

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3884776号
(P3884776)

(45) 発行日 平成19年2月21日(2007.2.21)

(24) 登録日 平成18年11月24日(2006.11.24)

(51) Int. Cl.	F I
H04J 13/00 (2006.01)	H04J 13/00 A
H04L 27/18 (2006.01)	H04L 27/18 Z

請求項の数 19 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願平11-523969	(73) 特許権者	インターディジタル テクノロジー コー ポレーション
(86) (22) 出願日	平成10年5月20日(1998.5.20)		アメリカ合衆国 デラウェア州 1980 1 ウィルミントン, デラウェア アヴェ ニュー 300, スイート 527
(65) 公表番号	特表2001-501798 (P2001-501798A)		
(43) 公表日	平成13年2月6日(2001.2.6)	(74) 代理人	弁理士 内原 晋
(86) 国際出願番号	PCT/US1998/010199		
(87) 国際公開番号	W01999/021299	(72) 発明者	オズルターク, ファティ エム. アメリカ合衆国 ニューヨーク州 110 50 ポート ワシントン, ミドル ネット ロード 1474
(87) 国際公開日	平成11年4月29日(1999.4.29)		
審査請求日	平成14年10月18日(2002.10.18)	審査官	岡 裕之
(31) 優先権主張番号	08/956,808		
(32) 優先日	平成9年10月23日(1997.10.23)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMA通信システム用の複素4相系列発生方法 および発生装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複素4相符号分割多重接続(CDMA)符号を発生する装置であって、
初期設定0の複数のフリップフロップと、
前記複数のフリップフロップの出力を受ける第1の入力とパラメータMをパラメータNで
除算した商(ここでMおよびNは整数であり、MはNに対する素数)を受ける第2の入力
とを有するアキュムレータであって、これら第1および第2の入力経路で受けたデータを
合成して前記フリップフロップにその合成データを供給するアキュムレータと、
前記フリップフロップから第1のビットおよび第2のビットを抽出する抽出器と、
それら抽出された第1のビットおよび第2のビットをI符号およびQ符号に変換する手段
と
を含む装置。

【請求項2】

前記複数のフリップフロップが帰還路を構成し前記アキュムレータが加算器である請求項
1記載の装置。

【請求項3】

前記フリップフロップが上位ビットから下位ビットに至る複数のビットを代表する16個の
フリップフロップから成り、前記抽出された第1のビットが最下位から第5のビットであ
り、前記抽出された第2のビットが最下位から第6のビットである請求項1記載の装置。

【請求項4】

10

20

前記 I 符号および Q 符号を拡散器に転送する請求項 1 記載の装置。

【請求項 5】

前記 I 符号および Q 符号を逆拡散器に転送する請求項 1 記載の装置。

【請求項 6】

複素 4 相符号分割多重接続 (CDMA) 符号を発生する方法であって、

(a) 初期設定 0 の複数のビットを有するレジスタを準備する過程と、

(b) 第 1 のパラメータ M および第 2 のパラメータを、それらパラメータ M および N がそれぞれ整数であって M が N に対する素数になるように選ぶ過程と、

(c) ビット組合せを生ずるように商 M/N を前記レジスタの内容と合成する過程と、

(d) 前記レジスタの内容を前記ビット組合せで置換する過程と、

(e) 前記レジスタから第 1 のビットおよび第 2 のビットを抽出する過程と、

(f) 抽出された前記第 1 のビットおよび第 2 のビットから I 符号および Q 符号を発生する過程と、

(g) 前記 I 符号および Q 符号を出力する過程と、

(h) 前記過程 (c) 乃至 (g) を繰り返す過程と

を含む方法。

【請求項 7】

前記レジスタが下位ビットから上位ビットに至る 16 のビットを有し、前記第 1 のビットが和のうち最下位から第 5 のビットであり、前記第 2 のビットが和のうち最下位から第 6 のビットである請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

前記合成する過程を前記商 M/N と前記レジスタの内容との和を出力する加算器で行う請求項 6 記載の方法。

【請求項 9】

前記 I 符号および Q 符号を拡散器に出力する請求項 6 記載の方法。

【請求項 10】

前記 I 符号および Q 符号を逆拡散器に出力する請求項 6 記載の方法。

【請求項 11】

複素 4 相符号分割多重接続 (CDMA) 符号を発生する装置であって、

等差数列数値を出力する手段と、

前記等差数列数値の等差値を出力する手段と、

前記等差数列数値を受ける第 1 の入力と前記等差値を受ける第 2 の入力とを有する第 1 のミキサと、

前記第 1 のミキサの出力を受ける入力とパラメータ M をパラメータ N で除算した商 (ここで M および N は整数であり、M は N に対する素数) を受ける第 2 の入力とを有する第 2 のミキサと、

前記第 2 のミキサの出力と関連づけられ、前記第 2 のミキサから第 1 のビットおよび第 2 のビットを抽出する抽出器と、

抽出された前記第 1 のビットおよび第 2 のビットを I 符号および Q 符号に変換する手段とを含む装置。

【請求項 12】

前記等差数列数値を出力する手段およびその等差数列数値の等差値を出力する手段が少なくとも一つのシフトレジスタを含む請求項 11 記載の装置。

【請求項 13】

前記第 1 のビットが前記第 2 のミキサの最下位から第 5 のビットであり、前記第 2 のビットが前記第 2 のミキサの最下位から第 6 のビットである請求項 11 記載の装置。

