

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3921402号

(P3921402)

(45) 発行日 平成19年5月30日(2007.5.30)

(24) 登録日 平成19年2月23日(2007.2.23)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4B	1/707	(2006.01)	HO4J	13/00	D
HO3M	7/30	(2006.01)	HO3M	7/30	A

請求項の数 5 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2002-77495 (P2002-77495)	(73) 特許権者	000153465
(22) 出願日	平成14年3月20日(2002.3.20)		株式会社日立コミュニケーションテクノロジー
(65) 公開番号	特開2003-283372 (P2003-283372A)		ジー
(43) 公開日	平成15年10月3日(2003.10.3)		東京都品川区南大井六丁目26番3号
審査請求日	平成17年2月25日(2005.2.25)	(74) 代理人	100100310
			弁理士 井上 学
		(72) 発明者	川本 潔
			神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地
			株式会社日立製作所 通信事業部内
		(72) 発明者	川辺 学
			東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
			株式会社日立製作所 中央研究所内
		(72) 発明者	眞澤 史郎
			神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地
			株式会社日立製作所 通信事業部内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

C D M A (Code Division Multiple Access) 方式を用いた無線移動体通信システムにおける無線受信機において、

符号長 m のウォルシュ符号を、 $\log_2(m) = \log_2(a) + \log_2(b)$ を満たす符号長 a と b のウォルシュ符号のクロネッカー積とし、符号長 a のウォルシュ系列のそれぞれに対する相関を求める手段と、

各ウォルシュ番号毎の絶対値加算結果から符号長 a のウォルシュ符号を1つ特定する手段と、

特定したウォルシュ系列で相関を求めた系列に対して更に符号長 b の全てのウォルシュ系列に対する相関を求め、符号長 b のウォルシュ番号を特定して、それぞれの結果から符号長 m のウォルシュ番号の特定を行う手段と、を有することを特徴とする無線受信機。

10

【請求項2】

符号長 a の全てのウォルシュ系列に対する相関を求めた後に、符号長 a のウォルシュ番号の候補を複数選定し、そのそれぞれのウォルシュ系列で相関を求めた系列に対して、符号長 b の全てのウォルシュ系列に対する相関を求め、得られた全ての結果から送信された符号長 m のウォルシュ番号を特定することを特徴とする請求項1に記載の無線受信機。

【請求項3】

符号長 a 及び b のウォルシュ符号に対する相関処理を、高速アダマール変換を用いて行うことを特徴とする請求項1に記載の無線受信機。

20

【請求項 4】

請求項 2 に記載されるウォルシュ復号方法において、符号長 a 及び b のウォルシュ符号に対する相関処理を、高速アダマール変換を用いて行うことを特徴とする請求項 2 に記載の無線受信機。

【請求項 5】

符号分割多元接続(CDMA:Code Division Multiple Access)方式を用いた無線移動通信システムであり、符号長 a のウォルシュ符号と符号長 b のウォルシュ符号にそれぞれ別の情報が与えられ、符号長 a のウォルシュ符号と符号長 b のウォルシュ符号のクロネッカー積を取った系列が送られてくる場合において、符号長 a, b それぞれのウォルシュ番号の特定を行うことを特徴とする請求項 1 に記載の無線受信機。

10

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、CDMA(Code Division Multiple Access)無線通信技術に関し、特に、無線受信機において、m - a r y 変調などの比較的符号長が長いウォルシュ系列が使用される場合の変調技術に関する。

【0002】**【従来の技術】**

CDMA方式は、ある限られた周波数帯域を複数のユーザで共有する際に使用する多元接続方式の1つであり、TDM A(Time Division Multiple Access)方式やFDMA(Frequency Division Multiple Access)方式に比べて周波数利用効率が高い事で知られている。

20

【0003】

CDMAでは、変調処理後のデータに対して、PN符号と呼ばれる疑似ランダム符号を掛け合わせて送信を行う。このPN符号との乗算処理は、拡散と呼ばれ、CDMAにおいてユーザを識別するための重要な役割を持つ。PN符号は、一般的に送信する情報のビットレートに対して十分速い速度(100~1000倍程度)のものが用いられ、この拡散処理により送信信号のもつ帯域幅はPN符号速度、即ち拡散処理前の100倍から1000倍にまで広がる。このPN符号はユーザ毎に異なる符号系列が用いられるため、復調処理においても復調するユーザのものと同じPN系列による乗算処理が行われる。これは逆拡散処理と呼ばれ、送信側と同じ符号系列により逆拡散を行えば、元の情報ビットを再生する事ができる。この際、情報ビットの1、0の判定は、拡散符号との相関を取る事により行なわれる。これは、相関を取る事で符号系列の異なるユーザの信号の影響を低減し、符号系列の合致した信号のみを抽出する事ができるからである。ここで、拡散符号の速度と情報ビットの速度との比を処理利得と呼び、CDMAでは処理利得が大きければ大きいほど良好な状態で通信を行う事ができる。

30

【0004】

そのため、CDMAで通信品質を上げるには、拡散符号の速度を上げるか、送信データの速度を下げる事が必要である。m - a r y 変調方式は、送信する情報レートを落とさずに処理利得を上げる事のできる変調方式であり、この性質からCDMA通信にて好んで用いられる。

40

【0005】

CDMA One の名称で知られるEIA/TIA/IS - 95 A(以下、IS - 95 A)では、リバースリンク(移動局送信 基地局受信)において符号長64の64 - a r y 変調方式が用いられている。IS - 95 Aにおける64 - a r y 復調方法は、US pat No.5,442,627 “NONCOHERENT RECEIVER EMPLOYING A DUAL MAXIMA METRIC GENERATION PROCESS” Andrey Viterbi, Andrew J.Viterbi に詳しい。IS - 95 Aのリバースリンクでは、パイロットチャネルが送信されないため、復調時に信号の位相を推定する同期検波を行う事が難しい。このため、US Pat No.5,442,627では、位相推定を行わない非同期検波により復調処理を行う場合の構成が示されている。この例では、64 - a r y 変調が施された信号の復調

50

を行うために、まず I 相、Q 相それぞれに対してアダマール変換処理を施し、受信信号と 64 種類の各ウォルシュ符号系列との相関を求めている。相関処理後のデータは I 相成分と Q 相成分の 2 乗和を求める事で電力値に変換され、各ウォルシュ符号毎の電力値の比較により、最大のものを選択する事で、送信されたウォルシュ符号を特定することができる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

m - a r y 変調のように、ウォルシュ符号を用いた変調方式では、全てのウォルシュ符号に対する相関を求めなければならないため、m の値が多くなるにつれて処理量が膨大になる。加減算の処理回数は、F H T 処理を行わない場合で m の 2 乗回となる。F H T を行った場合でも $m \cdot \log_2(m)$ 回となる。例えば、I S - 9 5 A で用いられている $m=64$ の場合を例にとると、F H T 処理を行った場合でも $64 \cdot \log_2(64) = 384$ 回の加減算処理が必要となる。更に、この他に最大値判定を行うための比較演算処理が $64-1=63$ 回及び I S - 9 5 A のように非同期検波を行う場合には、さらに I c h、Q c h の電力合成処理が 64 回必要となる。

