影響を与えると考えられる。またこのうち拡散符号として特に重要なものは、(2)の部分相関特性である。

#### 【0031】

Co-channel干渉は、最終的には信号データのシンボル区間内の拡散信号のチップ数、すなわち拡散率から決まる部分相関値によって求められるが、ここではまず、これらの符号の全長相関値から評価する。表1に示した複合符号3つのケースについて全長自己相関特性をシミュレーションによって求めた結果を表2に示す。

#### 【0032】

【表 2】

ケース 1	ケース 2	ケース 3
成分 (7, 15, 31) ワード長 3 2 5 5	成分 (7, 31, 127) ワード長 2 7 5 5 9	成分 (7, 127, 1023) ワード長 9 0 9 4 4 7
位相 (一致 - 不一致)	位相 (一致 - 不一致)	位相 (一致 - 不一致)
0 3255	0 27559	0 909447
mod7=0 7	mod7=0 7	mod7=0 7
mod15=0 15	mod31=0 31	mod127=0 127
mod31=0 31	mod127=0 127	mod1023=0 1023
mod105=0 -105	mod217=0 -217	mod889=0 -889
mod217=0 -217	mod889=0 -889	mod7161=0 -7161
mod465=0 -465	mod3937=0 -3937	mod129921=0 -129921
すべての他の位相 -1	すべての他の位相 -1	すべての他の位相 -1

10

## 【0033】

mod(X)=0は、整数X(>0)の倍数である。表2に示す3つのケースから、符号〔数2〕の自己相関特性には興味深い規則性があることがわかる。すなわち、その全長相関値(フレーム周期内の一致の数 - 不一致の数)は、各要素符号の長さの周期でその長さに等しい相関値を示し、3つの符号のうちの2つの長さの積の周期でそれらの積に等しい負の相関値をとり、そして3つの符号の長さの積の周期でその積に等しい相関値を示し(すなわち完全同期の状態)、その他はすべて - 1の相関値をとることである。

20

## 【0034】

この性質は、長さがそれぞれL、M、N(L<M<Nでそれぞれが互いに素とする)のPN符号から構成される複合符号では、一般に表3に示す相関値が得られることを示している(証明は後述する)。

## 【0035】

【表 3】

位相シフト	相関 $C_{un}$ (一致 - 不一致)	正規化した相関 $C_{un}/LMN$
0, modLMN=0	LMN	1.0
modL=0 (L≠LM, LN)	L	1/MN
modM=0 (M≠LM, MN)	M	1/LN
modN=0 (N≠LN, MN)	N	1/LM
mod(LM)=0 (≠LMN)	-LM	-1/N
mod(LN)=0 (≠LMN)	-LN	-1/M
mod(MN)=0 (≠LMN)	-MN	-1/L
すべての他の位相	-1	-1/LMN

30

## 【0036】

ところで、全長相関値から干渉を評価する場合、その値は、帯域内の干渉波の数及びそれらの拡散符号の位相がどのように分布するかによって決まる。それらの位相が、たまたま表3の相関値の大きい位相をとったとき、干渉は大きくなると考えられる。したがって、複合符号の設計においては、このピークをできるだけ小さくするのが望ましい。表3において、長さL、M、NにおいてL<M<Nとしたから、位相不一致の場合の相関値の絶対値の最大はMNである。一方、位相が全一致の場合、着目する信号の相関値はLMNであるから、その電力比は以下の式(8)によって与えられる

40

【数5】

$$S/CCI_{\max} = \frac{(LMN)^2}{(MN)^2} = L^2 \quad (8)$$

すなわち、全長の信号対最大干渉波一波の電力比は、Lの自乗に比例することがわかる。ここでLは要素符号の最小の長さであるから、 $S/CCI_{\max}$ は、最小符号長を長くすることによって大きくすることが可能であることを示している。つまり、一定の長さの複合符号を設計する場合、要素符号各々の長さができるだけ近いもので構成することによって、相関値のピークを小さくすることができる。

10

【0037】

移動通信においては、信号データはシンボルごとに相関検出されるため、その干渉特性は、最終的にはデータシンボル区間の部分相関値によって評価される。ここでは、図1bに示したのと同じ複合符号を用いて、それらの部分相関値をコンピュータシミュレーションによって求め、その分布、平均値及び分散を単一のPN符号のそれと比較検証する。

【0038】

図7は、同一帯域で受信されるチャネル $W(t)$ を位相シフト $k$ チップの符号 $W(t+kT_c)$ で受信したときの様子を示すタイミング図である( $T_c$ はチップ長)。このとき、着目する受信信号の特定データに対しては、両符号のそのデータ区間の相関が干渉として働く。相関は着目信号のデータ区間 $K$ において計算される。 $K$ はまた拡散率に等しい。これをここでは、区間 $K$ の部分相関と呼ぶ。したがって、両チャネルの位相シフトが $k$ の場合の全データ列が受ける干渉は、これらの平均及び分散によって評価することができる。単一のPN符号の場合の正規化部分相関特性は、同期以外の位相シフト $k$ によらず、すべての位相で同一であり、それらは以下の式(9)及び(10)によって与えられる。

20

【数6】

$$\text{平均 } \bar{r}_k = -\frac{1}{P} \quad (P \text{ は PN 符号の周期}) \quad (9)$$

$$\text{分散 } \text{Var}\{r_k(K)\} = \frac{1}{K} \left(1 + \frac{1}{P}\right) \left(1 - \frac{K}{P}\right) \quad (10)$$

30

ただし、 $r_k(K)$ は次のように定義される。

$$r_k(K) = (\text{区間内の符号の一致数} - \text{不一致数}) / K \quad (K \text{ は 相 関 長})$$

一方、今検討している複合符号では、表3に示した通り、位相シフト $k$ によって全長相関値が異なっているため、各ケースについての部分相関をコンピュータシミュレーションと理論解析によって求める。

【0039】

40

シミュレーションでは、 $K$ として地上系移動通信で使われる16、32、64、128、256及び512の6つのケースについて、図7のように、データのシンボル単位で $K$ ごとに区間位相をずらしながら部分相関値を求めた。今の場合、 $K$ が16のときは1フレーム長に約15500(248031/16)区間取ることができるが、 $K$ が大きくなるとその数が減少する。そこで、 $K$ が大のときは、実際のケースに沿って複数周期に渡って区間位相をずらし、すべてのケースで区間数が同じになるようにした。ところで、図7に示すように干渉データの極性変換点が着目データの相関区間の中に入ったとき、その前後で偶相関、奇相関が現れる。その影響については後述し、ここでは先ず偶相関を求める。図8は、このようにして得られた正規化部分相関値の分布を示すグラフである。図8aは、表3において全長の相関値(非正規化)が-1になる第1位相ケース、図8bは、位相

50

シフトが1つの要素符号の周期の第2位相ケース（計算例は $k = 31$ チップの場合）、図8cは、2つの要素符号の周期の積の第3位相ケース（計算例は $k = 31 \times 127 = 3937$ のケース）である。なお、この例の複合符号では、着目するチャンネルと干渉チャンネルの位相シフトは94.51%の確率で第1位相ケースに、5.4%の確率で第2位相ケースに、0.09%の確率で第3位相ケースを取る。より長い符号を使えば、第1位相ケースの確率がさらに増大する。

【0040】

図8a～cにおいては、各相関長 $K$ に対するすべてのサンプル数（区間数）は同じ（15500）で、相関長が大きいほど相関値として多値をとるため、正規化したときの横軸プロットの間隔が小さくなっている。

10

【0041】

まず、図8aより、拡散率が大きいほど正規化部分相関値はゼロ近傍に集中していることがわかる。図8aの実線は、この複合符号とほぼ同じ周期（262, 143）の単一のPN符号の正規化部分相関値の全周期分の分布を示したものである。周期の差から生ずる区間数（この場合は $262143/k$ で6%多い）の差を考慮すると、分布はほとんど同一か、または $K$ が3以上では複合符号の方がわずかではあるが分布の対称性が優れている。図8bでは少しの変形が見られるが、図8aと比して分布に大きな差はない。次に、図8cでは拡散率が小さいときは分布が広がる傾向が見られるが、 $K$ が64以上ではほとんど平均値近傍に集中する現象が見られる。なお、相関値の高い点での発生回数が1つでもあれば、その特定のシンボルが受ける干渉は大きい。図8a～cの縦軸の分解能に制約

20

があるが、横軸の線上にプロットされている発生回数の数値はすべてゼロであった。

次に、これらの分布からその正規化相関値の平均と分散を求めたものを表4に示す。

【0042】

【表4】

K		複合符号 ( $W=X \oplus (Y \oplus Z)$ ) 長248031			単独PN符号長262143
		位相シフト			
		第1ケース	第2ケース (L)	第3ケース (L×N)	
正規化平均	16	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
	32	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
	64	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
	128	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
	256	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
	512	-0.000004	0.000125	-0.015873	-0.000004
正規化分散	16	0.062496	0.062617	0.047367	0.062496
	32	0.031246	0.031371	0.015621	0.031246
	64	0.015623	0.015744	0.000244	0.015621
	128	0.007814	0.007869	0.000120	0.007809
	256	0.003911	0.003871	0.000058	0.003902
	512	0.001960	0.001871	0.000027	0.001949