【請求項 14】

前記 I 符号および Q 符号を拡散器に出力する請求項 11 記載の装置。

【請求項 15】

前記 I 符号および Q 符号を逆拡散器に出力する請求項 11 記載の装置。

【請求項 16】

複素 4 相符号分割多重接続 (CDMA) 符号を発生する方法であって、

- (a) パラメータ M および処理利得 N を、それぞれが整数であって M が N に対する素数になるように選ぶ過程と、
- (b) 商を生ずるように前記処理利得 N を前記パラメータ M で除算する過程と、
- (c) 前記商を等差数列数値およびその等差数列の等差値と混合して混合出力を生ずる過程と、
- (d) 前記混合出力から第 1 のビットおよび第 2 のビットを抽出する過程と、
- (e) 抽出した前記第 1 のビットおよび第 2 のビットから I データおよび Q データを発生する過程と、
- (f) 前記 I データおよび Q データを抽出する過程と、
- (g) 前記過程 (c) 乃至 (f) を繰り返す過程とを含む方法。

10

【請求項 17】

前記第 1 のビットが前記ミキサからの最下位から第 5 のビットであり、前記第 2 のビットが前記ミキサからの最下位から第 6 のビットである請求項 16 記載の方法。

【請求項 18】

前記 I データおよび Q データを拡散器に出力する請求項 16 記載の方法。

【請求項 19】

前記 I データおよび Q データを逆拡散器に出力する請求項 16 記載の方法。

20

【発明の詳細な説明】

発明の背景

発明の技術分野

この発明は概括的には符号分割多重接続 (CDMA) 通信用の改良型系列の構成に関する。より詳細にいうと、この発明は 4 相位相偏移変調 (QPSK) 信号配置に直接にマップできる複素 4 相擬似ランダム符号系列の発生を対象とする。

従来技術の説明

符号分割多重接続 (CDMA) はスペクトラム拡散通信システム的一种であり、各加入者局ユニットを特有の符号の付与によってそれ以外のすべての加入者局ユニットから区別する。特定の加入者局ユニットと交信するには、送信側が送信の際にその特有の符号で印を付け、受信側がその符号を用いて送信側からの信号を復号化する。CDMA 通信信号は見かけ上雑音に似てランダムな信号を用いて音声情報およびデータ情報を伝送する。ランダム系列は標準の決定論的論理素子で発生するので、ビット系列の発生は予測可能であり反復可能である。これら反復可能な 2 進ランダム系列の使用により、データ通信用の任意の情報搬送デジタル信号の変調が容易になっている。これら予測可能なランダム系列を擬似ランダム系列という。

30

CDMA 通信システムにおける各加入者局ユニットはその加入者局ユニットの交信範囲内にある複数の基地局から複数の擬似ランダム系列を受信する。上述のとおり、受信側加入者局ユニットは特定の擬似ランダム符号を用いて受信擬似ランダム系列の一つの符号化を試みる。その特定の符号は一つの擬似ランダム系列の復号化だけに使用でき、それ以外の受信擬似ランダム系列は雑音になる。

40

CDMA 通信システムの用いる擬似ランダム系列相互間の相関が低下するに伴って、受信側加入者局ユニットの雑音出力の量も減少する。この減少は次のとおり説明できる。すなわち、その加入者局ユニットに伝送すべきデータを含む一つの擬似ランダム系列と受信機の発生した擬似ランダム系列との間には高い相関がある。そのひとつの擬似ランダム系列ともう一つの擬似ランダム系列との間の相関 (すなわち相互相関) が低下するに伴って、加入者局ユニットによる特定の擬似ランダム系列の認識およびそれ以外の擬似ランダム系列のフィルタ除去が容易になる。このようにして雑音が減少し、信号の明瞭度が高められる。受信機に生ずる雑音を減らすように相互相関特性を改良した系列を発生する改良型擬似ランダム系列発生器が必要になっている。また、実働化の容易な擬似ランダム符号発生器も

50

必要になっている。

発明の概要

この発明はQPSK信号配置にマップしやすく相互相関が低く位相はずれ自己相関の低い複素4相擬似ランダム符号系列を発生する改良型の方法および装置を提供する。

一つの実施例においては、擬似ランダム符号発生器がアキュムレータおよび複数のフリップフロップ回路を用いて複素4相CDMA符号を発生する。アキュムレータはパラメータMをパラメータNで割った商の値を受けるとともに複数のフリップフロップからのフィードバックを受ける。パラメータMおよびNは整数であり、MはNに対する素数である。アキュムレータは上記商の値をフリップフロップからのデータと合成してその合成データをフリップフロップに送る。二つのビットを抽出してI符号およびQ符号の発生に用いる。

10

もう一つの実施例においては、擬似ランダム符号発生器が数値の等差数列およびその等差数列の等差分を生ずる回路を備えて複素4相CDMA符号を発生する。その擬似ランダム符号発生器は上記等差数列および等差値を受ける第1のミキサも備える。この第1のミキサの出力を第2のミキサで受け、その第1ミキサ出力をパラメータ2M割るパラメータNの商の値と合成する。ここでMおよびNは整数であり、MはNに対する素数である。この第2のミキサから二つのビットを抽出してI符号およびQに変換する。

