

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5259697号
(P5259697)

(45) 発行日 平成25年8月7日(2013.8.7)

(24) 登録日 平成25年5月2日(2013.5.2)

(51) Int.Cl.	F I
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z

請求項の数 7 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2010-507778 (P2010-507778)	(73) 特許権者	507371249
(86) (22) 出願日	平成19年11月19日(2007.11.19)		ゼットティーイー コーポレーション
(65) 公表番号	特表2010-527546 (P2010-527546A)		中華人民共和国 カントン プロヴィンス
(43) 公表日	平成22年8月12日(2010.8.12)		シェンチェン ナンシャン ディストリ
(86) 国際出願番号	PCT/CN2007/003263		クト ハイテク インダストリアル パ
(87) 国際公開番号	W02008/141498		ーク ケジ ロード サウス ゼットティ
(87) 国際公開日	平成20年11月27日(2008.11.27)		ーイー プラザ
審査請求日	平成22年10月5日(2010.10.5)	(74) 代理人	110001427
(31) 優先権主張番号	200710108509.8		特許業務法人前田特許事務所
(32) 優先日	平成19年5月18日(2007.5.18)	(74) 代理人	100077931
(33) 優先権主張国	中国 (CN)		弁理士 前田 弘
		(74) 代理人	100110939
			弁理士 竹内 宏
		(74) 代理人	100110940
			弁理士 嶋田 高久

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号変調方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力信号に対しチャンネル・コーディングを行い、チャンネル・コーディングされた信号に対して、チャンネル・スクランブリング、インターリーブング、重複、スロットティングにおける一つ又は複数の処理を行うステップと、

処理後の信号を、一つの信号ペアを構成するI、Qの二部分に分けるステップと、

前記信号ペアを1ウェイ以上に分け、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用し4位相偏移変調周波数拡散(QPSK Spreading)を行うと共に、直交変調を行って、直交変調が行われた各ウェイの信号のピーク対平均電力比を獲得するステップと、

ピーク対平均電力比が最小の1ウェイ信号を出力信号として出力するステップと、を含み、

前記周波数拡散シーケンスは、式 $h(D) = D^{17} + D^{14} + 1$ に従って生成され、

前記信号ペアがMウェイに分けられ、且つ、前記周波数拡散シーケンスが $s[k]$ 、 $k=0, \dots, 8NFFT[i]-1$ である時、前記Mウェイ信号のそれぞれに用いられる周波数拡散シーケンスは

【数 1】

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^m &= \{s[8N_{FFT}[i]*m], s[8N_{FFT}[i]*m+1], \dots, s[8N_{FFT}[i]*m+M-1]\} \\ &= \{s^m[0], s^m[1], \dots, s^m[M-1]\} \quad (m=0, \dots, M-1) \end{aligned}$$

であることを特徴とする信号変調方法。

【請求項 2】

請求項 1 において、
前記信号ペアが、

10

【数 2】

$$C''_{I/Q}[i][k], \quad i=0, \dots, N_{sp}-1, \quad k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1$$

である時、

前記信号ペアにおける I 部分に採用される 4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) 方式は、

【数 3】

$$u_I[i][k] = c''_I[i][k]s[2k] - c''_Q[i][k]s[2k+1]$$

20

であって、前記信号ペアにおける Q 部分に採用される 4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) 方式は、

【数 4】

$$u_Q[i][k] = c''_I[i][k]s[2k+1] + c''_Q[i][k]s[2k] \quad (k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1)$$

であることを特徴とする信号変調方法。

【請求項 3】

請求項 2 において、
4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアの I 部分は、

30

【数 5】

$$u_I^m[i][k] = c''_I[i][k]s^m[2k] - c''_Q[i][k]s^m[2k+1]$$

であり、4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアの Q 部分は、

【数 6】

$$u_Q^m[i][k] = c''_I[i][k]s^m[2k+1] + c''_Q[i][k]s^m[2k] \quad (k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1, \quad m=0, \dots, M-1)$$