10

【0007】

また、これらの処理を全てハードウェアで行う場合には、上記演算回数に比例した論理規模が必要である。C D M A システムにおける基地局では、複数の端末からの受信信号の復調処理を行わなければならないため、上記の演算を端末の台数分行う必要がある。例えば、1セクタ辺り 30 台の端末が接続された状態で、3セクタ分の処理を行うとすると、実に上記の $3 \times 30 = 90$ 倍の処理が必要となる。これらの処理は、基地局側での復調処理においてかなりのウエイトを占めることから、この部分の処理を簡略化することで基地局受信機のハードウェア/ソフトウェアを簡略化することが可能である。

20

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記 F H T 処理の演算量を減らす為の手段として、符号長の長いウォルシュ符号系列を符号長の短いウォルシュ符号系列の積で表すことを考える。64 ビット長のウォルシュ符号を例にとって考えると、 $64 = 8 \times 8$ で表されるため、64 ビット長のウォルシュ符号は 8 ビット長ウォルシュ符号の積で表すことが可能である。

【0009】

ここで、元のウォルシュ符号系列の符号長を m とすれば、 $\log_2(m) = \log_2(a) + \log_2(b)$ が成り立つことが必要である。

30

【0010】

図 5 に、次式 (1) を 8 ビット長の 2 つのウォルシュ符号で表す場合の例を示す。

【0011】

【数 1】

$$W_{31}^{64} \quad (1)$$

上記式 (1) は、64 ビット長ウォルシュ符号の 31 番目であり、図 5 を参照すれば、 $\{011010011001011010010110100101101001011010010110100101101001\}b$ という符号系列で表される。ここで、元のデータシンボルは $31 = \{0111-11\}b$ となるため、これを前半の 3 ビットと後半の 3 ビットに分割して考えれば、次式 (2) で表される。

40

【0012】

【数 2】

$$W_{31}^{64} = W_3^8 \otimes W_7^8 \quad (2)$$

即ち、64 ビット長ウォルシュ符号は、前半の 8 ビット長ウォルシュ符号のそれぞれのビ

50

ットに対して、後半の 8 ビット長ウォルシュ符号を掛け合わせた 2 次元配列で表すことが可能であり、これをすべてシリアルに繋ぎあわせれば、64 ビット長のウォルシュ符号が完成する。

【0013】

これに対する復号処理の方法について図 6 を用いて説明する。受信側では、符号長の長い符号系列を符号長の短い符号系列の 2 次元配列とみなして、復号処理を行う。図 6 の例では、まず 2 次元配列の横方向の系列に対して FHT 処理を行っている。実際の伝搬路では、復調処理を行うまでの間に雑音成分が加わることになるが、簡単化のため、ここでは雑音については考慮しない。横方向に対して FHT 処理を行った結果、次式 (3) の位置に電力が集中しているのが分かる。

【0014】

【数 3】

$$W_7^8 \quad (3)$$

これを縦方向に絶対値加算し、最大のものを選択すれば、横方向に掛け合わされたウォルシュ符号を特定する事ができる。あとは、選択された部分のみ縦方向に FHT 処理を行えば、送信元のウォルシュ符号を特定する事が可能である。この例では、横方向の FHT 処理結果から上記式 (3) が特定でき、縦方向の FHT 処理結果から、次式 (4) が特定される。

【0015】

【数 4】

$$W_3^8 \quad (4)$$

従って、送信されたウォルシュ符号は、上式 (2) であることがわかる。後は、ウォルシュ番号から送信データシンボルへの変換を行えば、 $\{011\}_b, \{111\}_b = \{0111 - 111\}_b$ となり、送信データシンボルの復調処理が正しく行なわれている事がわかる。

【0016】

この場合の演算量は、

加減算処理： $8 \cdot 8 \cdot \log_2(8) + 8 \cdot \log_2(8) = 216$ 回 (従来：384回)

絶対値加算処理： $8 \cdot 8 = 64$ 回 (従来 0回)

2乗加算処理(非同期検波の場合のみ)：8回 (従来 64回)

比較演算処理： $8 - 1 + 8 - 1 = 14$ 回 (従来：63回)

ここで、加減算処理の第 1 項は、横方向の FHT 処理、第 2 項は縦方向の FHT 処理にかかる演算量、比較演算処理の第 1 項は、横方向のウォルシュ符号の特定に伴う比較処理、第 2 項は、縦方向のウォルシュ符号の特定に伴う比較処理の演算量を示している。

【0017】

従来の方法に対して、絶対値加算処理が新規に加わるが、加減算処理、2乗加算処理、比較演算処理共に大幅な演算量削減を図る事が可能であることがわかる。これは、符号長 m が大きくなるにつれて顕著である。

【0018】

従来の方法では、符号長分の FHT 処理を行う必要があったため、符号長が長くなると処理量が膨大になっていたが、本発明によれば、長い符号を 2 次元配列とみなすことで、FHT 処理の負荷を軽くすると共に、処理の高速化を図る事ができる。

【0019】

また、処理を 2 段階に分割し、最初の横方向の FHT 処理をハードウェア処理で行い、横方向のウォルシュ符号を特定した後に次の縦方向の FHT 処理を DSP 等を使ったソフトウェア処理で行うなど、ハードウェアとソフトウェアで処理を分け合うことも容易となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 0 】

ここまでで、長いウォルシュ系列を複数のウォルシュ系列の積とみなして F H T 処理を行う事で、演算量の削減が可能である事を示した。しかしながら、本復調方法では、最初のウォルシュ符号判定を絶対値加算により行っているため、雑音電力がすべて (+) 側に折り返されて加算される事になり、若干の特性劣化が生じる事となる。

【 0 0 2 1 】

本方式の改善策を図 7 に示す。横方向に F H T 処理を行った後、絶対値加算を行うところまでは前述の方法と同じであるが、ここで、縦方向のウォルシュ符号を 1 つに絞り込むのではなく、電力の高いほうから複数を候補として選択する。候補の数の総数を b 、選択する候補の数を n 、とすれば、 $2^n - b$ である。 $b=n$ とすれば、理想的に F H T 処理を行う場合と等価になる。

10

【 0 0 2 2 】

次に、縦方向の F H T 処理は、選択された n 個の候補に対してのみ行う。縦方向への F H T 処理後、最大の電力が得られたものが、送信されたウォルシュ符号であると判定できる。