30

40

【0043】

表4には、上記のPN符号の特性もあわせて示している。両者の特性は非常に類似している。特に、第1位相ケースはPN符号と全く同じ値を示す。また第3位相ケースの分散はPN符号のそれより小さいことが注目される。複合符号の部分相関値は、これらのシミュレーション結果と、使用した要素符号の周期から、次のような単純な関係式で表されることが推定できる。これらの推定値が、任意の周期のM列要素符号にも適用できることを後に説明する。

(a) 第1位相ケース

【数 7】

$$\text{平均 } \bar{r}_k = -\frac{1}{P} \quad (P \text{ は複合符号周期; } L \times M \times N) \quad (11)$$

$$\text{分散 } \text{Var}\{r_k(K)\} \approx \frac{1}{K} \quad (K \text{ は相関長}) \quad (12)$$

(b) 第 2 位相ケース

【数 8】

$$\text{平均 } \bar{r}_k = \frac{1}{P} \times L = \frac{1}{MN} \quad (\text{シフトが } L \text{ の倍数の場合}) \quad (13)$$

$$\bar{r}_k = \frac{1}{P} \times M = \frac{1}{LN} \quad (\text{シフトが } M \text{ の倍数の場合}) \quad (14)$$

$$\bar{r}_k = \frac{1}{P} \times N = \frac{1}{LM} \quad (\text{シフトが } N \text{ の倍数の場合}) \quad (15)$$

$$\text{分散 } \text{Var}\{r_k(K)\} \approx \frac{1}{K} \quad (\text{ケース①に同じ}) \quad (16)$$

(c) 第 3 位相ケース

【数 9】

$$\text{平均 } \bar{r}_k = -\frac{1}{P} \times LM = -\frac{1}{N} \quad (\text{シフトが } LM \text{ の倍数の場合}) \quad (17)$$

$$\bar{r}_k = -\frac{1}{P} \times MN = -\frac{1}{L} \quad (\text{シフトが } MN \text{ の倍数の場合}) \quad (18)$$

$$\bar{r}_k = -\frac{1}{P} \times LN = -\frac{1}{M} \quad (\text{シフトが } LN \text{ の倍数の場合}) \quad (19)$$

次に、分散は表 4 からは推測しにくいので、後に示す理論解析の結果を以下に先に示す。

【数 10】

$$\text{Var}\{r_k(K)\} = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{N}\right) \left(1 - \frac{K'}{N}\right) \quad (\text{シフトが } LM \text{ の倍数の場合}) \quad (20)$$

$$\text{Var}\{r_k(K)\} = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{L}\right) \left(1 - \frac{K'}{L}\right) \quad (\text{シフトが } MN \text{ の倍数の場合}) \quad (21)$$

$$\text{Var}\{r_k(K)\} = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{M}\right) \left(1 - \frac{K'}{M}\right) \quad (\text{シフトが } LN \text{ の倍数の場合}) \quad (22)$$

ただし、 $K'$  は  $K$  をそれぞれ  $L$ 、 $M$ 、 $N$  で割った余りである。図 8 c は上式 (22) の場合に対応するが、相関長  $K$  が 63 ( $M$  の値) を越えて、64、128、256、512 になったとき、分子の  $K'$  はそれぞれ 1、2、4、8 と非常に小さい値をとる。正規化相関

10

20

30

40

50

値の分布が平均値近傍にインパルス状に集中するのはこのためである。

【 0 0 4 4 】

第 1 位相ケースでは、PN 符号と全く同じ平均値、分散を示す。第 1 ~ 第 3 位相ケースで平均値が一番大きいのは第 3 位相ケースであり、その値は、要素符号の周期のうちの最小周期の逆数となる。つまり、最小要素符号の周期を長くすることで、第 3 位相ケースの平均値を小さくすることができる。これは、先に式 ( 8 ) の説明において述べた全長相関値を小さくする条件と同じである。さらに言えば、表 3 にしめしたそれぞれの位相シフトの全長正規化相関値は、対応する位相シフトの正規化部分相関の平均値に等しくなることを意味している。なお、上に述べたように本複合符号では、信号波と干渉波が第 3 位相ケースの関係になる確率は非常に小さい。

10

【 0 0 4 5 】

これらのシミュレーション結果から、最小要素符号の長さが 31 程度以上 ( 第 3 位相ケースの確率が低いことを考慮 ) の場合、すべてのケースにおいて部分相関値の平均は 1 よりも十分小さく、チャンネル当たりの信号対干渉電力比は分散から求めることができ、その値は、 $10 \times \log K$  ( dB ) で与えられる。これは、PN 符号の場合と同じである。このことから、本複合符号は拡散符号としても十分に使用可能であることを示している。なお、データ変調された他チャンネル信号との部分相関を考える場合、一般に自信号の相関区間内に干渉側のシンボルの変換点が存在するので、他チャンネルからの干渉量をこの段落の議論のみで評価するだけでは不十分である。これについて偶相関・奇相関の考え方をを用いて理論検討を行った結果、後に証明するように、相関長  $K$  がここで検討しているように複合符号の周期よりも十分短い場合には、上記の結果が適用できることがわかった。

20

【 0 0 4 6 】

複合符号〔数 2〕は干渉特性について十分な性能を持つことを上に述べたが、ここでは、拡散符号のランダム性を示す指標として重要と思われる平衡性及び連なり性の性質についてコンピュータシミュレーションの結果を述べる。

【 0 0 4 7 】

まず平衡性については、表 1 の複合符号全ケースとも「1」の数は「0」の数より 1 つ多く、PN 符号の場合と全く同じ性質を持つことがわかった。次に連なり性についても検討を行った。図 9 は、表 1 のケース 1 の複合符号 ( 符号長 3 2 5 5 ) について連なり性を調べた結果を示すグラフである。図 9 は、「1」又は「0」が連続する数 ( 横軸 ) に対する頻度を表したものである。同図には、符号長 3 2 5 5 に一番近い長さの 1 つの PN 符号 ( 符号長 4 0 9 5 ) の場合の連なりの性質も同時に表している。図 9 における両者の出現頻度の差は、主に長さの差によるものと考えられる。両者の比較からわかるように、複合符号〔数 2〕は連なり性の性質に関しても、PN 符号のそれと非常に類似していることがわかる。

30

【 0 0 4 8 】

上記において、複合符号

〔数 1〕の自己相関特性によって高速同期を取り、符号〔数 1〕と〔数 2〕の相互相関特性によって符号の切り替えの検出を行い、さらに〔数 2〕の自己相関特性の評価によって拡散符号として利用できることを述べた。さらに拡散符号の部分相関特性は、従来の PN 符号とほぼ同じであることを述べた。それらは相関マトリックスとコンピュータシミュレーションの結果によって説明したが、ここでは、上記の特性を理論的に説明する。また、各要素符号の長さとの関係においてどのような相関値が得られるかについて定量的に検証する。

40

【 0 0 4 9 】

最初に、符号〔数 2〕の自己相関特性について調べる。要素符号  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  はそれぞれの長さに共通因子を含まない、互いに素な周期  $L$ 、 $M$ 、 $N$  を有するものとする。複合符号  $W$  の位相シフト  $k$  に対する自己相関値  $R_k$  を以下の式 ( 2 3 ) で定義する。なお、相関演算はすべて、上記論理演算式で定義される符号  $W$  を、論理  $0 = + 1$ 、論理  $1 = - 1$  とした等価な積符号  $C = X Y Z$  に置き換えて議論する。

50

【数 1 1】

$$R_k = \sum_{i=1}^P C_i C_{i+k} \quad (23)$$

$$0 \leq k \leq P-1$$

$$P = LMN$$

式(23)で定義される  $R_k$  が各要素符号ごとの自己相関値の積に因数分解できることを以下に示す。

10

(a)に2つの要素符号からなる複合符号の自己相関値

【数 1 2】

$$V = X \oplus Y \quad (24)$$

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_L), \quad Y = (y_1, y_2, \dots, y_M)$$

とする。符号  $V$  の位相シフト  $k$  に対する自己相関を  $S_k$  とすると、 $V$  と等価な積符号  $D = XY$  について、

【数 1 3】

20

$$S_k = \sum_{i=1}^{LM} D_i D_{i+k}, \quad 0 \leq k \leq LM-1$$

$$= \sum_{i=1}^{LM} x_i y_i x_{i+k} y_{i+k} \quad (25)$$

$$= \sum_{i=1}^{LM} x_i x_{i+k} y_i y_{i+k}$$

ここで、表記を簡単にするため、式(25)で、

30

$$x_i x_{i+k} = a_i, \quad y_i y_{i+k} = b_i$$

とおくと、 $a_i$ 、 $b_i$  もそれぞれ周期  $L$ 、 $M$  であり、

【数 1 4】

$$S_k = \sum_{i=1}^{LM} a_i b_i \quad (26)$$

40

上式右辺を展開すると、

【数 1 5】

$$\begin{aligned}
S_k = & a_1 b_1 + a_2 b_2 + \dots + a_L b_L \\
& + a_{L+1} b_{L+1} + a_{L+2} b_{L+2} + \dots + a_{2L} b_{2L} \\
& + a_{2L+1} b_{2L+1} + a_{2L+2} b_{2L+2} + \dots + a_{3L} b_{3L} \\
& \vdots \\
& + a_{(M-1)L+1} b_{(M-1)L+1} + \dots + a_{ML} b_{ML}
\end{aligned}
\tag{27}$$