上記以外の利点は好適な実施例の詳細な説明から当業者には明らかになるう。

【図面の簡単な説明】

図1はこの発明のスペクトラム拡散送信装置のブロック図である。

図2はこの発明のスペクトラム拡散受信装置のブロック図である。

20

図3は慣用の擬似ランダム符号系列のタイミング図である。

図4はこの発明により4相系列を発生するスペクトラム拡散符号発生器の第1の実施例である。

図5はスペクトラム拡散符号発生器の上記第1の実施例におけるIおよびQへの変換を示す図である。

図6はこの発明の第1の実施例による4相系列発生方法の過程を示す図である。

図7はこの発明により4相系列を発生するスペクトラム拡散符号発生器の第2の実施例である。

図8はスペクトラム拡散符号発生器の上記第2の実施例におけるIおよびQへの変換を示す図である。

30

図9はこの発明の第2の実施例による4相系列発生方法の過程を示す図である。

図10は第1の準最適実働化についての自己相関関数の例のグラフである。

図11は第1の準最適実働化についての相互相関関数の例のグラフである。

好ましい実施例の詳細な説明

同一の構成要素に同一の参照数字を付けて示した添付図面を参照して好ましい実施例を次に説明する。

図1に示すとおり、スペクトラム拡散送信装置10は音声信号を受けるアナログ-ディジタル(A/D)変換器12を含む。スイッチ14はA/D変換器12からのディジタル音声信号および端末装置(図示してない)からのディジタルデータ信号の両方を受ける。スイッチ14はスペクトラム拡散送信装置10をディジタル音声信号入力またはディジタルデータ信号入力のいずれかに接続する。これらディジタル音声信号およびディジタルデータ信号を以下ディジタルデータと総称する。スイッチ14はディジタルデータをミキサで構成可能な拡散器20に導く。符号発生器30で発生した擬似ランダム系列を拡散器20に加える。符号発生器30および拡散器20をスペクトラム拡散符号化装置40に含まれるものとして示してある。

40

拡散器20は時間領域でディジタルデータに擬似ランダム系列を乗算することによって、すなわち等価的に周波数領域でディジタルデータの双方スペクトラム分布を擬似ランダム系列のほぼ方形のスペクトラムで畳み込むことによって、周波数スペクトラム拡散を行う。拡散器20の出力を遮断周波数がシステムチップ周波数 F_{cr} に等しい低域フィルタに加える。次に、低域フィルタ50のミキサ60の一つの端子に加え、もう一つの端子への搬

50

送波周波数 F_c で定まる周波数にアップコンバートする。このアップコンバート出力信号をヘリカル共振器で構成可能な帯域フィルタ 70 に導く。フィルタ 70 はチップ周波数の 1 乃至 2 倍の帯域幅を有し、スペクトラム拡散システムの帯域幅の中心周波数に等しい中心周波数を有する。フィルタ 70 の出力は RF 増幅器 80 の入力に加え、その出力をアンテナ 90 に導く。

スペクトラム拡散受信装置 100 を図 2 に示す。アンテナ 110 は伝送されてきたスペクトラム拡散信号を受信し、その受信信号を帯域フィルタ 120 でフィルタ処理する。このフィルタはチップ周波数 F_{cr} の 2 倍に等しい帯域幅を有し、スペクトラム拡散システムの帯域幅の中心周波数と等しい中心周波数を有する。次に、フィルタ 120 の出力を、送信装置 10 の搬送周波数 F_c とほぼ等しい一定周波数の局部発振器を用いてミキサ 120 により 2 段階でベースバンド信号にダウンコンバートする。次に、ミキサ 130 の出力を、上記拡散装置 20 への擬似ランダム系列と同じ擬似ランダム系列を第 2 の端子に受ける逆拡散器 140 の第 1 の端子に加えて逆拡散する。この擬似ランダム系列は符号発生器 30 で発生する。図 2 に示すとおり、逆拡散器 140 および符号発生器 30 はスペクトラム拡散符号化装置 160 に含まれる。逆拡散器 140 の出力をスペクトラム拡散送信装置 10 への入力データのデータ速度と等しい遮断周波数の低域フィルタ 180 に加える。低域フィルタ 180 の出力は図 1 へのデータ入力の再生したものである。

スペクトラム拡散システムの受信装置 100 で用いる擬似ランダム系列が送信装置 10 で用いる擬似ランダム系列と同期していなければならないことは当業者には理解されよう。この同期を達成する手法は周知である。

慣用のスペクトラム拡散用系列は図 3 に示すとおり擬似ランダムデジタル系列である。送信しようとする信号のスペクトラム拡散および受信信号のスペクトラム逆拡散にこのデジタル系列を用いる。二つの互いに異なる LFSR 回路を用いた二つの互いに異なる 2 進符号によってデータ伝送用の I チャンネルおよび Q チャンネルを構成する。しかし、受信側でこれら I チャンネルと Q チャンネルとの間に高い相関がある場合は、受信装置から多量の雑音が出力される。

この発明の符号発生器 30 は、図 3 に示すような慣用の擬似ランダム系列と比較して格段に高められた相互相関特性をもつ擬似ランダム符号系列を発生する。従来技術の擬似ランダム系列は互いに異なる周波数成分を有する信号を含む。この信号は互いに異なる周波数を有する正弦波波形、すなわち高い周波数の正弦波波形および低い周波数の正弦波波形の両波形の組合せである。したがって、この信号は周波数分割可能な周波数スペクトラムを有する。その信号の中で、より強い（振幅の大きい）周波数の正弦波がより弱い（振幅の小さい）周波数よりも支配的になる。しかし、この発明の場合のように高度擬似ランダム符号（高度にランダムな符号）を発生するには、各周波数における強度または振幅は等しくなければならない。高度にランダムな符号は全周波数領域で成分を有し、したがって平坦なスペクトラムになるという特性を有する。符号発生器 30 は、全周波数領域で正弦波振幅が後述のとおりほぼ等しい（平坦な）擬似ランダム系列を発生する。