【 0 0 2 3 】

この場合の演算量は、

加減算処理： $8 \cdot \log_2(8) + n \cdot 8 \cdot \log_2(8)$

絶対値加算処理： $8 \cdot 8$

2乗加算処理(非同期検波の場合のみ)： $n \cdot 8$ 回

20

比較演算処理(最大)： $(8-n) \cdot n + 8 \cdot n - 1$

ここで、加減算処理の第 1 項は、横方向の F H T 処理、第 2 項は、絶対値加算処理、第 3 項は縦方向の F H T 処理にかかる演算量、比較演算処理の第 1 項は、横方向のウォルシュ符号の特定に伴う比較処理、第 2 項は、縦方向のウォルシュ符号の特定に伴う比較処理の演算量を示している。

【 0 0 2 4 】

上式の n の値を変えていくと、 $m = 64$ の場合では、 $n = 5$ であれば加減算処理の削減効果がある。また、比較演算処理については、 n の値によらず処理量は減少する。

【 0 0 2 5 】

候補の数を多くすれば、復調特性が良くなることが期待できるので、演算処理量を最小に押さえつつ、最低限の特性を満足する n の値を求める事が可能である。

30

【 0 0 2 6 】

符号長 $m = 64$ の場合において、候補の数を変化させた場合の復調特性をシミュレーションした結果を図 8 に示す。

【 0 0 2 7 】

図 8 において、横軸は最初の F H T 処理を行う前の S I R、縦軸は、ウォルシュ復調処理後の誤り率を示している。本結果によれば、 $n = 1$ の場合は理想的な復調方法に比べて 1 dB 弱の劣化が生じるが、候補の数 n を 2 以上とすればほぼ理想的な特性になることがわかる。

【 0 0 2 8 】

40

【 発明の実施の形態 】

(実施例 1)

C D M A におけるシステム構成を図 9 に示す。

【 0 0 2 9 】

C D M A システムは、端末 9 2 - 1 ~ 9 2 - 3 (MS: Mobile Station)、基地局 9 1 - 1 ~ 9 1 - 2 (BTS: Base station Transceiver Subsystem)、及び基地局制御装置 9 0 (BSC: Base Station Controller) から構成され、B S C 9 0 は交換機と接続される。

【 0 0 3 0 】

C D M A に限らず、セルラシステムでは 1 台の基地局で収容できる加入者容量を向上させるため、指向性アンテナを用いて空間を分割し、セクタと呼ばれるエリアを形成している

50

。120度の指向性アンテナを用いて3つのセクタを形成した場合、無指向性のアンテナによりセクタ分けを行った場合に比べて1基地局あたりの容量を約3倍に向上させる事ができる。また、前述のようにCDMAでは各ユーザ毎に固有のPN符号を割り当て、時間及び周波数を共用するため、1キャリア周波数あたりの多重数を増やすためには、1シンボルあたりの拡散符号長(=処理利得)を増加させる必要がある。この1シンボル辺りの拡散符号長を増加させる変調方式として、CDMAではm-ary変調が用いられている。

【0031】

IS-95Aでは、符号長64のウォルシュ符号を用いた64-ary変調方式が用いられているが、今後更に多重数を増加させるための手段として、より符号長の長いウォルシュ符号が使用されることも考えられる。

10

【0032】

CDMA通信で用いられるm-ary変調方式の変復調方法について以下に説明する。m-ary変調方式では、送信する複数のデータシンボルを1つのウォルシュ符号に置き換えて送信を行う。ウォルシュ符号とは、直交符号の一種であり、図1に示す方法により生成される。ウォルシュ符号の最小単位は00と01の2ビット長の符号である。符号が直交するとは、2つの符号間で一致しているビットの数と一致していないビットの数が等しいことを言う。即ち、この場合2つの符号間の相互相関は0となり、CDMA通信においてお互いの符号同士は干渉とならない。ウォルシュ符号の符号長は 2^n であり、ウォルシュ符号は、次式(5)のように表す。

【0033】

20

【数5】

$$W_m^n \quad (5)$$

右上の数字(n)はウォルシュ符号長を表し、右下の数字(m)はウォルシュ番号を表している。例えば、次式(6)

【0034】

【数6】

$$W_2^8 \quad (6)$$

30

は8ビット長ウォルシュ符号の2番目を表し、図1に照らし合わせてみれば、{0011 0011}である。前にも述べたが、m-ary変調方式では、複数のシンボルをウォルシュ符号に置き換えて送信を行う。このウォルシュ符号への変換処理をm-ary変調と呼び、mはウォルシュ符号長を表す。8-ary変調を例に取り、図2により説明する。8-ary変調は、 $m=8$ なので8ビット長のウォルシュ符号が用いられる。ここで、次式(7)となるため、送信データシンボル3ビット毎に1つのウォルシュ符号の割り当てが行われる。

40

【0035】

【数7】

$$8 = 2^3 \quad (7)$$

即ち、データシンボル8ビットを8つのウォルシュ符号に対応させて変調処理を行うのである。図2の例では、100(=4)という3ビットの情報を送るため、m-ary変調部にてへの変換を行い、送信を行っている。

50

【 0 0 3 6 】

こうして送られた変調データの復調方法を図 3 に示す。受信側では、送信時にどのウォルシュ符号が送られてきたかがわからない為、全てのウォルシュ符号について相関を取り、どのウォルシュ符号が送られてきたかを判定する。図 2 の例では、次式 (8) が送られているため、そのウォルシュ符号で相関を取った結果が 8 となり、それ以外のウォルシュ符号で相関を取った結果が 0 となる。

【 0 0 3 7 】

【 数 8 】

$$W_4^8 \quad (8)$$

10

実際にはこれにノイズ成分が加わることになるが、全てのウォルシュ符号で相関を取った結果、最大のものを選べば、それが送信されたウォルシュ符号である確率が最も高い。これにより、受信側では送られてきたウォルシュ符号を特定することができ、特定したウォルシュ符号から元のデータシンボルへ変換することで、復調処理が完了する。

【 0 0 3 8 】

復調部において、全てのウォルシュ符号で相関を取るという処理は、高速アダマール変換 (Fast Hadamard Transform) 処理により簡略化を図ることができる。図 3 に F H T 処理を用いた場合の 8 - a r y 復調器の構成を示す。

20

【 0 0 3 9 】

F H T 処理は、バタフライ演算によりウォルシュ復号処理を高速に行う手法として知られている。図 3 において、2 列目以降の印は加減算器を示しており、各加減算器に左から平行に入ってくるデータ及び下から斜め上に入ってくるデータに対しては (+) 処理を、上から斜め下に入ってくるデータに対しては (-) 処理を行う。この処理を 3 回繰り返すことで、各演算器の出力には、ウォルシュ # 0 ~ 7 で相関を取ったのと同じ結果を得ることができる。後は最大値判定を行ってウォルシュ符号の判定を行い、判定したウォルシュ符号から、元のデータ系列への変換を行えば良い。F H T 処理を行うことで、各ウォルシュ符号との相関を求める演算処理を簡略化することが可能である。