40

であることを特徴とする信号変調方法。

【請求項 4】

請求項 3 において、
前記 4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアを複数形式で、

【数 7】

$$u^m[i][k] = u_I^m[i][k] + ju_Q^m[i][k]$$

と示すことを特徴とする信号変調方法。

【請求項 5】

50

請求項 3 又は 4 において、

前記 4 位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアに対し、

【数 8】

$$v^m[i][k'] = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}[i]}} \sum_{l=0}^{N_{FFT}[i]-1} u^m[i][l'] e^{j \frac{2\pi kl}{N_{FFT}[i]}}$$

$$(v^m = \{v^m[0][0], \dots, v^m[N_{spp}-1][N_{FFT}[i]-1]\}, k = 0, \dots, N_{FFT}[i]-1, k' = N_{FFT}[i] \times p + k,$$

$$l' = N_{FFT}[i] \times p + l, i = 0, \dots, N_{spp}-1, p = 0, \dots, 3, m = 0, \dots, M-1)$$

この方式で直交変調を行うことを特徴とする信号変調方法。

【請求項 6】

請求項 5 において、

直交変調が行われた信号ペアのピーク対平均電力比を、

【数 9】

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (x(t) \text{ は前記直交変調が行われた信号ペアを示す})$$

この方式で獲得することを特徴とする信号変調方法。

【請求項 7】

請求項 5 において、直交変調が行われた信号ペアのピーク対平均電力比を、

【数 10】

$$PAPR = \max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2$$

という方式で獲得して、最小のピーク対平均電力比を、

【数 11】

$$\hat{v} = \arg \min_{m=0, \dots, M-1} \left(\max_{\substack{i=0, \dots, N_{spp} \\ k=0, \dots, N_{FFT}[i]-1}} ((v^m[i][k])^2) \right)$$

($x(t)$ は前記直交変調が行われた信号ペアを示す)

という方式で獲得することを特徴とする信号変調方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信分野に関わり、特に、4位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) 技術に基づく信号変調方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

第三代移動通信システム (IMT-2000) 及びその進化システムは、第一、第二世代移動通信システムの主な弊害を徹底的に解決し、グローバル範囲内の如何なる時間、如何なる場所で、移動ユーザ設備を持つ全ての端末ユーザが任意の方式にて如何なる人との、如何なる情報の移動通信及び伝送を高品質的に完成できるようにしている。第一世代、第二世

10

20

30

40

50

代の移動通信システムに比べ、IMT-2000は先進的な移動通信システムである。目前、IMT-2000に応用されている標準は、中国が制定した時分割-符号分割多重接続（TD-SCDMA）標準、アメリカが制定した符号分割多重接続（CDMA）2000標準、及び欧州が制定した広帯域符号分割多重接続（WCDMA）標準を含んでいる。北米と世界の多くの地区では、CDMA 2000標準が広く使用されている。

【 0 0 0 3 】

インターネット、移動通信技術の絶えず進歩及び生活レベルの向上につれ、移動ユーザ設備は迅速に普及されていく。移動ユーザ設備を持つ端末ユーザの高速データ業務への需要を満足するために、CDMA 2000標準を更に発展させて、CDMA 2000の進化標準であるEV/DO及びEV/DVを制定した。EV/DO及びEV/DV両方とも、CDMA 2000に基づく増強型技術で、CDMA 2000より更なる高速の無線パケット・データ業務をサポートすることができる。その中、EV/DOとは、音声とデータの二つの業務をそれぞれ二つの独立した搬送波に載せて伝送することであり、EV/DVとは、音声とデータ業務を同一の搬送波に載せて伝送することである。EV/DO及びEV/DVに基づく移動通信システムは、端末ユーザに豊富な移動マルチメディア業務を提供することができる。

10

【 0 0 0 4 】

EV/DOに基づき、更に増強したブロードキャスト・マルチキャスト・サービス（Enhanced Broadcast Multicast Service、EBCMCSと略称する）協議を提案し、EBCMCS協議に基づくEBCMCSシステムは基地局の全カバー領域内の移動ステーションに放送メッセージを送信する。

20

【 0 0 0 5 】

図1に示すように、従来技術におけるEBCMCSシステムのチャンネル構造は、チャンネル・コーディングに用いられる第1のユニット102と、チャンネル・スクランプリング、インターリーピング及び重複に用いられる第2のユニット104と、直交振幅（QAM）の変調に用いられる第3のユニット106と、直交周波数分割多重（OFDM）の変調処理に用いられる第4のユニット108と、を含む。その中、第3のユニット106は16 QAM変調方式を採用する。第4のユニット108は、具体的に、保護間隔とパイロット周波数を挿入するモジュール1082と、QPSK周波数拡散モジュール1084と、逆高速フーリエ変換（IFFT）モジュール1086と、サイクリック・プレフィックス付加のモジュール1088と、を含む。