長さ N 、周波数領域 X の擬似ランダム系列は離散的フーリエ級数表示の Y 個の周波数項で表される。ここで各周波数項は一つの周波数範囲に対応する。 X 周波数領域 ($2\pi/T$) k , $k = 0, \dots, N-1$ (ただし、 T はスペクトラム拡散系列の周期であり、 $X = Y = N$ である) には Y 個の項がある。この系列の瞬時周波数は X 周波数領域の各々で互いに等しい長さの時間を費やすのが理想的である。したがって、各周波数領域または周波数項は同一の強度を有する。例えば、 $s(t)$ が周期性のスペクトラム拡散用系列を表するものとする、フーリエ級数は

$$s(t) = \sum_k c_k e^{j2\pi k t / T} \quad \text{式(1)}$$

となる。ここで

$$c_k = \frac{1}{T} \int_T s(t) e^{-j2\pi k t / T} dt \quad \text{式(2)}$$

であり、 c_k は離散的フーリエ級数表示の一つにおける正弦値の強度またはその領域もし

10

20

30

40

50

くは項の強度である。 $s(t)$ における平均電力は

$$P = \sum_k |c_k|^2 \quad \text{式(3)}$$

で表示できる。

$s(t)$ の強度スペクトラム $|c_k|$ であり、電力スペクトラムは $|c_k|^2$ である。理想的な電力スペクトラムは、平均電力が全周波数項で等しく分布する平坦スペクトラムである。それによって自己相関が狭くなる。上記 $|c_k|^2$ はすべて等しくなければならない。それを達成するには、周波数を

$$\frac{2\pi}{T} M_k, \quad k=0, \dots, N-1 \quad \text{式(4)}$$

10

とする。ここで M および N は整数であり、 M は N に対する素数である (M は N とは公因数をもたない)。これによって、各周波数項 $(2\pi/T)k$ が確実に等しくなる。例えば $N=7$, $M=3$ の場合は、瞬間周波数は

$$0, \frac{2\pi}{T} \times 3, \frac{2\pi}{T} \times 6, \dots, \frac{2\pi}{T} \times 18 \quad \text{式(5)}$$

で与えられる。位相の非連続性には電力を他の周波数項に拡散する効果があるので、位相をできるだけ連続的にして急峻な峰を生じないようにするのが好ましい。

主な制約は複素拡散系列の位相を $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ に限定しなければならないことである。この限定のために急峻な位相変化が生じ電力スペクトラムの完全平坦が妨げられる。しかし、比較的平坦な電力スペクトラム密度の系列が得られる。 $t = (k/N)T$ で位相を連続的にするために、帰納等式を

20

$$\theta_{k-1} - \theta_k = \frac{2\pi}{N} M_k \quad \text{式(6)}$$

とする。ここで θ は系列の中の個々のチップの位相であり、 k はその系列の中のチップの指数 (次数) である。 θ_0 を $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$ の一つに任意に選ぶと、 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$ を逐次的に発生できる。この解放が平坦なスペクトラム分布に導き、最適解となる。 θ_0 の選択 ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) はいずれでもよい。系列全体にわたる一定位相オフセットはスペクトラムの特性を変動させないからである。

θ_k を $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ に限定した場合の上式の準最適実働化は次のとおりである。

30

$$\theta_{k-1} - \theta_k = \frac{\pi}{2} (\lfloor 4(M/N)k \rfloor \bmod 4) \quad \text{式(7)}$$

ここで

$$\lfloor 4(M/N)k \rfloor$$

は $4(M/N)k$ 以下の最大整数を意味する。この式は式(6)の変形であり、位相角を四つの点の一つに配置してQPSK実働化を容易にする。この式は位相を $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ の組に限定する。

第2の準最適実働化の展開まで逐次的位相偏移を継続すると、

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \frac{2\pi}{T} M \frac{k}{N} T \quad \text{式(8)}$$

$$\theta_k = \theta_{k-2} - \frac{2\pi}{T} M \frac{k-1}{N} T - \frac{2\pi}{T} M \frac{k}{N} T$$

$$\vdots$$

$$\theta_k = \theta_0 - \frac{2\pi}{T} M \frac{T}{N} \sum_{i=1}^k i = \theta_0 - \frac{2\pi}{T} M \frac{T}{N} \frac{k(k+1)}{2}$$

10

$$\theta_k = \theta_0 - \pi \frac{M}{N} k(k+1) \quad \text{式(9)}$$

が得られる。また、4相(0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$)での第2の準最適実働化は次式で得られる。

$$\theta_k = \theta_0 - \frac{\pi}{2} (\lfloor 2(M/N)k(k+1) \rfloor \bmod 4) \quad \text{式(10)}$$

$\theta_0 = 0$ であれば、第2の準最適実働化は

$$\theta_k = \frac{\pi}{2} (\lfloor 2(M/N)k(k+1) \rfloor \bmod 4) \quad \text{式(11)}$$

20

で得られる。

式(6)を調べてみると、各位相項は変数項($2\pi/N$)(M_k)をその前の位相に加算することによって得られる。また、 $2\pi k$ は零モジュロ 2π に等しいので、次の位相の算出のために各位相に加算すべき項は非整数(M/N)になる。したがって、可能な実働化は各反復で位相に項(M/N)を加算する再帰加算器(アキュムレータ)で可能である。