【 0 0 4 0 】

6 4 - a r y 変調方式が用いられている I S - 9 5 A の基地局受信系構成を図 1 0 に示す。

30

【 0 0 4 1 】

基地局側で受信された信号は、まず R F 部 1 1 0 にて電力増幅及び周波数変換処理が施された後、直行復調器 1 1 1 - 1、1 1 1 - 2 にて 90° 位相の異なるローカル信号と乗算処理され、ベースバンド信号 (I (t)、Q (t)) に変換される。ベースバンド信号は、次に送信側と同じ符号系列の P N I、P N Q により逆拡散処理が施されるが、この P N 符号はユーザ毎に異なる符号系列であるために、基地局側では逆拡散以降の処理を 1 基地局でサポートする最大のユーザ数分行う必要がある。したがって、基地局受信機では、I、Q 変換後のベースバンド信号を複数に分配し、復調処理を行うユーザ数分用意されたベースバンド信号処理機に供給し、逆拡散以降の処理をユーザ数分平行に行っている。

40

【 0 0 4 2 】

逆拡散器 1 1 2 では、各ユーザ毎に送信側と同じ符号系列の P N I、P N Q と掛け合わされ、拡散前の信号へと再生される。さらに 4 チップ加算器 1 1 6 - 1、1 1 6 - 2 にてウォルシュ 1 チップ = P N 4 チップ分の相関を取った後に、6 4 - a r y 復調器 1 1 7 に供給される。ここで、6 4 - a r y 復調処理は、本発明の適用により処理の簡略化が図れる部分であり、図 1 1 を用いて後程詳しく述べる。

【 0 0 4 3 】

6 4 - a r y 復調処理後の受信データは、デインターリーバ 1 1 8 により、送信側インターリーバでの並べ替え処理と逆の操作を施すことで元の送信系列に戻される。また、低レ

50

ートの場合は、データバーストランダムマイザーにより、データがバースト的に送られてくるため、ロングコード系列からデータの送信された位置を特定し、以降の処理を行う。

【0044】

デインターリーブ後の受信信号は、ビタビデコード119により、誤り訂正処理が行われる。ビタビデコード119は、各受信パスの尤度を積算し、最も確からしいパスを求めることで送信されたビット系列を特定する誤り訂正方式であり、高い誤り訂正能力があることから、無線通信などで良く用いられる。ビタビデコード119により誤り訂正された後の受信信号は、最後にCRCチェック120により誤りの有無を判定し、上位レイヤに受け渡される。

【0045】

本発明を用いた場合の64-ary復調器構成を図11に示す。また、本構成による復調方法の原理は、先に述べた図6を参照されたい。

【0046】

図6では、受信信号を8×8の2次元配列と見なして、まず横方向のFHT処理を施している。この処理を行うために、図11の構成では、64-ary復調器に入力された受信系列は、まず符号長8のFHT処理機130-1、130-2により、8チップ分の各ウォルシュ符号との相関が取られる。この例では、符号長64のウォルシュ符号が使用されている為、この8チップ毎のFHT処理は8回繰返される。即ち、8チップ分のFHT処理を行った結果は、各ウォルシュ番号毎に8つデータが出力されることになる。

【0047】

次に、最初のウォルシュ系列を特定する為に、I_{ch}, Q_{ch}それぞれのFHT結果をウォルシュ番号毎に絶対値加算機131-1~131-8により絶対値加算する。絶対値加算を行うのは、非同期検波を行うので、信号の位相が負側にある可能性があるためである。この処理は、図6では横方向にFHT処理を行った後に縦方向に絶対値加算を行う処理に相当する。横方向にFHT処理を行った結果、横方向にかけられたウォルシュ番号に相当する列に高い相関値が得られるので、これを縦方向に絶対値加算を行う事で横方向にかけられたウォルシュ符号を特定する事ができる。

【0048】

この例では、非同期検波を行うため、I相成分、Q相成分共に絶対値加算を行う必要がある。したがって、絶対値加算器1つあたり、8*2(I, Q) = 16個の絶対値加算処理を行う事になる。絶対値加算を行った結果は、最大値検出器132により絶対値加算結果が最大となるウォルシュ番号が検出され、ここで最初のウォルシュ符号が特定される。ここでは、各絶対値加算器131-1~8によって各ウォルシュ符号毎の相関値が求められているので、縦列毎の相関値8つの中から1つを選択するという処理が行われる。最大値検出器132により検出されたウォルシュ番号は、セレクタ134-1、134-2の選択信号として使用される。

【0049】

一方、I_{ch}, Q_{ch}それぞれのFHT処理結果は、遅延メモリ133-1~133-16により最初のウォルシュ符号が特定されるまで遅延しておく。それぞれの遅延メモリには、図6の63に示される列方向のデータ系列がそれぞれ格納されるため、それぞれ8つのデータが格納できるメモリにより構成される。最初のウォルシュ符号が特定されると、I_{ch}, Q_{ch}それぞれ特定されたウォルシュ番号に相当する受信信号のみ遅延メモリから読み出され、セレクタ134-1、134-2を通った後にFHT処理機135-1、135-2により再度8チップ分のFHT処理が施される。従来の方法では、全ての列に対してFHT処理を施す事になるが、本発明によれば、最初の横方向のFHT処理によって選択された1つの列に対してのみFHT処理を施す事になり、後段のFHT処理の負荷が格段に軽くなる。ここまでの処理は、図6の65、66の処理に相当する。即ち、絶対値加算結果によって選択された最大のエネルギーをもつ列方向の系列に対して、FHT処理を行う事により、64チップのFHT処理を行ったのと同じ結果が得られる事になる。FHT処理機135-1、135-2の出力は、2番目の各ウォルシュ符号との相関結

10

20

30

40

50

果が出力されるので、I c h、Q c hそれぞれ各ウォルシュ番号毎に2乗加算機136-1~136-8により2乗和を求めることで各ウォルシュ番号毎の受信エネルギーを算出する。そして、最大値検出器137により各受信エネルギーのうち最大のものを検出し、2番目のウォルシュ符号を特定する。ここでの最大値検出処理は、2番目のウォルシュ符号長分8つの中から最大のものを選択するという処理になる。従来の方法では、符号長64のFHT処理の後に得られた64個の相関処理結果から、最大のものを選択するという論理になるが、本発明によれば、FHT処理を2回に分割する事で、この最大値検出処理においても8つの中から最大のものを選択するという論理を2つ設ければよいということになり、この比較演算処理の部分も格段に処理負荷を軽くする事ができる。

【0050】

最後に、シンボル変換機138によって最初に特定されたウォルシュ番号と2番目に特定されたウォルシュ番号から、送信されたシンボルへ変換すれば、64-ary復調処理が完了する。