【 0 0 0 6 】

相応的に、EBCMCSシステムに入力される信号の処理フローは以下の通りである：EBCMCSシステムに入力される信号は、先ず、第1のユニットによってチャンネル・コーディングされる。そのチャンネル・コーディングは1/5或は1/3のTurboコーディングである。次に、第2のユニットによってコーディング後の信号に対するチャンネル・スクランプリング、インターリーピング、重複、スロットティングが行われる。また、第3のユニットによって16QAM変調方式にてスロットティング後の信号をI、Qの2ウェイに分ける。最後に、第4のユニットによって、入力されたI、Qの2ウェイの信号に対しそれぞれOFDM変調処理を行う。これで、処理フローを終了する。その中、EBCMCSシステムは、OFDM変調処理方式としては多搬送波変調を採用し、第4のユニットにおけるQPSK周波数拡散モジュールを採用して、QPSK周波数拡散モジュールを含まずOFDM変調処理方式を採用する多搬送波変調システムとは異なり、多搬送波変調システムのOFDM変調処理後の信号ピーク対平均電力比（Peak-to-Average Power Rate、PAPRと略称する）を減少させる。

30

40

【 0 0 0 7 】

具体的に、通常、多搬送波変調システム中の信号PAPRは、以下のように獲得される。即ち、OFDM変調処理方式を採用する多搬送波変調システムにおいて、入力信号シーケンスの長さNのシーケンスが

【 0 0 0 8 】

【 数 1 】

$$\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$$

50

【 0 0 0 9 】

で (N は OFDM のサブ搬送波の量である) であるとする。入力信号 $X(n)$ の持続時間を T とすると、対応する各入力信号 $X(n)$ は OFDM の一つのサブ搬送波、即ち、 $\{ f_n, n=0, 1, \dots, N-1 \}$ に変調される。この場合、この N 個の OFDM サブ搬送波は直交されるべきで、また、

【 0 0 1 0 】

【 数 2 】

$$f_n = n\Delta f$$

【 0 0 1 1 】

であるが、

【 0 0 1 2 】

【 数 3 】

$$\Delta f = 1/(NT) \quad (T \text{ は OFDM 信号の持続時間})$$

【 0 0 1 3 】

である。最後に、式 (1) で、OFDM 変調処理を行った後の信号を以下のように示す：

【 0 0 1 4 】

【 数 4 】

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (1)$$

【 0 0 1 5 】

当該信号に対しナイquist (Nyquist) サンプルングを行い、式 (2) で、獲得した分散信号を以下のように示すことができる：

【 0 0 1 6 】

【 数 5 】

$$x(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j\frac{2\pi}{N} kn}, \quad 0 \leq n < N \quad (2)$$

【 0 0 1 7 】

式 (1) 及び式 (2) により、得られるピーク対平均電力比は以下のように示すことができる：

【 0 0 1 8 】

【 数 6 】

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (3)$$

【 0 0 1 9 】

単一搬送波変調システムに比べ、多搬送波変調システムは、OFDM 変調処理方式を採用したため、その出力は複数のサブチャンネル信号が重畳されたものである。従って、複数のサブチャンネル信号の位相が一致する時、獲得される重畳信号の瞬間出力はサブチャンネル信号の平均出力より遥かに大きく、大きな信号 PAPR を発生させるため、トランスミッター内のアンプリファイアの線形に対し極めて高い要求を出した。アンプリファイアの線形範囲がサブチャンネル信号の変化に満足できないと、サブチャンネル信号に歪みが発生させると共に、重畳信号の周波数スペクトルを変化させることによって、各サブチャンネル信号の間の直交性が破壊され、お互いに干渉して、上記多搬送波変調システムの性能が悪化することになる。