図4は自己相関特性および相互相関特性を著しく改善する4相擬似ランダム符号系列発生用の符号発生器30の第1の実施例を示す。この第1の実施例は図7の第1の準最適実働化の例である。任意の長さの4相系列を発生できるが、127ビット長を例として選んである。また、この例のために一つのシンボルにつきNチップがあり、これは処理利得を表す。数MをNに対して素数になるように、すなわちMがNと公因数をもたないように、Mを選んである。処理利得Nの2進表示に必要なビット数Lは次の式を解くことによって決定する。

$$N \leq 2^L \quad \text{式(12)}$$

符号発生器30の長さ $2L$ ビットのアキュムレータ31を含む。この例では $N = 127$ であるので、 $L = 8$ である。したがって、アキュムレータ31は16ビットの長さを備える。8ビットの数 M/N をアキュムレータ31の一つの入力端子に加える。フリップフロップ3 2_1 乃至3 2_{2L} からの16ビットの数をアキュムレータ31のもう一つの入力端子に加える。フリップフロップ3 1_1 乃至3 1_{2L} はシフトレジスタに置換することもできる。フリップフロップ3 2_1 - 3 2_{2L} およびアキュムレータ31へのビット入力は並列に行っているが、直列入力にすることもできる。アキュムレータ31に入力された二つの数の和がフリップフロップ3 2_1 乃至3 2_{2L} に伝達される。抽出器33はフリップフロップ3 2_1 乃至3 2_{2L} からの最下位から第5ビットおよび第6ビットを抽出する(図5)。これら最下位から第5および第6のビットを排他的論理和回路34に加える。

40

排他的論理和回路34の出力を変換器36によってQ値に変換する。抽出器33からの第6ビットを変換器35によってI値に変換する。変換器35および36からのI値出力およびQ値出力を拡散器20または逆拡散器140に加える。上述のとおり、この例では M/N は8ビットの数である。アキュムレータ出力の第5および第6ビットは式(7)の4(M/N)の上位2ビットを表す。モジュロ4で4(M/N)を四つの値(0, 1, 2, 3)の一つにマップすると、それが4(M/N)の上位2ビット、すなわち等価的にアキュ

50

ムレータの第5ビットおよび第6ビットになる。

図6は図4の回路で行われる方法の流れ図である。初期パラメータMおよびNを除算(MをNで割る)の前にレジスタまたはメモリ(図示していない)にロードする。アキュムレータ31の値を零に等しくするのが好ましい。符号発生器30の中の上記以外の装置も初期化する(S1)。初期値零の和をM/Nの商に加算する(S2)。この加算後の和の第5ビットおよび第6ビットを抽出して(S3)、I値およびQ値への変換に備える(S4、S5)。ビット(L-2)および(L-3)はQPSK配置に次のとおりマップする。

0	0	→	1	1
0	1	→	1	-1
1	0	→	-1	-1
1	1	→	-1	1

10

このマッピングはソフトウェアまたはハードウェアにより、まず
(L-2) (L-3) (L-2) (L-2) ⊕ (L-3)

0	0	→	0	0
0	1	→	0	1
1	0	→	1	1
1	1	→	1	0

を用い、次に標準の0→1、1→-1マッピングを用いて行う。

例えば、L-2ビットの第6ビットが0に等しい場合は、I値は1である。その第6ビットが1であればI値は-1である。Q値の場合は、排他的論理和回路34の出力が0であればQ値は1である。排他的論理和回路34の出力が1であればQ値は-1である。これらI値およびQ値が拡散器20または逆拡散器140への出力となる(S6)。ステップS2乃至S6はスイッチ14の供給したデジタルデータ全部を転送するまで、またはスイッチ190がそれらデータ全部を受けるまで繰り返す。

20

図7は符号発生器の第2の実施例200を示す。符号発生器30を符号発生器30に置換し、符号発生器30により発生したものと類似で自己相関特性および相互相関特性を著しく改善した4相擬似ランダム符号系列を発生する。この第2の実施例は式(11)の第2の準最適実働化の例である。任意の長さの4相系列を発生できるが、127ビット長を例として選んである。また、この例では1シンボルにN個のチップがあり、これが処理利得を表す。数Mは数Nに対する素数を選ぶ。処理利得Nの2進表示に必要なビット数Lは式(12)を解くことによって定まる。この例ではN=127でありL=8である。したがって、(M/N)は8ビットになる。

30

符号発生器30は長さLビットのアキュムレータ210を備える。アキュムレータ210の長さ8ビットである。アキュムレータ210の一つの入力に「1」を加えるのが好ましい。フリップフロップ220₁乃至220_Lからの数をアキュムレータ210の第2の入力に加える。フリップフロップ2210₁乃至220_Lはシフトレジスタに置換することもできる。フリップフロップ220₁乃至220_Lおよびアキュムレータ210へのビット入力は並列であるが、このビット入力は直列にもできる。アキュムレータ210に入力される二つの数の和はフリップフロップ220₁乃至220_Lに転送される。フリップフロップ220₁乃至220_Lの出力はフリップフロップ230₁乃至230_Lおよびミキサ240に転送する。ミキサ240はフリップフロップ230₁乃至230_Lの出力も受ける。アキュムレータ210、フリップフロップ220₁-220_L、フリップフロップ230₁-230_Lおよびミキサ240はフリップフロップ帰還回路を形成する。ミキサ240の出力はミキサ250に加える。ミキサ250は(M/N)からの8ビット入力も受ける。抽出器260はミキサ250から下位第6および第7ビット抽出する。抽出器260からの下位第7ビットを変換器280によりI値に変換する。下位第6および第7ビットを排他的論理和回路270に加える。排他的論理和回路270の出力を図8に示すとおり変換器290によりQ値に変換する。これら変換器280および290からのI値およびQ値出力を拡散器20または逆拡散器140に加える。上述のとおり、この例では(M/N)は8ビット