【0051】

本構成によれば、FHT処理を2段階にわけて行う事で、FHT処理機のハードウェア構成を簡略化することが可能である。特に符号長mが長くなるにつれてその効果は大きくなる。例えば、符号長m=256のFHT処理機を考えた場合、従来の方法により構成した場合には、 $256 \cdot \log_2(256) \cdot 2(l, Q) = 2048$ 個の加減算器が必要となるが、本発明によれば、m=256のウォルシュ符号を $16 \cdot 16$ の2次元配列と見なす事によって、 $16 \cdot \log_2(16) \cdot 2 \cdot 2(l, Q) = 256$ 個の加減算器で実現する事が可能である。実際には、絶対値加算器や遅延メモリ等の周辺回路も若干増大する事にはなるが、加減算器が削減される効果の方がはるかに大きい。

(実施例2)

図12に、最初のウォルシュ符号系列を2つ選択する場合の64-ary復調器の構成を示す。

【0052】

受信信号系列に対して、まずFHT処理機140-1、140-2により8チップ長のFHT処理を行い、次に絶対値加算機141-1~141-8によって各ウォルシュ番号毎に絶対値加算を行うところまでは、図11で述べた構成と同じである。絶対値加算後の信号は、最大値検出器142に入力されるが、ここで、最大の電力をもつウォルシュ符号と、2番目に高い電力をもつウォルシュ符号を選び、候補を2つまで特定する。

【0053】

図11の構成では、ここで最も高いエネルギーのウォルシュ符号だけを選択したが、図12の構成では、最初のウォルシュ符号の候補に幅を持たせることで、受信品質の劣化を防いでいる。

【0054】

最初のウォルシュ符号の特定が完了したら、次に第1の候補の受信系列を遅延メモリ143-1~143-16から読み出し、セレクタ144-1、144-2を通った後に後段のFHT処理機145-1、145.2により8チップ分のFHT処理を行う。FHT処理後のデータは、ウォルシュ番号毎に2乗加算機146-1~146-8によりI c hとQ c hの2乗和が取られ、一旦遅延メモリ147-1~147-8に貯えられる。第1の候補に対する処理が完了したら、次に第2の候補の受信系列を遅延メモリ143-1~143-16から読み出し、第1の候補に対する処理と同様にFHT処理及び2乗和の処理を行う。

【0055】

以上より、第1の候補及び第2の候補に対する2番目のウォルシュ符号との相関処理が完了するので、計16個のFHT処理結果から後段の最大値検出器148により最大のエネルギーが得られたものを選択する。後は、最大のエネルギーが得られたウォルシュ番号を送信シンボルに変換すれば、64-ary復調処理が完了する。

【0056】

図12の例は、図11の例に比べると2番目のウォルシュ符号との相関処理を2倍行う必要

10

20

30

40

50

があるので処理量が多くなるが、その分特性を改善できるという利点がある。

(実施例3)

図13に、CDMA 2000 1xをデータ専用に変化した1xEV-DO (IS-856)のリバースリンク物理チャンネル構成を示す。

【0057】

IS-856のリバースリンクでは、物理チャンネルとしてPIL0Tチャンネル、RRI(Reverse Rate Indicator)チャンネル、DRC(Data Rate Control)チャンネル、ACK(Acknowledge)チャンネル及びDATAチャンネルの計5つのチャンネルが存在する。

【0058】

このうち、ウォルシュ符号で変調処理が施されるDRCチャンネルに対して本発明を適用可能である。以下、図13に従い、DRCチャンネルの構成を説明する。他のチャンネルの説明は、本発明とは直接関係しない為、ここでは省略する。

10

【0059】

DRCチャンネルは、端末が現在受信している各基地局の通信品質から、次のスロットで受信する下りパケットをどの基地局から、どのデータレートで送って欲しいかを要求する為のチャンネルであり、IS-856システムで重要な働きを持つ。ここで、要求するデータレートをDRC Symbol、要求する送信元基地局をDRC Coverと呼ぶ。

【0060】

図13に従い、DRCチャンネルの送信処理を説明する。

【0061】

20

DRCチャンネルのDRC Symbolは、まず双直交符号化機154によって、それぞれのDRC Symbolに対応する符号長8の双直交符号に置き換えられる。各DRC Symbolと双直交符号の割当てを図14に示す。双直交符号とは、ウォルシュ符号とそのビット反転したものとで表されるため、符号長8の双直交符号は16種類存在することになる。

【0062】

双直交符号化後の送信データは、反復処理機155により、2回繰返される。1スロット中に同じDRC Symbolを2回送信することで、受信側で同じシンボル同士を足し合わせて復調することが出来るので、通信品質の向上を図ることが出来る。反復処理後のデータは、乗算機157にてDRC Coverに対応するウォルシュ符号によって拡散処理が

30

【0063】

DRCチャンネルは、DRC Symbolに対応する符号長8のウォルシュ符号とDRC Coverに対応する符号長8のウォルシュ符号を掛け合わせることによって、実質的に符号長64のウォルシュ符号を送っていることと等価の処理となっている。

【0064】

DRC Coverに対応するウォルシュ符号乗算後の信号は、さらに乗算機162-1~162-4において各チャンネル毎に異なるウォルシュ符号により拡散される。これは、各物理チャンネルに直交性を持たせ、お互いのチャンネルが干渉とならないようにする為である。

40

【0065】

各チャンネル毎のウォルシュ符号により拡散された信号は、各チャンネル毎に利得を与えられた後、I_{ch}, Q_{ch}にそれぞれ分けられて符号多重される。I_{ch}には、PIL0T/RRIチャンネルとACKチャンネル、Q_{ch}にはDRCチャンネルとDATAチャンネルが割り当てられる。

【0066】

後の処理はIS-95Aの場合と同様である。4相拡散機165において、PNI、PNQと4相拡散された後、I_{ch}, Q_{ch}それぞれベースバンドフィルタ166-1、16

50

6 - 2により帯域外の成分を除去し、ローカル周波数 $\text{Cos}(2 \text{ fct})$ 、 $\text{Sin}(2 \text{ fct})$ によって直交変調されて、RF部において周波数変換及び電力増幅処理が施された後、アンテナより出力される。

【0067】

これに対する基地局受信側の構成を図15に示す。アンテナにより受信された信号は、RF部180において電力増幅及び周波数変換処理され、さらに受信ローカル周波数 $\text{Cos}(2 \text{ fct})$ 、 $\text{Sin}(2 \text{ fct})$ によって直交復調処理され、ベースバンド信号 $I(t)$ 、 $Q(t)$ に変換される。ベースバンド信号 $I(t)$ 、 $Q(t)$ は、次に逆拡散機182において送信側と同じ符号系列の拡散符号 PNI 、 PNQ により逆拡散され、拡散前の信号への再生が行われる。逆拡散後の受信信号は、更に同期検波部183にてパイロットチャネルを使用した同期検波処理が施され、I軸及びQ軸上に信号位相が戻される。IS-856では、IS-95Aと違ってリバースリンク上で無変調のパイロットチャネルが符号多重されて送信されるので、パイロットチャネルを使用して容易に現在の位相を推定することができる。同期検波を施すことにより、送信側と受信側の位相を合わせることが出来るので、同期検波後の信号は、Ich上にPILLOT/RRIch及びACKchが、Qch上にDRCh及びDATAchが現れる。これらの信号は、各チャンネル毎に異なるウォルシュ符号により拡散されているので、乗算機184-1~184-4においてそれぞれのチャンネルに対応するウォルシュ符号により逆拡散することで、各チャンネル毎の分離を行う。後は、各チャンネル毎の処理ブロック185~188によりそれぞれのチャンネルに対する復調処理を行えば良い。