10

ここで、 $a_i$  は周期  $L$  であることを考慮すると、上式はさらに以下のようなになる。

【数 1 6】

$$\begin{aligned}
S_k = & a_1 b_1 + a_2 b_2 + \dots + a_L b_L \\
& + a_1 b_{L+1} + a_2 b_{L+2} + \dots + a_L b_{2L} \\
& + a_1 b_{2L+1} + a_2 b_{2L+2} + \dots + a_L b_{3L} \\
& \vdots \\
& + a_1 b_{(M-1)L+1} + \dots + a_L b_{ML} \\
= & a_1 (b_1 + b_{L+1} + b_{2L+1} + \dots + b_{(M-1)L+1}) \\
& + a_2 (b_2 + b_{L+2} + b_{2L+2} + \dots + b_{(M-1)L+2}) \\
& \vdots \\
& + a_L (b_L + b_{2L} + b_{3L} + \dots + b_{ML}) \\
= & \sum_{l=1}^L \left( a_l \sum_{m=0}^{M-1} b_{mL+l} \right)
\end{aligned}
\tag{28}$$

20

30

式(28)右辺の括弧内の合計について考える。まず、次のことが言える。「任意の異なる  $m_1, m_2$  ( $0 \leq m_1, m_2 \leq M-1$ ) について、 $b_{m_1 L+1}, b_{m_2 L+1}$  は、符号  $b$  の異なる要素を表す。」なぜなら、 $m_2 L+1 - (m_1 L+1) = (m_2 - m_1)L$  は、 $L$  と  $M$  が互いに素かつ  $|m_2 - m_1| < M$  であるから、 $M$  の倍数になり得ない。すなわち、符号  $b$  の周期  $M \pmod{M}$  に対して、

$$m_2 L + 1 \pmod{M} \neq m_1 L + 1 \tag{29}$$

したがって、式(28)右辺の  $m$  に関する括弧内の各項は、周期  $M$  の符号  $b$  の要素をすべて、かつ 1 回のみ含んでいることがわかり、これは上式から  $l$  の値によらない。すなわち、

40

【数 1 7】

$$\sum_{m=0}^{M-1} b_{mL+l} = \sum_{m=1}^M b_m \tag{30}$$

(30) を (28) に代入すれば、



【数 18】

$$S_k = \sum_{l=1}^L \left( a_l \sum_{m=1}^M b_m \right) = \left( \sum_{l=1}^L a_l \right) \left( \sum_{m=1}^M b_m \right) = \left( \sum_{l=1}^L x_l x_{l+k} \right) \left( \sum_{m=1}^M y_m y_{m+k} \right) \quad (31)$$

式(31)右辺の第1項、第2項は、それぞれ要素符号X、Yの位相シフトkに対する一周期自己相関を表している。当然のことながら、第1項は $k \pmod L$ 、第2項については $k \pmod M$ を考えればよい。

【0050】

10

以上より、互いに素な周期を有する2つの要素符号の積(論理演算では排他的論理和)で定義される複合符号の自己相関値は、それぞれの自己相関値の積に分解できることが証明された。

【0051】

(b) 3つの要素符号の積からなる複合符号の相関値

複合符号〔数2〕の自己相関値は、上記(a)の結果を用いれば容易に求まることを以下に示す。

【数 19】

$$W = X \oplus Y \oplus Z = (X \oplus Y) \oplus Z = V \oplus Z$$

20

とすれば、符号

【数 20】

$$V = X \oplus Y$$

の周期はLM、符号Zの周期はNであり、両者は互いに素である。したがって、この場合も互いに素な周期の2符号の積符号の問題に帰着でき、以下の式(32)が直ちに求まる。

30

【数 21】

$$R_k = \left( \sum_{i=1}^{LM} D_i D_{i+k} \right) \left( \sum_{n=1}^N z_n z_{n+k} \right) \quad (32)$$

さらに右辺第1項は、同じく(a)の結果から、

【数 22】

$$\sum_{i=1}^{LM} D_i D_{i+k} = \left( \sum_{l=1}^L x_l x_{l+k} \right) \left( \sum_{m=1}^M y_m y_{m+k} \right)$$

40

であるから最終的に、

【数 23】

$$R_k = \left( \sum_{l=1}^L x_l x_{l+k} \right) \left( \sum_{m=1}^M y_m y_{m+k} \right) \left( \sum_{n=1}^N z_n z_{n+k} \right) \quad (33)$$

50

が得られ、下記が証明された。「互いに素な周期を有する3つの要素符号の積（論理演算、排他的論理和）で定義される複合符号の自己相関は、各要素符号の自己相関値の積に因数分解できる。」（上記の議論から、要素符号数は一般に  $n = 2$  で成り立つ）。

【数 2 4】

(c) 以下に、式 (33) で与えられる自己相関値  $R_k$  を、各要素符号が PN 符号の場合について求める。上記同様、要素符号の周期は、L、M、N（互いに素）とする。下記の位相シフトによる分類ごとに、1 周期内での出現頻度  $F_k$  も示す。

(ア)  $k$  がいずれの周期の倍数でもない場合

$$R_k = -1, F_k = (L-1)(M-1)(N-1) \quad (34)$$

(イ)  $k$  が L のみの倍数の場合

第 1 項 = L、第 2 及び第 3 項ともに -1

したがって、

$$R_k = L, F_k = MN - (M + N - 1) = (M-1)(N-1) \quad (35)$$

同様に、

(ウ)  $k$  が M のみの倍数の場合

$$R_k = M, F_k = (L-1)(N-1) \quad (36)$$

(エ)  $k$  が N のみの倍数の場合

$$R_k = N, F_k = (L-1)(M-1) \quad (37)$$

(オ)  $k$  が LM の倍数の場合

第 1 項 = L、第 2 項 = M、第 3 項 = -1、したがって、

$$R_k = -LM, F_k = N-1 \quad (38)$$

同様に、

(カ)  $k$  が LN の倍数の場合

$$R_k = -LN, F_k = M-1 \quad (39)$$

(キ)  $k$  が MN の倍数の場合

$$R_k = -MN, F_k = L-1 \quad (40)$$

(ク)  $k$  が LMN の倍数の場合

$$R_k = LMN, F_k = 1 \quad (41)$$

以上、シミュレーションで得られた結果（表 2）と完全に一致することがわかる。式 (34) ~ (40) を用いて、 $k \neq 0 \pmod{LMN}$  なるすべての位相シフトに対する 1 周

【数 2 4】

$$\overline{R_k}$$

を次式 (42) で求めることができる。

【数 2 5】

$$\overline{R_k} = \frac{\sum_{i=1}^{LMN} C_i C_{i+k}}{\sum_{k \neq 0 \pmod{LMN}} F_k R_k} = \frac{\sum_{k \neq 0 \pmod{LMN}} F_k R_k}{LMN-1} \quad (42)$$

上式 (42) の分子は、上記の結果により、

10

20

30

40

【数 2 6】

$$\begin{aligned} \sum_{k \neq 0 \pmod{LMN}} F_k R_k &= L(M-1)(N-1) + M(L-1)(N-1) + N(L-1)(M-1) \\ &\quad - LM(N-1) - LN(M-1) - MN(L-1) \\ &\quad - (L-1)(M-1)(N-1) \\ &= 1 - LMN \end{aligned}$$

したがって、

【数 2 7】

$$\overline{R_k} = \frac{1 - LMN}{LMN - 1} = -1 \quad (43)$$

これは、複合符号の自己相関値の平均値は、単一 P N の場合と一致することを示している。なお、積符号の 1 周期自己相関について導いた上記の性質は、積符号そのものの 1 周期の総和についても成り立つことは自明である。すなわち、それぞれ互いに素な周期 L、M、N を有する要素符号 X、Y、Z の積符号 W について式 (44) が得られる。

【数 2 8】

$$B = \sum_{i=1}^{LMN} x_i y_i z_i = \left( \sum_{l=1}^L x_l \right) \left( \sum_{m=1}^M y_m \right) \left( \sum_{n=1}^N z_n \right) \quad (44)$$

ここで、各要素符号を P N 符号とすれば右辺の各項は - 1 であるから、結局、

$$B = - 1 \quad (45)$$

これは、積符号の 1 周期に - 1 (論理 1) が + 1 (論理 0) より 1 つ多く含まれることを示しており、上述した平衡性を一般的に裏付けるものである。

【0 0 5 3】

次に、同期符号として提案した〔数 1〕について、上記で得られた結果を適用し、その自己相関値を求める。

〔数 1〕 (46) 式 (46) の論理演算で X、Y、Z を ± 1 とした場合、(Y · Z) は (Y + Z - YZ + 1) / 2 と表すことができるから、式 (46) は次の式 (47) と等価である (ただし、論理 0 = + 1、論理 1 = - 1)。

【数 2 9】

$$C = \frac{X}{2} (Y + Z - YZ + 1) \quad (47)$$

ここでも、X、Y、Z は互いに素な周期 L、M、N を持つものとする。上記符号 C の位相シフト k に対する自己相関値  $R_k$  は、

10

20

30

40

【数 3 0】

$$\begin{aligned}
 \rho_k &= \sum_{i=1}^{LMN} C_i C_{i+k} \\
 &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{LMN} x_i x_{i+k} (y_i + z_i - y_i z_i + 1)(y_{i+k} + z_{i+k} - y_{i+k} z_{i+k} + 1) \\
 &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{LMN} x_i x_{i+k} (y_i y_{i+k} + y_{i+k} z_i - z_i y_i y_{i+k} + y_{i+k} + y_i z_{i+k} + z_i z_{i+k} \\
 &\quad - y_i z_i z_{i+k} + z_{i+k} - z_{i+k} y_i y_{i+k} - y_{i+k} z_i z_{i+k} + y_i y_{i+k} z_i z_{i+k} \\
 &\quad - y_{i+k} z_{i+k} + y_i + z_i - y_i z_i + 1) \tag{48}
 \end{aligned}$$