【 0 0 2 0 】

EBCMCS システムも OFDM 変調処理方式を採用する多搬送波変調システムであるため、QPSK

10

20

30

40

50

周波数拡散モジュールを増加することによって多搬送波変調システムのOFDM変調処理後の信号のPAPRを低減したにもかかわらず、従来技術において、EBCMCSシステム中のQPSK周波数拡散モジュールを採用して行われるQPSK拡散周波数変調方法がQPSK周波数拡散モジュールに入力される信号に対し、1ウェイのQPSK拡散周波数変調を行うだけであるため、QPSK拡散周波数変調方法で信号のPAPRを低減する効果が顕著ではなく、また、多搬送波変調システム送信出力の線形範囲に対する要求も高いので、送信出力の設計に不利であり、送信出力のコストの増加にもなる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

上記の一つ或は幾つかの問題に鑑み、本発明は信号のピーク対平均電力比を低下させる変調方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0022】

本発明の実施例に係る信号変調方法は、入力信号に対しチャンネル・コーディングを行って、チャンネル・コーディングを行った信号に対し、チャンネル・スクランプリング、インターリーピング、重複、スロットティング処理における一つ又は複数の処理を行うステップと、処理後の信号を、信号ペアを構成するI、Qの二つの部分に分けるステップと、信号ペアを1ウェイ以上に分け、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用し4位相偏移変調周波数拡散(QPSK Spreading)を行うと共に、直交変調を行って、各ウェイの直交変調を行った信号のピーク対平均電力比を獲得するステップと、ピーク対平均電力比の最小の1ウェイ信号を出力信号として出力するステップとを含む。

【0023】

そして、以下の式で周波数拡散シーケンスを生成する。即ち、 $h(D) = D^{17} + D^{14} + 1$ 。中には、信号ペアをMウェイに分け、また、周波数拡散シーケンスが $s[k]$ 、 $k=0, \dots, 8N_{FFT}[i]-1$ である場合、それぞれMウェイ信号に用いられる周波数拡散シーケンスは

【0024】

【数7】

$$s^m = \{s[8N_{FFT}[i]*m], s[8N_{FFT}[i]*m+1], \dots, s[8N_{FFT}[i]*m+M-1]\}$$

$$= \{s^m[0], s^m[1], \dots, s^m[M-1]\} \quad (m=0, \dots, M-1)$$

【0025】

である。

【0026】

そして、信号ペアが、

【0027】

【数8】

$$C_{I/Q}''[i][k], \quad i=0, \dots, N_{spp}-1, \quad k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1$$

【0028】

である場合、信号ペア中のI部分に採用される4位相偏移変調周波数拡散(QPSK Spreading)方式は、

【0029】

【数9】

$$u_I[i][k] = c_I''[i][k]s[2k] - c_Q''[i][k]s[2k+1]$$

【0030】

であり、信号ペアの中のQ部分に採用される4位相偏移変調周波数拡散(QPSK Spreading)方式は、

10

20

30

40

50

【 0 0 3 1 】

【 数 1 0 】

$$u_Q[i][k] = c_I[i][k]s[2k+1] + c_Q[i][k]s[2k] \quad (k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1)$$

【 0 0 3 2 】

である。

【 0 0 3 3 】

そして、4位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアのI部分は、

【 0 0 3 4 】

【 数 1 1 】

$$u_I^m[i][k] = c_I[i][k]s^m[2k] - c_Q[i][k]s^m[2k+1]$$

【 0 0 3 5 】

であり、4位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアのQ部分は、

【 0 0 3 6 】

【 数 1 2 】

$$u_Q^m[i][k] = c_I[i][k]s^m[2k+1] + c_Q[i][k]s^m[2k] \quad (k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1, m=0, \dots, M-1)$$

【 0 0 3 7 】

である。その中、4位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアを複数形式にて以下のように示す。

【 0 0 3 8 】

【 数 1 3 】

$$u^m[i][k] = u_I^m[i][k] + ju_Q^m[i][k]$$

【 0 0 3 9 】

そして、

【 0 0 4 0 】

【 数 1 4 】

$$v^m[i][k'] = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}[i]}} \sum_{l=0}^{N_{FFT}[i]-1} u^m[i][l] e^{j \frac{2\pi kl}{N_{FFT}[i]}}$$