10

20

【0068】

DRChの復調処理に本発明を使用した場合の構成を図16に示す。

【0069】

DRChは符号長16のウォルシュ符号により拡散処理が施される為、ウォルシュ符号での逆拡散処理後に16チップ加算機190にて16チップ分の加算を行い、他のチャンネルの相関を除去する。16チップ加算後の信号は、2回加算部191にて64チップ分の信号をバッファに格納し、2回目に送られてきた信号と加算した後、後段に出力される。DRChは、送信側の構成でも触れたように1スロット中に2回繰返し送信されるので、受信側では2回送られてきた信号をそれぞれ足し合せて、処理利得を上げることが可能である。

30

【0070】

2回加算後の信号は、8チップ毎に区切られて、まずFHT処理機192において8チップ分のFHT処理が施される。8チップ毎の相関結果は、更に絶対値加算機193-1~193-8においてウォルシュ番号毎にFHT処理結果8個分の絶対値加算処理が行われる。これにより各DRCoverに対する受信エネルギーが得られるので、最大値検出機194によって絶対値加算結果が最大となるウォルシュ番号を見つけることで、送信元のDRCoverを特定することが出来る。

【0071】

FHT処理機192の出力は、DRCoverの特定が行えるまで、一旦遅延メモリ195-1~195-8に格納しておく。DRCoverが特定されると、特定されたウォルシュ番号に対応する遅延メモリからのみデータを読み出し、セレクタ196を通った後にFHT処理機197にて再び8チップ分のFHT処理が施される。これにより、前段のFHT処理と合わせて64チップ分のFHT処理が行われたことになる。ここで、DRCSymbolに対する符号化処理は、双直交符号が使用されている為、DRCSymbolの値が奇数の場合、64チップ分のFHT処理を行った結果は負の値を持つ。従って、受信エネルギーの比較を行う為にFHT処理機197の出力を絶対値加算機198-1~198-8において絶対値化し、最大値検出機199にて受信エネルギーが最大となるウォルシュ番号を特定する。後は、特定されたウォルシュ番号と、そのウォルシュ番号に対応する受信エネルギーの符号ビットから、DRCSymbolへの変換が行われる。

40

【0072】

50

【発明の効果】

m - a r y 変調方式など、送信データ系列をウォルシュ符号に置き換える変調方式では、ウォルシュ符号長が長くなるにつれて復調時に膨大な演算処理が必要となる。本発明により送信元のウォルシュ符号を符号長の短いウォルシュ符号の積と見なすことで、復調処理をソフトウェアで行った場合は演算量の削減、ハードウェアで行った場合はハード規模の削減が可能である。これはウォルシュ符号長が長くなるにつれて顕著に現れる。

【0073】

基地局などでは、復調処理を端末の数だけ行う必要があるので、1 端末辺りのハードウェア及び / 又はソフトウェアの処理が低減されればその効果は基地局でサポートする端末数の数に比例して大きくなる。

10

【0074】

また、演算処理の低減がなされることから、方式的に符号長の長いウォルシュ符号を使用することが可能となる。m - a r y 変調方式では、ウォルシュ符号長が長くなるとその分処理利得が大きくなる為、システム容量の増大が期待出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】ウォルシュ符号生成方法を説明する図。

【図2】符号長 = 8 の場合の m - a r y 変調方法を説明する図。

【図3】符号長 = 8 の場合の m - a r y 復調方法を説明する図。

【図4】ウォルシュ符号の2次元配列への分割方法を説明する図。

【図5】本発明による、横方向のウォルシュ系列の候補を1つ選んだ場合の 6 4 - a r y 復調方法を説明する図。

20

【図6】本発明による、横方向のウォルシュ系列の候補を複数選んだ場合の 6 4 - a r y 復調方法を説明する図。

【図7】本発明による、横方向のウォルシュ系列の候補数を変化させた場合の復調特性シミュレーション結果を示す図。

【図8】CDMAシステム全体の構成を示す図。

【図9】IS - 9 5 A リバースリンクにおける基地局受信系の構成を示すブロック図。

【図10】本発明における、IS - 9 5 A に本発明を適用し横方向のウォルシュ系列の候補を1つ選んだ場合の 6 4 - a r y 復調器の構成を示すブロック図。

【図11】本発明における、IS - 9 5 A に本発明を適用し横方向のウォルシュ系列の候補を2つ選んだ場合の 6 4 - a r y 復調器の構成を示すブロック図。

30

【図12】IS-856リバースリンクにおける移動局送信系の構成を示すブロック図。

【図13】双直交符号化処理の方法を説明する図。

【図14】IS-856リバースリンクにおける基地局受信系の構成を示すブロック図。

【図15】本発明における、IS-856に本発明を適用し横方向のウォルシュ系列の候補を1つ選んだ場合の 6 4 - a r y 復調方法を説明する図。

【符号の説明】

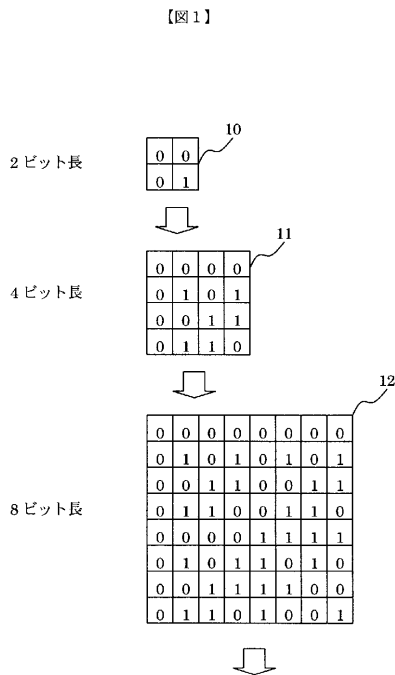
9 0 ... 基地局制御装置、9 1 - 1 ~ 9 1 - 2 ... 基地局、9 2 - 1 ~ 9 2 - 3 ... 移動局、
1 1 3 ... ロングコード発生機、113 ... ロングコード発生機、1 1 4 - 1 1 4 - 2、1
5 7、1 6 2 - 1 ~ 1 6 2 - 4、1 8 4 - 1 ~ 1 8 4 - 4 ... 乗算機、1 1 5 ... 1 / 2
チップ遅延機、1 6 6 - 1、1 6 6 - 2 ... ベースバンドフィルタ、3 1、1 3 2、1
3 7、1 4 2、1 4 8、1 9 4、1 9 9 ... 最大値検出器、1 1 0、1 8 0 ... 高周波受信機
、1 1 7 ... 6 4 - a r y 復調器、1 1 8 ... デインターリーバ、119 ... ビタビデコーダ、1
6 7 - 1、1 6 7 - 2、1 6 8 ... 直交変調機、1 1 1 - 1、1 1 1 - 2、1 8 1 - 1
、1 8 1 - 2 ... 直交復調器、1 1 2、1 8 2 ... 逆拡散機、1 1 6 - 1 ~ 1 1 6 2
- 4 チップ加算機、1 2 0 ... CRC 検査機、1 3 1 - 1 ~ 1 3 - 8、1 4 1 - 1 ~ 1 4 1
- 8、1 9 3 - 1 ~ 1 9 3 - 8 ... 絶対値加算機、1 3 3 - 1 ~ 1 3 3 - 1 6、1 4 3
- 1 ~ 1 4 3 - 1 6、1 4 7 - 1 ~ 1 4 7 - 8、1 9 5 - 1 ~ 1 9 5 - 8 ... 遅延メモ
リ、1 3 4 - 1、1 3 4 - 2、1 4 4 - 1、1 4 4 - 2、1 9 6、2 0 0 ... セレクタ
、1 3 6 - 1 ~ 1 3 6 - 8、1 4 6 - 1 ~ 1 4 6 - 8 ... 乗加算機、1 5 0 ... R R I c