10

上記 (a)、(b) で得られた結果を用いると、式 (48) は次式 (49) のように簡単に表すことができる。ただし、次式で  $x$ 、 $y$ 、 $z$  は、それぞれ要素符号 X、Y、Z の位相シフト k に対する 1 周期自己相関値を表すものとする。

【数 3 1】

$$\rho_k = \frac{\rho_x}{4} \left( N\rho_y + M\rho_z + \rho_y\rho_z + MN + 2 \left( \sum_{m=1}^M y_m \right) (N - \rho_z) + 2 \left( \sum_{n=1}^N z_n \right) (M - \rho_y) \right) \tag{49}$$

20

Y、Z がともに P N 符号の場合は、

【数 3 2】

$$\sum_{m=1}^M y_m = \sum_{n=1}^N z_n = -1 \tag{50}$$

30

が成り立つことを考慮して、位相シフト k の具体例に対して式 (49) を適用してみる。

(ア) k がいずれの周期の倍数でもない場合

$$x = y = z = -1 \text{ であるから、}$$

【数 3 3】

$$\rho_k = -\frac{1}{4} (MN - 3(M + N + 1)) \tag{51}$$

(イ) k が L M N の倍数の場合

$$x = L, \quad y = M, \quad z = N \text{ であるから、} \tag{52}$$

$$k = L M N$$

(ウ) k が M N の倍数の場合

$$k = - M N \tag{53}$$

(エ) k が L M 又は L N の倍数の場合

【数 3 4】

$$\rho_k = \frac{L}{2} (MN - (M + N + 1)) \tag{54}$$

(オ) k が L のみの倍数の場合

50

【数 3 5】

$$\rho_k = \frac{L}{4}(MN - 3(M + N + 1)) \quad (55)$$

(カ) k が M 又は N のみの倍数の場合

【数 3 6】

$$\rho_k = -\frac{1}{2}(MN - (M + N + 1)) \quad (56)$$

10

これらより、L、M、N が十分大きいと、正規化された相関値（上記値を LMN で割った値）は、符号 X の同期（オ）で 0.25、符号 X と Y の同期又は符号 X と Z の同期（エ）で 0.5、さらにすべての同期（イ）で 1.0 の相関値が得られ、その他の状態では相関値はゼロに収束することが証明された。

【0054】

先に定義した 2 符号〔数 2〕と〔数 1〕の間の 1 周期相互相関を求める。両符号について、要素符号は同一であるとする。1 周期相互相関は次の式（57）で定義される。

【数 3 7】

$$\begin{aligned} \mu_k &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{LMN} x_i y_i z_i (y_{i+k} + z_{i+k} - y_{i+k} z_{i+k} + 1) x_{i+k} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{LMN} (z_i y_i y_{i+k} + y_i z_i z_{i+k} - y_i y_{i+k} z_i z_{i+k} + y_i z_i) x_i x_{i+k} \end{aligned} \quad (57)$$

20

上記（a）、（b）の結果を用いることにより、式（57）から次式（31）を得る。

【数 3 8】

$$\mu_k = \frac{\rho_x}{2} \left[ \left( \sum_{n=1}^N z_n \right) \rho_y + \left( \sum_{m=1}^M y_m \right) \rho_z - \rho_y \rho_z + \left( \sum_{m=1}^M y_m \right) \left( \sum_{n=1}^N z_n \right) \right] \quad (58)$$

30

x、y、z の定義は上記と同じである。また、全要素符号が PN の場合は、式（58）はさらに簡略化され次式（59）になる。

【数 3 9】

$$\mu_k = -\frac{\rho_x}{2} (\rho_y + \rho_z + \rho_y \rho_z - 1) \quad (59)$$

40

以下、位相シフト k の特別な場合について、具体例を挙げる。

(ア) k がいずれの周期の倍数でもない場合

$$\mu_k = -1 \quad (60)$$

(イ) k が LMN の倍数の場合

【数 4 0】

$$\mu_k = -\frac{L}{2}(M + N + MN - 1) \quad (61)$$

50

(ウ) k が MN の倍数の場合

【数 4 1】

$$\mu_k = \frac{1}{2}(M + N + MN - 1) \tag{62}$$

(エ) k が LM 又は NL の倍数の場合

$$\mu_k = L \tag{63}$$

(オ) k が M 又は N のみの倍数の場合

$$\mu_k = -1 \tag{64}$$

(カ) k が L のみの倍数の場合

$$\mu_k = L \tag{65}$$

以上より、両符号の相互相関は、各符号の周期が十分長いとき、全要素符号の同期状態 (イ) で正規化相関値 - 0.5 を示し、それ以外ではゼロになる。

【0055】

ここまでは、2つの複合符号〔数2〕及び〔数1〕についてそれぞれの1周期自己相関及び両符号間の相互相関の性質について明らかにしてきた。しかし、本発明で提案しているように、1種類の長周期符号〔数2〕を拡散用符号として複数ユーザ間で共用する場合、他ユーザ干渉性能の点で、部分自己相関特性の評価が不可欠である。以下に、この点について検討する。まず、(i)、(ii)で相関シンボル同士が、シンボル同期しており、シンボル極性も同一の場合を考え、次により一般的に、シンボル非同期で、極性も任意の場合(いわゆる偶相関、奇相関)について(iii)で述べる。

【0056】

(i) 部分相関値の平均値

複合符号Cの位相シフトkに対する部分自己相関値(相関長k)を次式(66)で定義する。

【数 4 2】

$$R_k(K) = \sum_{i=1}^K C_i C_{i+k} \quad (1 \leq K \leq LMN) \tag{66}$$

ここで、

$$C_i = x_i y_i z_i$$

式(66)のすべてのk(0 mod LMN以外)に対する平均値を部分自己相関値の平均値

【数 4 3】

$$\overline{R_k(K)}$$

と定義すると、

【数 4 4】

$$\overline{R_k(K)} = \overline{\sum_{i=1}^K C_i C_{i+k}} = \sum_{i=1}^K \overline{C_i C_{i+k}} = K \overline{C_i C_{i+k}} \tag{67}$$

10

20

30

40

50

一方、0以外のすべてのkに対する1周期自己相関値の平均値

【数45】

$$\overline{R_k}$$

は、上式で  $K = LMN$  とし、式(43)の結果を用いれば、

【数46】

$$\overline{R_k} = \overline{\sum_{i=1}^{LMN} C_i C_{i+k}} = LMN \overline{C_i C_{i+k}} = -1 \quad (68)$$

10

したがって、式(67)、(68)より、

【数47】

$$\overline{R_k(K)} = -\frac{K}{LMN} = -\frac{K}{P} \quad (69)$$

【0057】

20

(ii) 部分自己相関値の分散

$R_k(K)$  の分散は、定義により、

【数48】

$$\text{Var}\{R_k(K)\} = \overline{R_k^2(K)} - \{\overline{R_k(K)}\}^2 \quad (70)$$

なお、上式右辺の平均化操作は、0以外の全位相シフトkにわたる平均を表す。上式右辺第2項については式(69)で与えられるから、ここでは第1項を求める。

30

【数49】

$$\begin{aligned} \overline{R_k^2(K)} &= \overline{\left( \sum_{i=1}^K C_i C_{i+k} \right)^2} \\ &= \overline{\sum_{i=1}^K C_i C_{i+k} \sum_{j=1}^K C_j C_{j+k}} \\ &= \sum_{i=1}^K \overline{C_i^2 C_{i+k}^2} + \sum_{i=1}^K \overline{\sum_{j=1, j \neq i}^K C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} \\ &= K + \sum_{i=1}^K \overline{\sum_{j=1, j \neq i}^K C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} \\ &= K + K(K-1) \overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} \end{aligned}$$

40

(71)

ここで、

【数 5 0】

$$\overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}}$$

は、位相シフト  $k$  について場合分けし、要素符号に対する Shift and Add Property を適宜適用し、場合ごとに〔数 5 0〕を求め、これらを出現頻度に応じて加重平均をとることで、次式 (72) で与えられる。

【数 5 1】

$$\overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} = -\frac{1}{LMN} = -\frac{1}{P}, (K < \min(L, M, N) + 1) \quad (72)$$

10

したがって、

【数 5 2】

$$\overline{R_k^2(K)} = K - \frac{K(K-1)}{P} \quad (73)$$

20

式 (69)、(73) から、複合符号の部分相関値の平均値及び 2 乗平均値は、単一 PN のそれらと完全に一致していることがわかる。したがって、式 (70) の定義から、分散についても単一 PN の場合と同一であり、次式 (74) で与えられる。

【数 5 3】

$$\begin{aligned} \text{Var}\{R_k(K)\} &= K - \frac{K(K-1)}{P} - \left(-\frac{K}{P}\right)^2 \\ &= K \left(1 - \frac{K-1}{P} - \frac{K}{P^2}\right) \\ &= K \left(1 + \frac{1}{P}\right) \left(1 - \frac{K}{P}\right) \end{aligned} \quad (74)$$