【 0 0 4 1 】

という方式にて4位相偏移変調周波数拡散 (QPSK Spreading) が行われた信号ペアに対し直交変調を行う。その中、

【 0 0 4 2 】

【 数 1 5 】

$$v^m = \{v^m[0][0], \dots, v^m[N_{spp}-1][N_{FFT}[i]-1]\} \quad k=0, \dots, N_{FFT}[i]-1, k' = N_{FFT}[i] \times p + k,$$

$$l' = N_{FFT}[i] \times p + l, \quad i=0, \dots, N_{spp}-1, \quad p=0, \dots, 3, \quad m=0, \dots, M-1$$

【 0 0 4 3 】

である。

【 0 0 4 4 】

そして、

【 0 0 4 5 】

10

20

30

40

【数 1 6】

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}$$

【0046】

という方式にて直交変調後の信号ペアのピーク対平均電力比を獲得する。その中、 $x(t)$ は直交変調が行われた信号ペアを示す。選択的に、

【0047】

【数 1 7】

$$PAPR = \max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2$$

【0048】

という方式にて直交変調後の信号ペアのピーク対平均電力比を獲得する。また、

【0049】

【数 1 8】

$$\hat{v} = \arg \min_{m=0, \dots, M-1} \left(\max_{\substack{i=0, \dots, N_{spp} \\ k=0, \dots, N_{FFT}[i]-1}} ((v^m[i][k])^2) \right)$$

【0050】

という方式にて最小のピーク対平均電力比を獲得する。その中、 $x(t)$ は直交変調を行った信号ペアを示す。

【0051】

本発明において、QPSK周波数拡散モジュールに入力される信号を1ウェイ以上に分け、また各ウェイの信号に対しそれぞれQPSK拡散周波数変調を行い、また、QPSK拡散周波数変調を行う時、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用し変調を行う。本発明は1ウェイ以上の各ウェイの信号に対しそれぞれQPSK拡散周波数変調を行い、また、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用するため、異なる信号PAPRを獲得することができ、更に、獲得した全ての信号のPAPRにおける最小のPAPRを選択することができる。従って、信号PAPRを著しく低減でき、且つ、送信出力の設計に有利であると共に、送信出力のコストを低下させることが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0052】

ここで説明する図面は本発明の理解を深めるためのもので、本出願の一部を構成し、本出願に示す実施例及びその説明は本発明を解釈するもので、本発明を不当に限定するものではない。

【図 1】従来技術におけるEBCMCSシステムのチャンネル構造の構成を示す図である。

【図 2】本発明の実施例によるQPSK拡散周波数変調方式の実現フローチャートである。

【図 3】本発明の実施例による周波数拡散シーケンス生成方式を示す図である。

【図 4】本発明実施例の周波数拡散シーケンスに採用された第1ウェイ s^0 による周波数拡散シーケンスを示す図である。

【図 5】本発明実施例による方法と従来技術におけるQPSK拡散周波数変調方法で信号PAPRを低減した効果を対比して示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0053】

本発明の核心理念は、QPSK周波数拡散モジュールに入力される信号をMウェイに分け、また、Mウェイの各ウェイの信号に対しそれぞれQPSK拡散周波数変調を行い、且つ、QPSK拡散周波数変調を行う時、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用する、ということである。本発明はMウェイの各ウェイの信号に対しそれぞれQPSK拡

10

20

30

40

50

散周波数変調を行い、且つ、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用するため、異なる信号PAPRを得ることができ、更に、得られた全ての信号PAPRの中の最も小さい信号PAPRを選択することができる。

【0054】

以下、図面を参照して本発明の具体的な実施形態を詳しく説明する。

【0055】

本発明の実施例の信号変調方法によると、チャンネル構造は図1に示すEBCMCSシステムのチャンネル構造に基づくが、主な区別としては、QPSK周波数拡散モジュールに対し採用するQPSK拡散周波数変調方法を変更したことである。本発明の実施例による信号変調方法は以下のステップを含む：

ステップ1：チャンネル・コーディングに用いられる第1のユニットが入力された信号に対しチャンネル・コーディングを行う。その中、チャンネル・コーディングは1/5或は1/3のTurboコーディングである。

【0056】

ステップ2：第1のユニットに接続され、チャンネル・スクランプリング、インターリーピング及び重複に用いられる第2のユニットはチャンネル・コーディングを行った後に得られた信号に対し、チャンネル・スクランプリング、インターリーピング、重複とスロットティングを行う。