40

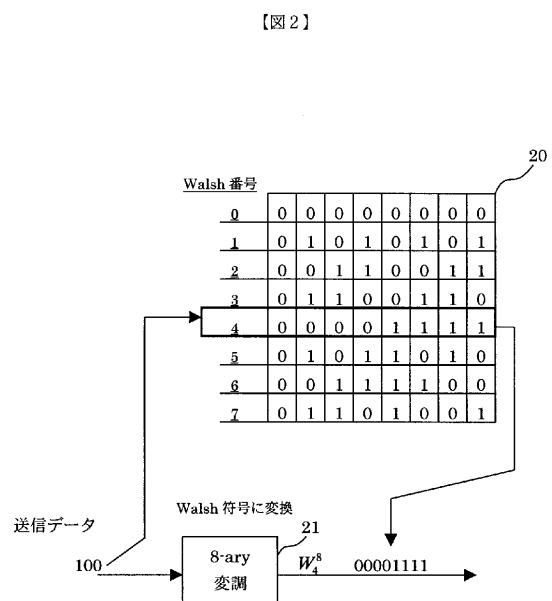
50

h シンボル符号化機、151...RRICHシンボル反復機、152...シンボル間引き処理機、153...PILOT/RRICH時分割多重化機、154...DRCCH双直交符号化機、155...DRCCHシンボル反復機、156...ウォルシュカバ-発生器、158...ACKCHシンボル反復機、159...ターボ符号化機、160...インターリーバ、161...シーケンス反復機、163-1~163-3...相対利得付加機、164-1~164-2...振幅加算機、165-4...相拡散機、183...同期検波機、185...PILOT/RRICH復調処理機、186...ACKCH処理機、187...DRCCH処理機、188...DATAch処理機、190...16チップ加算機、191...2回加算機、198-1~198-8...絶対値算出機。