30

すなわち、相関長  $K$  が式 (72) の条件を満たす限り、本複合符号は拡散信号として単一 PN 符号と同一の性能を有するといえる。

【0058】

上記と同様に、相関長  $K$  で正規化された相関値に対する分散も以下のようにして求まる。相関長  $K$  で正規化された相関値を次式で定義する。

40

【数 5 4】

$$\begin{aligned} r_k(K) &= \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K C_i C_{i+k} \\ &= \frac{1}{K} R_k(K) \end{aligned}$$

したがって、



【数 5 5】

$$\begin{aligned}
 \overline{r_k(K)} &= \frac{1}{K} \overline{R_k(K)} \\
 &= \frac{1}{K} \left( -\frac{K}{P} \right) \\
 &= -\frac{1}{P}
 \end{aligned} \tag{75}$$

10

一方。

【数 5 6】

$$\begin{aligned}
 \overline{r_k^2(K)} &= \overline{\left\{ \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K C_i C_{i+k} \right\}^2} \\
 &= \frac{1}{K^2} \overline{R_k^2(K)} \\
 &= \frac{1}{K^2} \left( K - \frac{K(K-1)}{P} \right)
 \end{aligned} \tag{76}$$

20

したがって、正規化部分相関値の分散は、

【数 5 7】

$$\begin{aligned}
 \text{Var}\{r_k(K)\} &= \overline{r_k^2(K)} - \left( \overline{r_k(K)} \right)^2 \\
 &= \frac{1}{K^2} \left( K - \frac{K(K-1)}{P} \right) - \left( -\frac{1}{P} \right)^2 \\
 &= \frac{1}{K} \left( 1 + \frac{1}{P} \right) \left( 1 - \frac{K}{P} \right)
 \end{aligned} \tag{77}$$

30

以上より、相関長 K に対し、周期 P が十分長い場合、上記 2 つの分散は、各々、

【数 5 8】

$$\begin{aligned}
 \text{Var}\{R_k(K)\} &\cong K \\
 \text{Var}\{r_k(K)\} &\cong \frac{1}{K}
 \end{aligned} \tag{78}$$

40

ここでの部分相関の平均値及び分散は、 $0 \bmod (LMN)$  以外の全位相シフト  $k$  にわたって求めたものであるが、特定位相シフトごとの平均値及び分散も、 $(i)$ 、 $(ii)$  及び付録 1 から容易に求まるので、それらの結果のみを付録 3 に示す。なお、複合符号の部分相関の分散が単一 PN の場合と一致するための相関長  $K$  (拡散率) に対する条件 (式 (72)) は、元来本発明で想定しているのが、1 つの長周期符号を離散的な位相で識別し、多数ユーザで共用する方式なので、広範囲の離散率に対して、単一 PN と同等性能を得る上での制約にはならない。例えば、1024 程度の拡散率まで必要な場合でも、 $L = 2047$ 、 $M = 8191$ 、 $N = 131071$  とすれば、 $P = 2^{41}$  であり、これは現在の商用 CDMA システムの 1 つで使用されている符号周期 ( $2^{42} - 1$ ) 相当である。K が上記の制約条件より大きいと、位相シフトがある符号周期の倍数になる場合が含まれるため

50

、Shift and Add Propertyが相関区間すべてにわたっては保証されないことから、式(77)は近似的にしか成立せず、Kが大きいほど誤差が増大する。この傾向は、表4のシミュレーション結果にも現れている。

【0059】

(iii) シンボル非同期の場合の部分自己相関

ここでは、希望受信シンボルの相関区間Kの途中に干渉シンボルの変換点が存在する場合の影響を、(ii)で求めたシンボル同期の場合に対する部分相関の分散の増分として評価する。干渉シンボルの変換点が相関区間K内に一様に分布していることを仮定した場合、干渉シンボルの極性変化確率を考慮した部分相関変換の分散の平均値は、以下の式(79)で与えられる。

【数59】

$$\overline{\text{Var}\{I_k(K,T)\}} = K \left(1 + \frac{1}{P}\right) \left(1 - \frac{K}{P}\right) + \frac{1}{3P} \left(1 + \frac{1}{P}\right) (K+1)(K-1) \quad (79)$$

上式右辺第1項は、(ii)で求めたシンボル同期の場合の分散であり、第2項が同期による増分を表している。シンボル非同期の影響を次式(80)に示す第2項と第1項の比Aで評価する。

【数60】

$$A = \frac{(K+1)(K-1)}{3PK \left(1 - \frac{K}{P}\right)} \quad (80)$$

これから、

【数61】

$$\frac{K-1}{3P \left(1 - \frac{K}{P}\right)} < A < \frac{K+1}{3P \left(1 - \frac{K}{P}\right)} \quad \text{即ち,} \quad \frac{\frac{K}{P} - \frac{1}{P}}{3 \left(1 - \frac{K}{P}\right)} < A < \frac{\frac{K}{P} + \frac{1}{P}}{3 \left(1 - \frac{K}{P}\right)}$$

上式より

【数62】

$$A \approx \frac{\frac{K}{P}}{3 \left(1 - \frac{K}{P}\right)} \quad (81)$$

したがって、今想定している  $P \gg K$  の場合には、Aは十分小さく、干渉信号との部分相関についても(ii)のシンボル同期の場合の結果を用いても差し支えないといえる。

【0060】

ここまで説明したような複合符号を用いた系の設計例について述べる。上述したように、本複合符号は、一定の長さ以上(要素符号の最小長が31チップ程度)であれば、その干渉特性はほぼ拡散率で決まる。一方、チャンネルごとの時間差を大きく確保するためには、できるだけ長い符号を選ぶ必要がある。まず、符号長については衛星通信を想定し、端末ごとの符号位相の割り当て方式として固定割り当て方式と接続時割り当て方式の両方の

10

20

30

40

50

場合について考える。前者には要素符号として(511, 1023, 2047)から生成する周期10.7億チップの符号を、後者には(31, 127, 511)から生成する200万チップの符号を用いる。これらの2つのケースについて、同期特性と干渉特性を評価し、結果を表5に示す。

【0061】

【表5】

項目	設計パラメータ	
データレート	640, 320, 160, 80, 40, 20kps	
拡散率	16, 32, 64, 128, 256, 512	
拡散チップレート	10.24Mbps	
チャンネル数(最高)	100	
プリアンブルワード	$W=X*(Y*Z)$	
拡散ワード	$W=X*(Y*Z)$	
符号位相割り当て	固定割り当て	接続時割り当て
要素符号長	$X=511, Y=1023, Z=2047$	$X=31, Y=127, Z=511$
符号の全長	1070075391チップ	2011807チップ
プリアンブルワード長	8.0s	1.5s
位相の掃引速度	1.6ms (16000チップ)	1.6ms (16000チップ)
要素符号の周期の和	3581回(最大) ( $L+M+N=3581$ )	669回(最大) ( $L+M+N=669$ )
同期時間	5.7s(最大)	1.07s(最大)
相関器における所要S/N	25dB	25dB
Co-channel干渉	チャンネルあたりのCCI	$S/CCI=6dB$ を得るためのチャンネル数
拡散率K	16	-12dB
	32	-15
	64	-18
	128	-21
	256	-24
	512	-27
		4
		8
		16
		32
		64
		128

【0062】

複合符号の同期時間は、位相掃引速度と必要掃引チップ数によって決まる。また、位相掃引速度は回線のS/Nによって決まる。本同期系では、理論どおりの同期時間短縮効果を得るための同期系相関器16(図6)の判定点の所要S/Nが25dBであることは、上述した。この点での雑音としてほとんどCo-channel干渉が支配的と考えると、その場合のS/Nは、回線数、受信信号の帯域幅、及び相関器積分器の帯域幅によって決定される。相関器でのS/Nは、以下の式(82)によって与えられる。

【数63】

$$S/N = S/N_i + 10 \times \log \frac{\text{拡散信号の等価ベースバンド帯域幅}(B_i)}{\text{積分器の等価雑音帯域幅}(B_c)} \quad (82)$$

ここで、

10

20

30

40

【数 6 4】

$$B_i = \frac{1}{2T_c} \quad (T_c; \text{符号チップ長})$$

$$B_c = \frac{1}{4\tau} \quad (\tau; \text{積分時定数})$$

である。ここで、設計例として回線数を 100 とした場合、 $S/N_i = -20$  (dB) であるから、これらを式 (82) に代入して、 $S/N 25$  dB を得るための相関器の積分時定数は式 (83) によって与えられることがわかる。

【数 6 5】

$$\tau = 0.5 \times 10^{4.5} \times T_c \cong 16000 \times T_c \quad (83)$$

すなわち、積分時間としては 16000 チップ必要である。チップ長は  $0.1 \mu s$  であるから、位相の掃引速度は  $1.6 ms$  に 1 回となる。