40

50

の数である。フリップフロップ 2 2 0₁乃至 2 2 0_Lは k 値を、フリップフロップ 2 3 0₁乃至 2 3 0_Lは k + 1 値をミキサ 2 4 0 に出力する。ミキサ 2 5 0 はミキサ 2 4 0 の出力および (M / N) の出力を受ける。2 (M / N) k (k + 1) を 4 値 (0, 1, 2, 3) の一つにモジュロ 4 としてマップすると、その結果は抽出器 2 6 0 からの第 6 ビットおよび第 7 ビットとなる (図 8)。

図 9 は図 7 の回路で行われる方法の流れ図である。初期パラメータ M および N を除算 (M / N) の前にレジスタまたはメモリ (図示していない) にロードする。値 k は 0 に等しくするのが好ましい。符号発生器の第 2 の実施例 2 0 0 の上記以外の装置も初期化する (S 1)。(M / N) k (k + 1) の値を計算する (S 2)。この計算から得られる第 6 ビットおよび第 7 ビットを抽出し (S 3)、I 値および Q 値への変換に備える。ビット (L - 1) および (L - 2) を QPSK 配置に次のとおりマップする。

0 0 → 1 1
0 1 → 1 - 1
1 0 → - 1 - 1
1 1 → - 1 1

このマッピングはソフトウェアまたはハードウェアにより、まず
(L - 1) (L - 2) (L - 1) (L - 1) ⊕ (L - 2)

0 0 → 0 0
0 1 → 0 1
1 0 → 1 1
1 1 → 1 0

を用い、次に標準の 0 → 1、1 → - 1 マッピングを用いて行う。

例えば、L - 2 ビットの第 7 ビットが 0 に等しい場合は、I 値は 1 である。その第 7 ビットが 1 であれば I 値は - 1 である。Q 値の場合は、排他的論理和回路 2 7 0 の出力が 0 であれば Q 値は 1 である。排他的論理和回路 2 7 0 の出力が 1 であれば Q 値は - 1 である。これら I 値および Q 値が拡散器 2 0 または逆拡散器 1 4 0 への出力となる (S 6)。k 値を増分だけ増加させる。ステップ S 2 乃至 S 7 はスイッチ 1 4 の供給したデジタルデータ全部を転送し、スイッチ 1 9 0 がそれらデータ全部を受けるまで繰り返す。

図 1 0 は、擬似ランダム符号発生のために第 1 の準最適実働化を用いた結果の N = 127 および M = 44 についての自己相関関数を示す。

図 1 1 は、擬似ランダム符号発生のために第 1 の準最適実働化を用いた結果の N = 127 および M = 44 についての相互相関関数を示す。

系列 s (k) についての自己相関は

$$a(n) = \sum_{k=1}^N s(k) s^*(k+n) \quad \text{式(13)}$$

で与えられる。ここで、括弧内の指数はモジュロ N でとったものであり、二つの系列 s (k) および r (k) の相互相関 c (n) は

$$c(n) = \sum_{k=1}^N s(k) r^*(k+n) \quad \text{式(14)}$$

で与えられる。ここで、上記指数は同様にモジュロ N でとったものである。この第 1 の準最適実働化は相互相関および自己相関 (a (0) は除く) の大きさを N に比べて小さくするという望ましい結果を達成している。第 2 の準最適実働化の例は示していないが、結果は同様である。式 (13) および (14) は当業者に周知である。

この発明を特定の実施例を詳細に参照して上に述べてきたが、これら詳細な説明は明示のためであって限定を意図するものではない。この明細書に説明した発明の真意および範囲を逸脱することなく構成および動作の態様に多様な変形が可能であることは当業者に認識されよう。