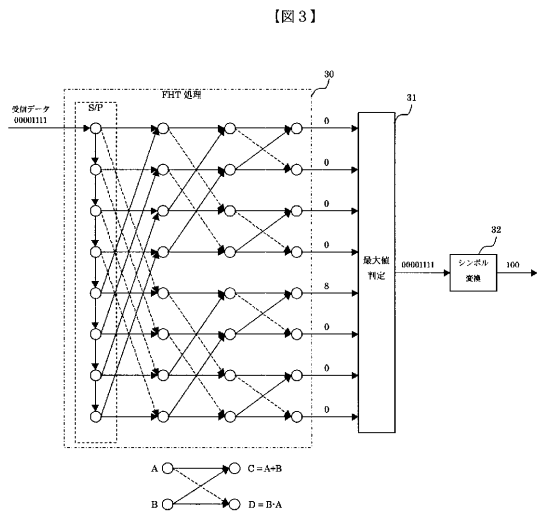
【図1】



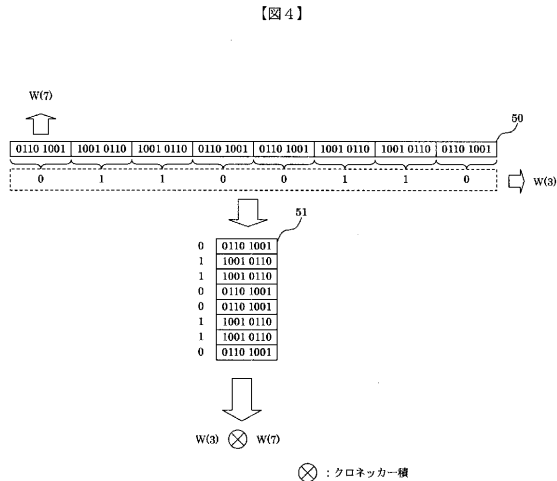
【図2】



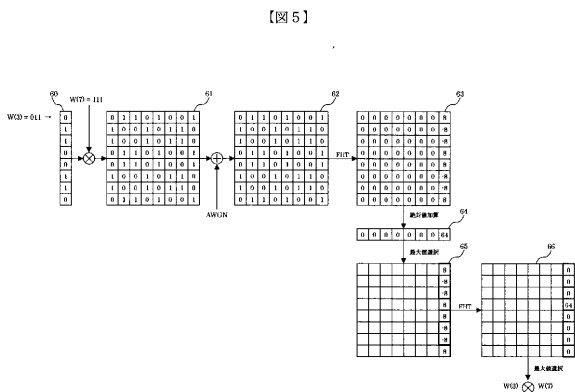
【 図 3 】



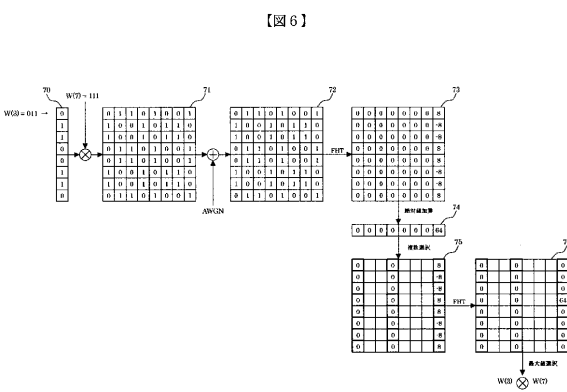
【 図 4 】



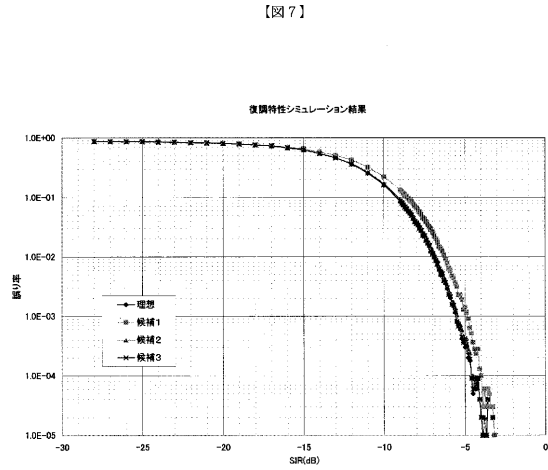
【 図 5 】



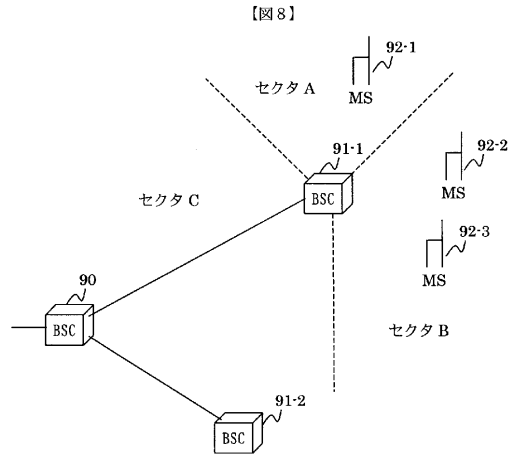
【 図 6 】



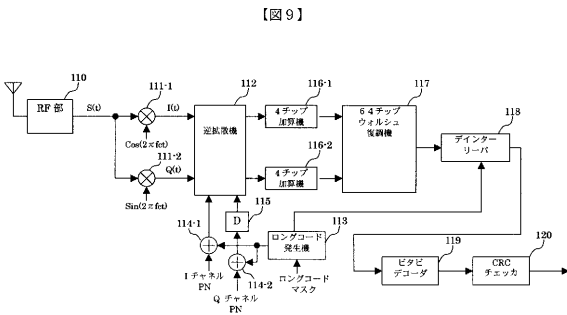
【図7】



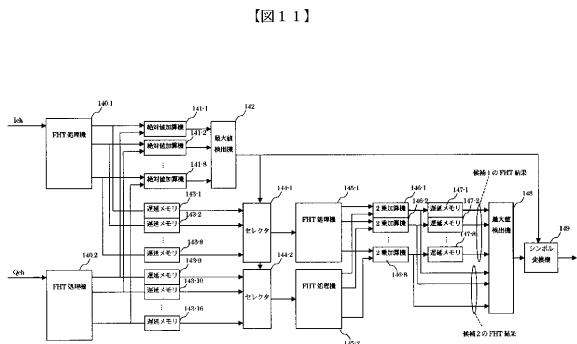
【図8】



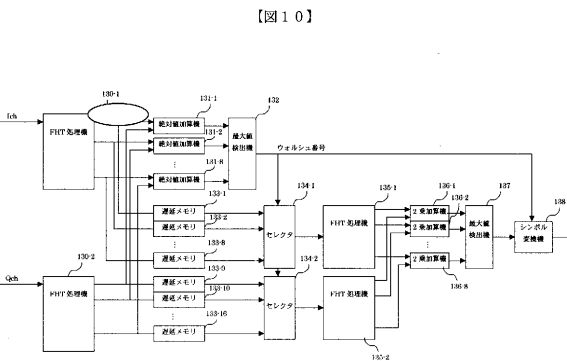
【図9】



【図11】

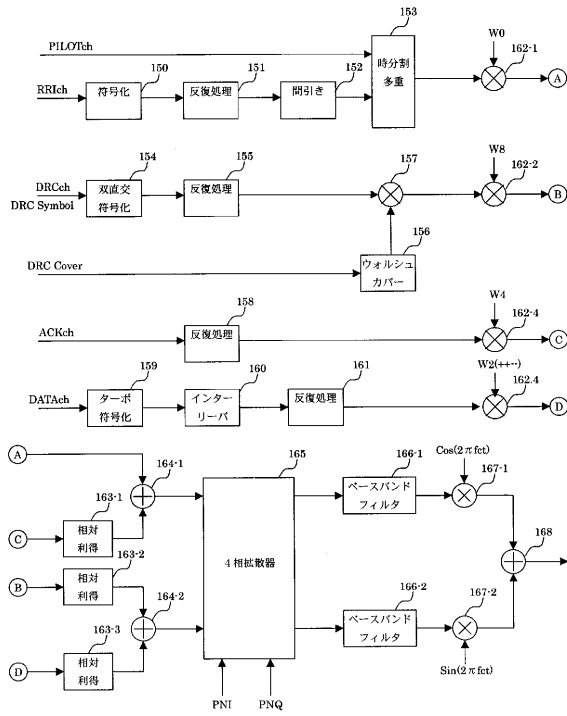


【図10】



【 図 1 2 】

【 図 1 2 】



【 図 1 3 】

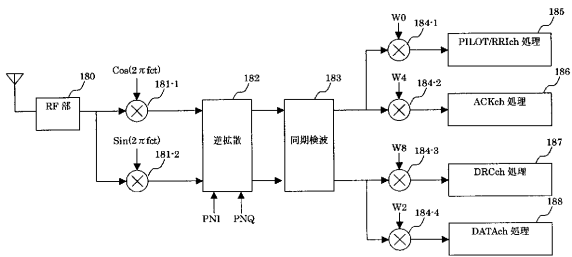
【 図 1 3 】

双直交符号化処理

DRC Symbol	Codeword
0x0	00000000
0x1	11111111
0x2	01010101
0x3	10101010
0x4	00110011
0x5	11001100
0x6	01100110
0x7	10011001
0x8	00001111
0x9	11110000
0xA	01011010
0xB	10100101
0xC	00111100
0xD	11000011
0xE	01101001
0xF	10010110

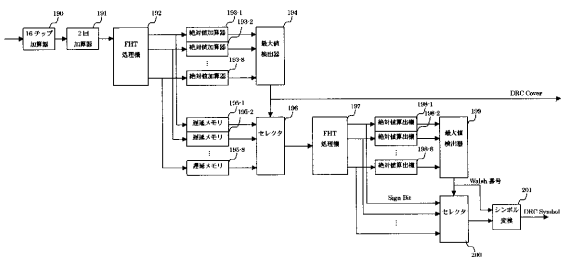
【 図 1 4 】

【 図 1 4 】



【 図 1 5 】

【 図 1 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 小野 知章

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町2 1 6 番地 株式会社日立製作所 通信事業部内

審査官 石井 研一

(56)参考文献 特開平1 1 - 2 6 6 2 2 5 (J P , A)

特開2 0 0 2 - 1 1 1 5 4 0 (J P , A)

特開2 0 0 1 - 2 3 0 7 0 3 (J P , A)

特表2 0 0 2 - 5 0 6 3 2 0 (J P , A)

特表2 0 0 3 - 5 2 1 1 8 8 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H04B 1/707

H03M 7/30