【0063】

上記 2 種類の符号の要素符号の周期の和は、それぞれ 3581 及び 669 であるから、同期に要する時間は、 $S/N$  の低下 3 dB を見込んだ場合、同期時間は 40% 程度遅延するため、同期符号としてのプリアンプルの時間長は、それぞれ 8 及び 1.5 秒となる。初期回線設定に要する時間としては、特に前者 (固定割り当て方式) の場合は、通常の上系移動通信の常識に比べて長くかかることになる。前者の時間を短縮する方法としては、例えば、端末内蔵タイマなどにより、接続時間帯ごとに時間単位で位相を変える「時間別半固定割り当て」の工夫をすれば、符号長が短くて済むため、同期時間をかなり短縮できる。仮に、10 の時間帯に分けると、同じ収容端末数でも符号長は 10 分の 1、約 1 億チップとなり、要素符号の合計長は半分程度となる。すなわち、同期時間を半減させることが可能である。また、さらなる高速化の方法として、図 4 の (a) に示す捕捉用符号の部分、すなわちプリアンプル部の信号送信レベルを、分散用符号の部分の信号送信レベルに対して上げることによって、同期符号の受信  $S/N$  が高くなり、その分位相掃引速度 (サーチ速度) を速めることが可能である。例えば、捕捉用符号の部分の信号送信レベルを 3 dB 上げることによって、式 (82)、(83) から積分時間が  $1/2$  になり、速度が 2 倍になる (6 dB 上げた場合は 2 倍高速になる)。同時にアクセシビリティ (アクセス) する局が多くない場合、プリアンプル部分のみレベルを上げて、全体のパワー上昇はきわめて少ない。ただし、表 5 は完全固定割り当て方式の場合の特性を示す。なお、もし仮に単一の PN 符号で全位相をサーチした場合には、前者では 472 時間、後者では 53 分かかり、本発明では、前者では 30 万分の 1 に、後者では約 3 千分の 1 に同期時間が短縮される計算になる。

【0064】

次に干渉特性について述べる。本拡散符号の部分相関特性は、上述したように従来の単一の PN 符号のそれとほぼ同じであることから、その干渉特性も従来と同じく扱うことができる。上述したように、他チャネル一波からの信号対干渉電力比 CCI は、符号長にかかわらず拡散率のみに依存する。ここでは、先に示した 6 つの拡散率についてチャネルあたりの干渉量を求め、トータルの許容信号対干渉電力比を仮に 6 dB とした場合の同時アクセス可能チャネル数を示している。このときのチャネル数は拡散率の  $1/4$  となる。ただし、熱雑音やその他の劣化要因を考慮した場合、この容量は低下する。例えば、他の劣化要因による信号対雑音比が 9 dB で、信号対トータル雑音比として 6 dB 必要な系では、Co-channel 干渉に分配される許容値は 9 dB となって、チャネル数は半減 (拡散率の  $1/8$ ) する。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 5 】

以上のように、本発明の方式と従来方式の違いは同期特性においてのみ存在する。つまり、本発明の方式は、高速同期が求められるシステムでは著しい性能を発揮する。一般にCDMA移動通信の回線設計においては、マルチパスフェージングなど他の劣化要因の検討が必要である。しかし本発明が主に想定する衛星通信においては、降雨減衰の問題はあるが、マルチパスがほとんどなく、干渉要因としてはここに示したCCIが支配的である。なお、本発明の方式の性能を地上系CDMA移動通信環境下で評価する場合、マルチパスやそれによるフェージングなどの影響は、通常の地上系移動通信システムのそれと全く同一である。

【 0 0 6 6 】

10

上記式(71)における〔数50〕の導出について説明する。ここで平均値は、位相シフトkとして0(mod P)以外のすべてのkに対するC<sub>i</sub> C<sub>i+k</sub> C<sub>j</sub> C<sub>j+k</sub>の平均値を表す。まず位相シフトkを以下の3つの場合に分けてC<sub>i</sub> C<sub>i+k</sub> C<sub>j</sub> C<sub>j+k</sub>を求め、それぞれの場合の出現頻度を考慮した果汁平均値として

〔数50〕を求める。

1. 位相シフトkが要素符号のいずれの周期(L、M、N)の倍数でもない場合  
要素符号X、Y、ZはいずれもPN符号であるから、条件k ≡ 0 mod L, mod M, mod Nに対して、Shift and Add Propertyにより、  
x<sub>i</sub> x<sub>i+k</sub> = x<sub>s</sub> X、y<sub>i</sub> y<sub>i+k</sub> = x<sub>t</sub> Y、z<sub>i</sub> z<sub>i+k</sub> = z<sub>u</sub> Zであるから、

20

$$C_i C_{i+k} = x_i x_{i+k} y_i y_{i+k} z_i z_{i+k} = C_{i+k} \cdot C$$

同様に、

$$C_j C_{j+k} = C_{j+k} \cdot C$$

すなわち、

$$C_i C_{i+k} C_j C_{j+k} = C_{i+k} \cdot C_{j+k} \cdot C = x_{i+k} \cdot x_{j+k} \cdot y_{i+k} \cdot y_{j+k} \cdot z_{i+k} \cdot z_{j+k} \quad (A.1)$$

ここで、部分相関長Kに対して |i - j| ≦ K - 1だから、K - 1 < min(L, M, N)であれば、上式(A.1)右辺に対し、再びShift and Add Propertyにより、

30

$$C_i C_{i+k} C_j C_{j+k} = x_{k'+a} y_{k'+b} z_{k'+c} \quad (A.2)$$

したがって、上述した式(44)、(45)を参照すれば、

【数66】

$$\overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} = \overline{x_{k'+a} y_{k'+b} z_{k'+c}} = -\frac{1}{LMN}, \quad (K < \min(L, M, N) + 1) \quad (A.3)$$

40

2. 位相シフトkが要素符号の1つの周期のみの倍数の場合  
例として、位相シフトkが要素符号Xの周期Lのみの倍数とする。一般性を失わずにk = Lとしても差し支えない。この場合、x<sub>i</sub> = x<sub>i+L</sub>、x<sub>j</sub> = x<sub>j+L</sub>かつ、要素符号Y、ZについてShift and Add Propertyが適用できるから、

$$C_i C_{i+L} C_j C_{j+L} = C_{i+L} \cdot C_{j+L} \cdot C = y_{i+L} \cdot y_{j+L} \cdot z_{i+L} \cdot z_{j+L} \quad (A.4)$$

ここで、1. 同様、|i - j| ≦ K - 1に対し、K - 1 < min(M, N)であれば、式(A.4)右辺に再びShift and Add Propertyを適用し、

50

$$C_i C_{i+L} C_j C_{j+L} = y_{L+\alpha} z_{L+\beta} \quad (\text{A.5})$$

式(43)の関係は、2符号の積についても適用できるから、これを用いると、  
【数67】

$$\overline{C_i C_{i+L} C_j C_{j+L}} = \overline{y_{L+\alpha} z_{L+\beta}} = \frac{1}{MN}, \quad (K \langle \min(M, N) + 1) \quad (\text{A.6})$$

同様に、kがM、Nの倍数の場合はそれぞれ、

【数68】

$$\overline{C_i C_{i+M} C_j C_{j+M}} = \overline{x_{M+\gamma} z_{M+\delta}} = \frac{1}{LN}, \quad (K \langle \min(L, N) + 1) \quad (\text{A.7})$$

$$\overline{C_i C_{i+N} C_j C_{j+N}} = \overline{x_{N+\eta} z_{N+\lambda}} = \frac{1}{LM}, \quad (K \langle \min(L, M) + 1) \quad (\text{A.8})$$

3. 位相シフトkが要素符号の2つの周期の積の倍数の場合  
例として、k = LMの場合を考える。この場合は、

$$C_i C_{i+LM} C_j C_{j+LM} = z_{i+LM} z_{j+LM} \quad (\text{A.9})$$

ここで、上式(A.9)右辺は単一PN符号Zの自己相関だから、 $|i-j| \leq K-1$ に  
対し、 $K < N+1$ とすれば、結局、

【数69】

$$\overline{C_i C_{i+LM} C_j C_{j+LM}} = -\frac{1}{N}, \quad (K \langle N+1) \quad (\text{A.10})$$

なお、K、Nが正整数だから、上記のKに関する制約は $K \leq N$ と等価であり、符号Zの1  
周期すべてが含まれる。したがって、相関特性の周期性を考慮すると、この場合は、Kの  
代わりに $K' = K \bmod N$ とすることで、 $N > K$ の場合にも

【数70】

$$\overline{C_i C_{i+LM} C_j C_{j+LM}}$$

として式(A.10)を適用できる。これは、以下の2つの場合も同様である。kがLN  
、LMの倍数の場合はそれぞれ、

【数71】

$$\overline{C_i C_{i+LN} C_j C_{j+LN}} = -\frac{1}{M}, \quad (K \langle M+1) \quad (\text{A.11})$$

【数72】

$$\overline{C_i C_{i+MN} C_j C_{j+MN}} = -\frac{1}{L}, \quad (K \langle L+1) \quad (\text{A.12})$$

10

20

30

40

50

したがって、相関長  $K$  について上記のすべての場合を包含する  $K < \min(L, M, N) + 1$  の条件下で、全位相シフト  $k$  についての〔数 50〕を  $k$  の出現頻度を考慮した加重平均により求めることができる。ところで、1. ~ 3. で得た〔数 50〕の結果は、式(34) ~ (40) に示す各位相シフトに対する 1 周期自己相関値を複合符号の周期  $LMN$  で正規化したものに他ならない。以上より、全位相シフト  $k$  についての〔数 50〕は、式(43) 右辺を  $LMN$  で割れば直ちに求まる。すなわち、