10

20

30

40

50

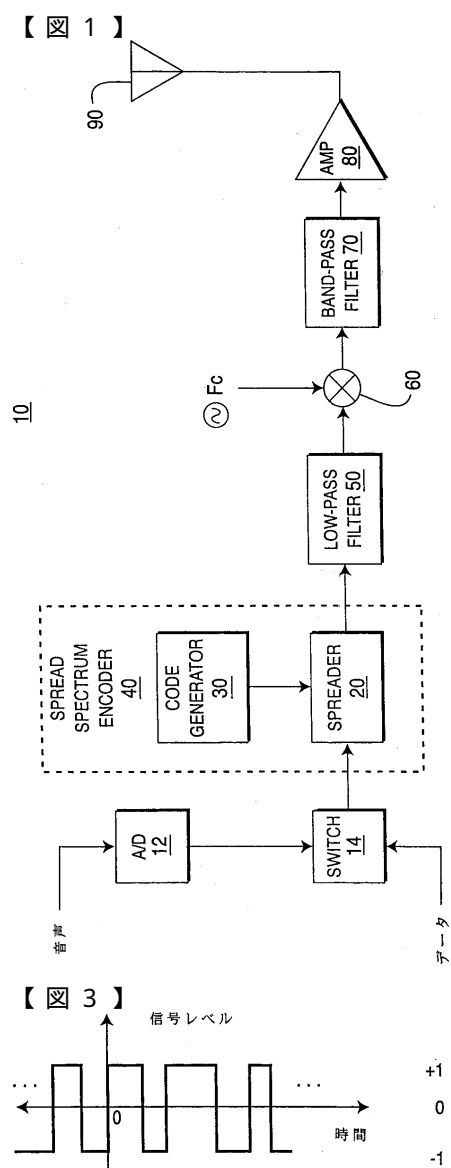


FIG. 1

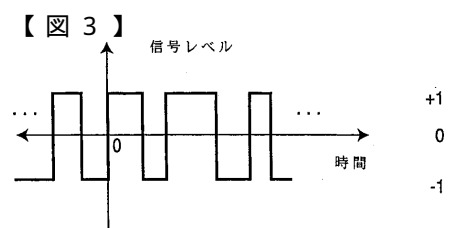


FIG. 3
PRIOR ART

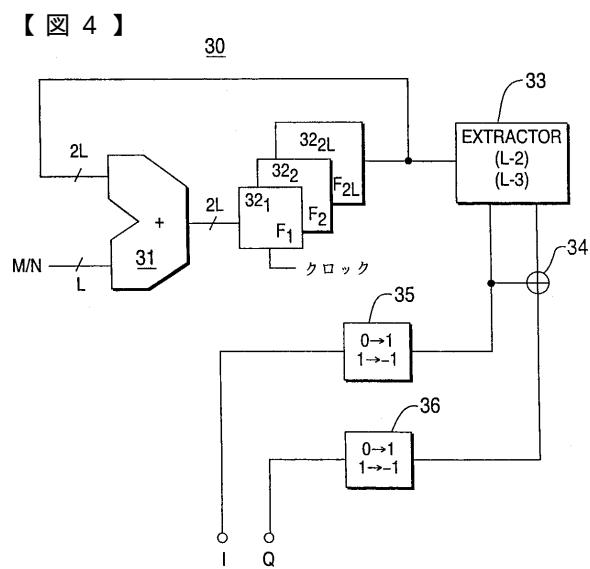


FIG. 4

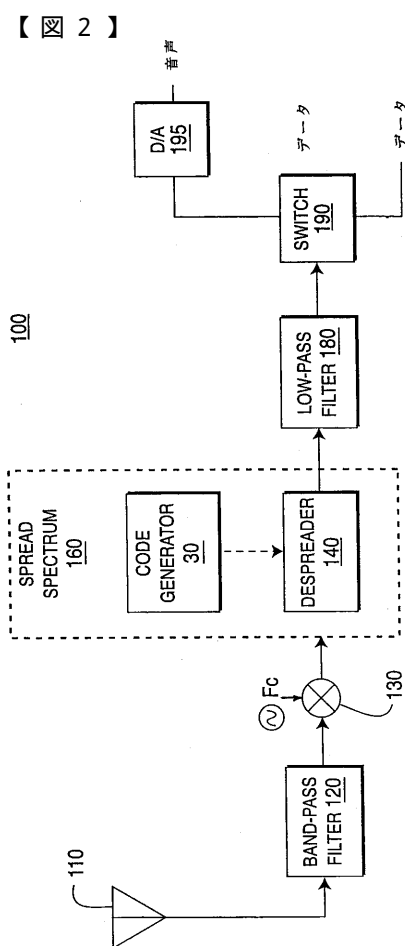


FIG. 2

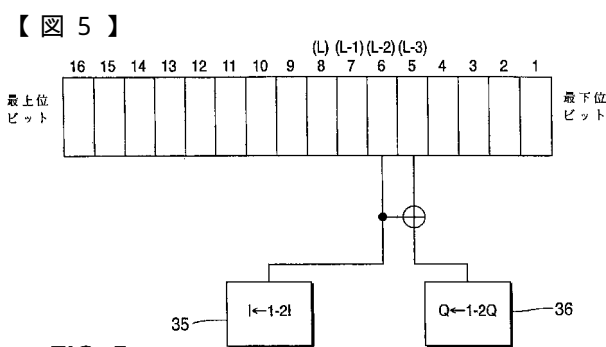


FIG. 5

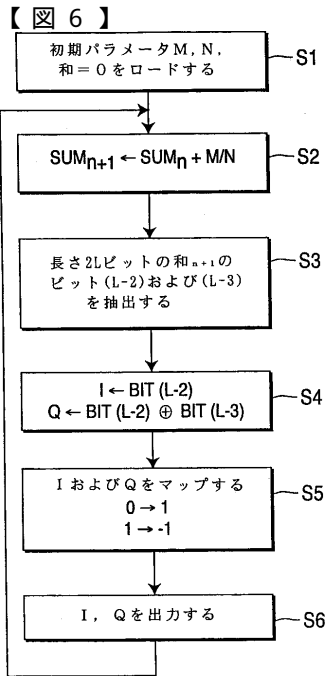


FIG. 6

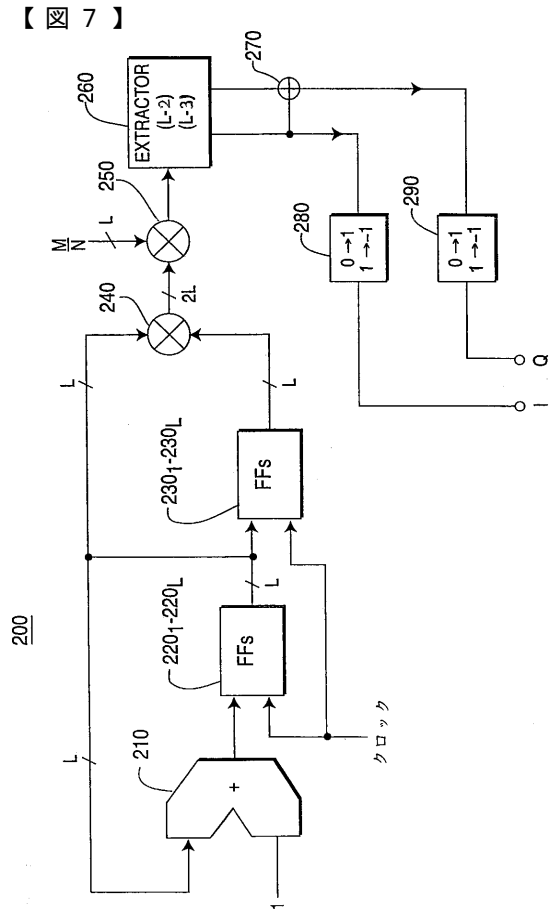


FIG. 7

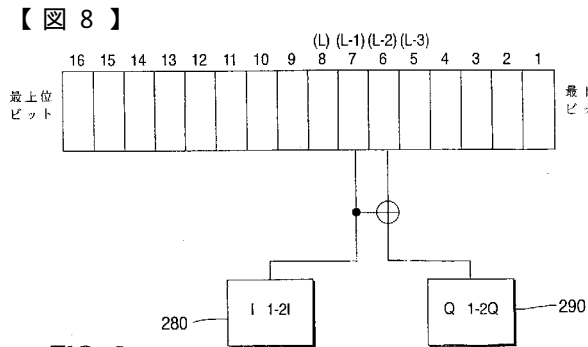


FIG. 8

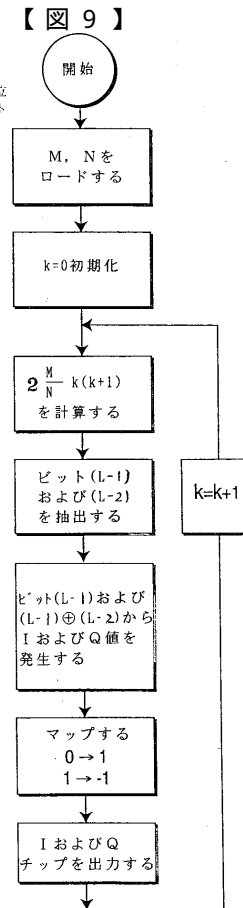
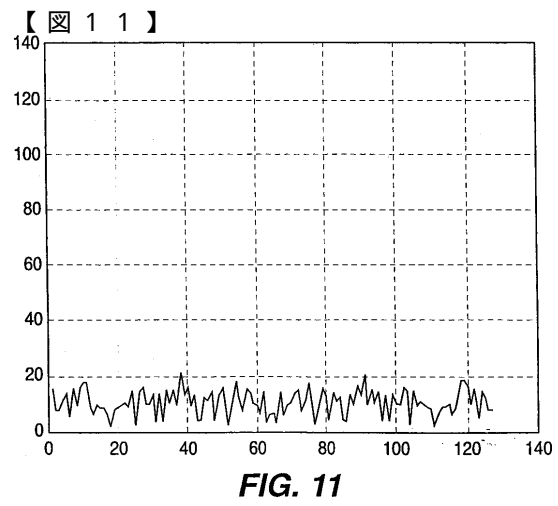
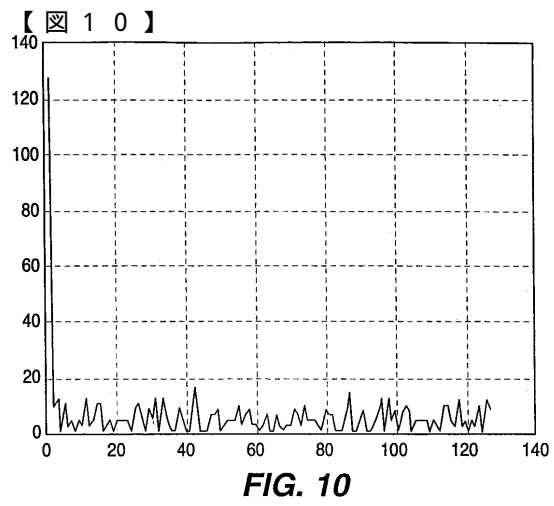


FIG. 9



フロントページの続き

(56)参考文献 欧州特許第9 6 5 1 8 8 (E P , B 1)

特開平0 9 - 2 8 4 1 7 6 (J P , A)

Marx, F.E. et.al., Theoretical analysis and practical implementation of a balanced DSSS transmitter and receiver employ, AFRICON 1996, IEEE AFRICON 4th Volume:1, 1 9 9 6年9月2 7日 , pp.402-407

Gianluca Mazzini et.al., Chaotic Complex Spreading Sequences for Asynchronous DS-CDMA Part1: System Modeling and Results, IEEE Transactions on circuits and systems 1: Fundamental Theory and Applications, 1 9 9 7年1 0月 , Vol.44 No.10, pp.937-947

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H04J 13/00 - 13/06

H04B 1/69 - 1/713

H04L 27/18