【数 73】

$$\overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} = -\frac{1}{LMN} = -\frac{1}{P}, (K < \min(L, M, N) + 1) \quad (\text{A.13})$$

10

【0067】

上述した偶相関、奇相関の問題についてさらに説明する。データ変調された他ユーザ信号との部分相関を考える場合、一般に自信号の相関区間に干渉側のシンボル変換点が存在するので、他ユーザ干渉量を上述したような部分相関値の平均値と部分自己相関値の分散の議論のみで議論するだけでは不十分である。以下に、この点について検討する。シンボル極性の変化としては、正正、負負、正負、負正の 4 通りが考えられる。ここでは、これらが等確率(それぞれ  $1/4$ )で生起するものとし、干渉信号と自信号は、チップ単位では同期しているものと仮定する。ここで、相関区間長を  $K$  チップとし、 $1 \leq T < K$  なる  $T$  チップ目の先頭に干渉シンボルの変換点があるものとし、 $T$  は一様分布と仮定する。以上の前提と、上述した部分相関値の平均値と部分自己相関値の分散の議論より、この場合の部分相関値  $I_k(K, T)$  ( $K, T$ ) は次式で与えられる。

20

【数 74】

$$I_k(K, T)_1 = R_k(K) \quad (\text{正} \rightarrow \text{正の場合}) \quad (\text{A.14})$$

$$I_k(K, T)_2 = -R_k(K) \quad (\text{負} \rightarrow \text{負の場合}) \quad (\text{A.15})$$

$$I_k(K, T)_3 = \sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} - \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k} \quad (\text{正} \rightarrow \text{負の場合}) \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} I_k(K, T)_4 &= -\sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} + \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k} \quad (\text{負} \rightarrow \text{正の場合}) \quad (\text{A.17}) \\ &= -I_k(K, T)_3 \end{aligned}$$

30

ここでは、位相シフト  $k$  及び変換点タイミング  $T$  に対する上記相関値の平均値及び分散を求める。上式の関係から、新たに求める必要があるのは、 $I_k(K, T)_3$  についての平均値及び分散のみである。まず  $T$  を固定して、0 以外の全位相シフト  $k$  に対する平均値及び分散を求める。平均値は下式で与えられる。

【数 75】

$$\begin{aligned} \overline{I_k(K, T)_3}_{\text{for } k} &= \sum_{i=1}^T \overline{C_i C_{i+k}} - \sum_{i=T+1}^K \overline{C_i C_{i+k}} \\ &= (2T - K) \overline{C_i C_{i+k}} \\ &= -\frac{(2T - K)}{P} \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

40

一方、2乗平均値は、

【数 7 6】

$$\begin{aligned} \overline{I_k(K, T)_3}^2 \text{ for } k &= \overline{\left( \sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} - \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k} \right)^2} \\ &= \overline{\left( \sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} \right)^2} + \overline{\left( \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k} \right)^2} - 2 \overline{\sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k}} \end{aligned} \quad (\text{A. 19})$$

10

右辺第 1 項及び第 2 項は、式 (59) を参照すれば、それぞれ、

【数 7 7】

$$\overline{\left( \sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} \right)^2} = T - \frac{T(T-1)}{P} \quad (\text{A. 20})$$

$$\overline{\left( \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k} \right)^2} = K - T - \frac{(K-T)(K-T-1)}{P} \quad (\text{A. 21})$$

20

第 3 項は、

【数 7 8】

$$\overline{\sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k}} = \sum_{i=1}^T \sum_{j=T+1}^K \overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} \quad (\text{A. 22})$$

上式右辺について、式 (A 13) より、

【数 7 9】

$$\overline{C_i C_{i+k} C_j C_{j+k}} = -\frac{1}{P}$$

30

だから、結局、

【数 8 0】

$$\overline{\sum_{i=1}^T C_i C_{i+k} \sum_{i=T+1}^K C_i C_{i+k}} = -\frac{T(K-T)}{P} \quad (\text{A. 23})$$

40

これらより、

【数 8 1】

$$\begin{aligned} \overline{I_k(K, T)_3}^2 \text{ for } k &= K - \frac{1}{P} \{ T(T-1) + (K-T)(K-T-1) - 2T(K-T) \} \\ &= K - \frac{K(K-1)}{P} - \frac{4}{P} (T^2 - KT) \end{aligned} \quad (\text{A. 24})$$

50



以上より、全位相シフトに対する分散  $\text{Var}\{I_k(K, T)_3\}$  は、  
【数 8 2】

$$\begin{aligned} \text{Var}\{I_k(K, T)_3\}_{for k} &= K - \frac{K(K-1)}{P} - \frac{4}{P}(T^2 - KT) - \frac{(2T-K)^2}{P^2} \quad (\text{A.25}) \\ &= K\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left(1 - \frac{K}{P}\right) + \frac{4}{P}\left(1 + \frac{1}{P}\right)(KT - T^2) \end{aligned}$$

10

右辺第 1 項は、上記で求めた部分相関の分散であり、第 2 項は、相関区間の途中に干渉信号のシンボル変換点が存在することによる分散の増加分を表している。上式右辺の T に関する平均値を下式により求めると、

【数 8 3】

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{T=1}^K \text{Var}\{I_k(K, T)_3\}_{for k} &= K\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left(1 - \frac{K}{P}\right) \\ &\quad + \frac{4}{P}\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left\{\frac{K(K+1)}{2} - \frac{(K+1)(2K+1)}{6}\right\} \quad (\text{A.26}) \\ &= K\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left(1 - \frac{K}{P}\right) + \frac{2}{3P}\left(1 + \frac{1}{P}\right)(K+1)(K-1) \end{aligned}$$

20

変換点での極性変化の確率を先に仮定したものとし、式 (A.14) - (A.17) の  $I_k(K, T)_m$  間 ( $m = 1 - 4$ ) の関係に留意すれば、位相シフト  $k$ 、変換点タイミング  $T$  及び極性変化の確率すべてを考慮した分散の平均値は、下式で与えられる。

【数 8 4】

$$\overline{\text{Var}\{I_k(K, T)\}} = K\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left(1 - \frac{K}{P}\right) + \frac{1}{3P}\left(1 + \frac{1}{P}\right)(K+1)(K-1) \quad (\text{A.27})$$

30

【0068】

特定位相シフトに対する部分自己相関の平均値及び分散について説明する。ここでは、下記の位相シフト  $k$  の場合ごとの相関区間長  $K$  で正規化した部分自己相関の平均値及び分散を示す。

(ア) 位相シフトがどの要素符号の周期の倍数でもない場合

【数 8 5】

$$\overline{r_k(K)} = -\frac{1}{P}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{1}{K}\left(1 + \frac{1}{P}\right)\left(1 - \frac{K}{P}\right), \quad (K < \min(L, M, N) + 1) \quad (\text{A.28})$$

40

(イ) 位相シフトが  $L$  のみの倍数の場合

【数 8 6】

$$\overline{r_k(K)} = \frac{1}{MN}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{MN}\right) \left(1 - \frac{K}{MN}\right), \quad (K < \min(M, N) + 1) \quad (\text{A. 29})$$

(ウ) 位相シフトが M のみの倍数の場合

【数 8 7】

$$\overline{r_k(K)} = \frac{1}{LN}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{LN}\right) \left(1 - \frac{K}{LN}\right), \quad (K < \min(L, N) + 1) \quad (\text{A. 30})$$

10

(エ) 位相シフトが N のみの倍数の場合

【数 8 8】

$$\overline{r_k(K)} = \frac{1}{LM}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{LM}\right) \left(1 - \frac{K}{LM}\right), \quad (K < \min(L, M) + 1) \quad (\text{A. 31})$$

20

(オ) 位相シフトが L M のみの倍数の場合

【数 8 9】

$$\overline{r_k(K)} = -\frac{1}{N}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{N}\right) \left(1 - \frac{K'}{N}\right), \quad (K' = K \bmod N) \quad (\text{A. 32})$$

(カ) 位相シフトが L N のみの倍数の場合

【数 9 0】

$$\overline{r_k(K)} = -\frac{1}{M}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{M}\right) \left(1 - \frac{K'}{M}\right), \quad (K' = K \bmod M) \quad (\text{A. 33})$$

30

(キ) 位相シフトが M N のみの倍数の場合

【数 9 1】

$$\overline{r_k(K)} = -\frac{1}{L}, \text{Var}(r_k(K)) = \frac{K'}{K^2} \left(1 + \frac{1}{L}\right) \left(1 - \frac{K'}{L}\right), \quad (K' = K \bmod L) \quad (\text{A. 34})$$

40

【図面の簡単な説明】

【0069】

【図 1】 a は複合符号の自己相関特性を示すグラフであり、 b は他の複合符号の自己相関特性を示すグラフである。

【図 2】 a 及び b は同じ要素符号 X、Y 及び Z に関して合成の演算の異なる 2 つのケースについての相関マトリックスを示す図である。

【図 3】 2 つの複合符号の相互相関マトリックスを示した図である。

【図 4】 符号切り替えによる初期捕捉から定常同期への移行の原理を説明するタイミング図である。

【図 5】 複合符号を衛星通信による CDMA 多重化方式に適用した場合のアップリンクの

50

信号受信系の一例を示す図である。

【図6】本発明による送信及び受信系の基本構成の一例を示すブロック図である。

【図7】同一帯域で受信されるチャンネル $W(t)$ を位相シフト $k$ チップの符号 $W(t + kT_c)$ で受信したときの様子を示すタイミング図である。

【図8】a、b及びcは3つの位相ケースにおける正規化部分相関値の分布を示すグラフである。

【図9】複合符号について連なり性を調べた結果を示すグラフである。

【符号の説明】

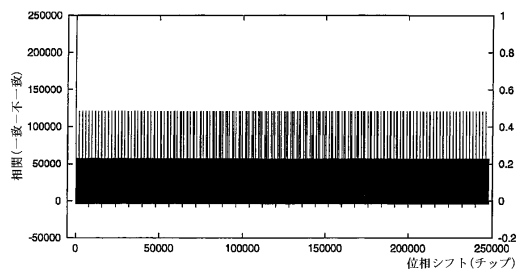
【0070】

- 1 端末局
- 2、3、4、18、19、20 要素符号発生器
- 5、6、21 複合符号合成器
- 7 拡散部
- 8 変調部
- 9 基地局
- 10 第1相関器
- 11 搬送波再生回路
- 12 第1復調器
- 13 第2復調器
- 14 第2相関器
- 15 相関検出器・符号位相制御器
- 16 同期系相関器
- 17 クロック再生回路

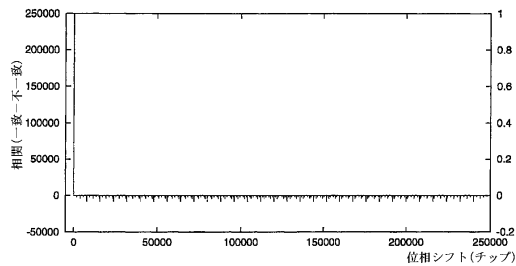
10

20

【図1】



(a)  $W = X \oplus (Y \cdot Z)$  の自己相関特性



(b)  $W = X \oplus (Y \oplus Z)$  の自己相関特性

【図2】

(a)  $W = X \oplus (Y \cdot Z)$  の自己相関マトリクス

				z	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
				y	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
				x	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Z	Y	X	W/w	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1
0	0	0	0								1	1	1	0
1	0	0	0								1	1	1	0
0	1	0	0								1	1	1	0
1	1	0	1								0	0	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	0						
1	0	1	1	1	1	1	1	0						
0	1	1	1	1	1	1	1	0						
1	1	1	0	0	0	0	0	1						

(一致:0,不一致:1)

(b)  $W = X \oplus (Y \oplus Z)$  の自己相関マトリクス

				z	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
				y	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
				x	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Z	Y	X	W/w	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1
0	0	0	0								1	0	0	1
1	0	0	1								0	1	1	0
0	1	0	1								0	1	1	0
1	1	0	0								1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	0	1							
1	0	1	0	0	1	1	0							
0	1	1	0	0	1	1	0							
1	1	1	1	1	0	0	0	1						

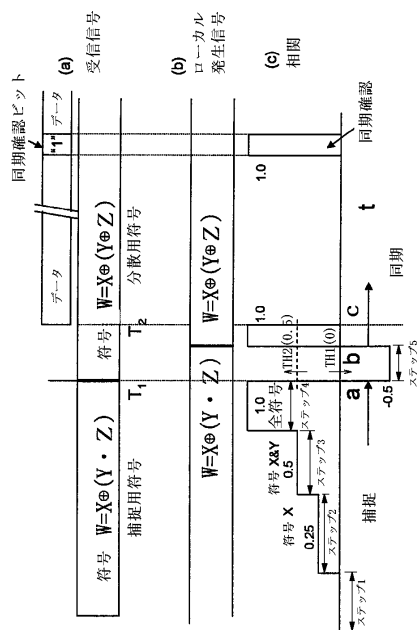
(一致:0,不一致:1)

【 図 3 】

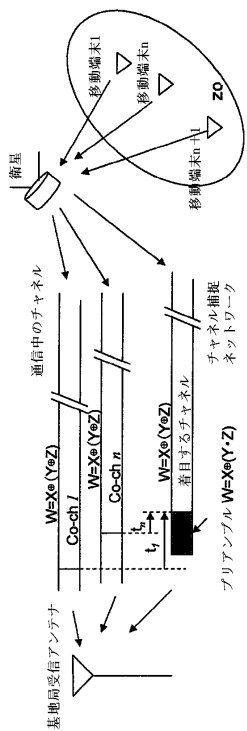
Z	Y	X	W/w	$W=Xe(Y \cdot Z)$				$w=xe(yez)$				
				z	0	1	0	1	0	1	0	1
				z	0	1	0	1	0	1	0	1
				y	0	0	1	1	0	0	1	1
				x	0	0	0	0	1	1	1	1
0	0	0	0						1	0	0	1
1	0	0	0						1	0	0	1
0	1	0	0						1	0	0	1
1	1	0	1						0	1	1	0
0	0	1	1	1	0	0	0	1				
1	0	1	1	1	0	0	1					
0	1	1	1	1	0	0	1					
1	1	1	0	0	1	1	0					

(一致:0,不一致:1)

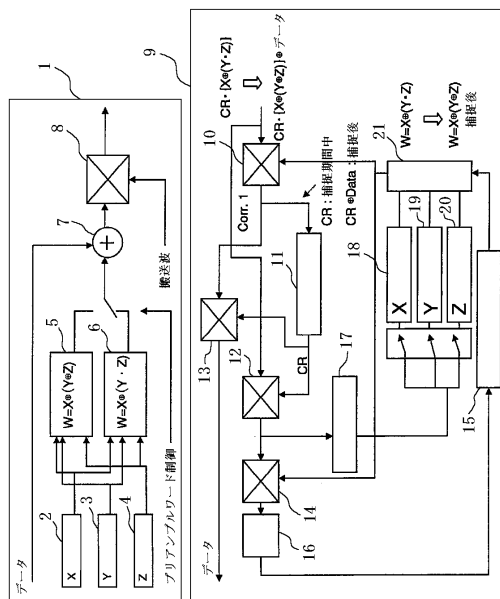
【 図 4 】



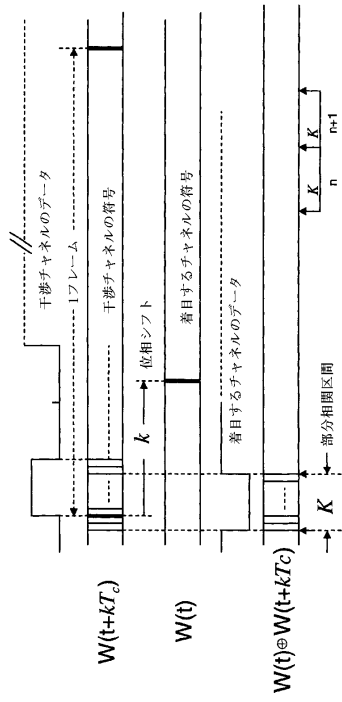
【 図 5 】



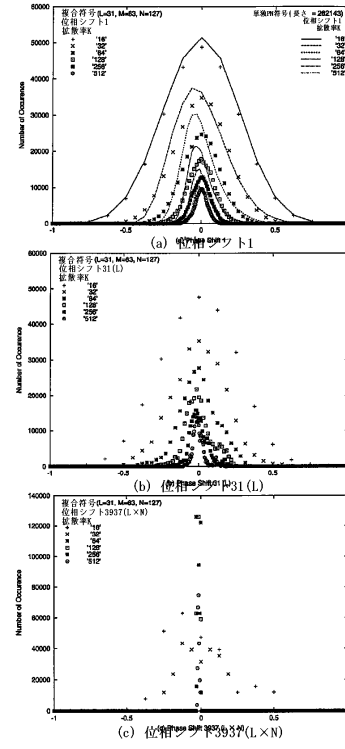
【 図 6 】



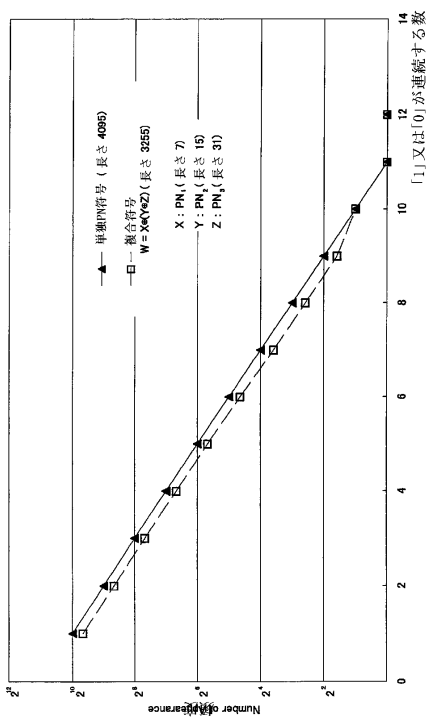
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



---

フロントページの続き

- (74)代理人 100124280  
弁理士 大山 健次郎
- (74)代理人 100119530  
弁理士 富田 和幸
- (72)発明者 原 孝雄  
奈良県生駒市高山町8916-5 大学宿舎D-506
- (72)発明者 谷川 尚也  
奈良県生駒郡三郷町立野北2-18-11

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 国際公開第99/020019(WO, A1)  
特開平10-093548(JP, A)  
特開2001-127597(JP, A)  
特開2001-094466(JP, A)  
特表2001-520482(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04B 1/707