【0057】

ステップ3：第2のユニットに接続され、QAM変調に用いられる第3のユニットはスロットティング後の信号をI、Qの2ウェイの信号に分ける。当該2ウェイの信号はペアである；その中、第3のユニットは16QAM変調方式を採用しQAM変調を行う。

【0058】

ステップ4：第3のユニットに接続され、OFDM変調処理に用いられる第4のユニットは、得られたI、Q信号ペアを1ウェイ以上に分け、また、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用しQPSK拡散周波数変調を行って、全ての信号PAPRを得た後、出力信号として、その中の最も小さい信号QPSKを選択する。

【0059】

図2に示すように、ステップ4は以下のステップを含む：

S202：第4のユニットの中の保護間隔とパイロット周波数を挿入するモジュールは受信したI、Q信号ペアを接続されたQPSK周波数拡散モジュールに出力する。

【0060】

S204：QPSK周波数拡散モジュールは受信したI、Q信号ペアをMウェイに分け、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用しQPSK拡散周波数変調を行い、また、QPSK拡散周波数変調を行った各ウェイのI、Q信号を接続されたIFFTモジュールに出力する。

【0061】

その中、EBCMCS協議により、ステップS204に採用される周波数拡散シーケンスは式(4)に従って生成できる：

【0062】

【数19】

$$h(D) = D^{17} + D^{14} + 1 \quad (4)$$

【0063】

式(4)は周波数拡散シーケンス多項式であり、最長線形フィードバック・シフト・レジスタシーケンスとも呼ばれ、mシーケンスである。図3はEBCMCS協議によるもので、ただ周波数拡散シーケンス生成方式を概略に示す図で式(4)を完全に示していない。

【0064】

例えば、レジスタの初期値が $[1c_9c_8c_7c_6c_5c_4c_3c_2c_1c_0x_5x_4x_3x_2x_1x_0]$ である場合、図3に示すように、 $c_9c_8c_7c_6c_5c_4c_3c_2c_1c_0$ の10ビット(bit)は周波数拡散因子(FDSSeed、Fr

10

20

30

40

50

equency domain spreading seed) によって確定され、 $x_5x_4x_3x_2x_1x_0$ の6ビット(bit)はシステム時間によって確定される。式(4)に従って周波数拡散シーケンスを生成し、また、生成した周波数拡散シーケンスをマッピングする必要がある。具体的なマッピング方式は、電気信号が0であるビット(bit)を $+2^{-1/2}$ にマッピングし、電気信号が1であるビット(bit)を $-2^{-1/2}$ にマッピングすることである。その中、データの同期を保証するために、各伝送の物理層パッケージの開始スロットでは、レジスタの中の数値を初期化する必要がある。

【0065】

相応的に、周波数拡散シーケンスが $s[k]$ で、且つ、 $k=0, \dots, 8N_{FFT}[i]-1$ である場合、Mウェイの中の各ウェイの信号に対し採用する異なる周波数拡散シーケンスの詳細は以下の通りである：

【0066】

【数20】

$$s^m = \{s[8N_{FFT}[i]*m], s[8N_{FFT}[i]*m+1], \dots, s[8N_{FFT}[i]*m+M-1]\}$$

$$= \{s^m[0], s^m[1], \dots, s^m[M-1]\}, \quad m=0, \dots, M-1 \quad (5)$$

【0067】

その中、 $N_{FFT}[i]$ はEBCMCS協議によって規定される。当該パラメータによってIFFTモジュールの直交変調時に採用する変換指数が規定される。

【0068】

その中、周波数拡散シーケンスの中に採用される第一ウェイ s^0 の周波数拡散シーケンスの具体的な獲得方法は図4の通りで、その使用される周波数拡散シーケンスはEBCMCS協議に規定されたものと同様で、要するに、QPSK周波数拡散に参加できる周波数拡散シーケンスである。即ち、式(4)に従って生成する m シーケンスの長さが $2^{17}-1$ であり、且つ、各物理層のパッケージはEBCMCS協議に従って、若干のスロット(slot)、例えば、2つのスロット(slot)に分けられ、且つ、各スロット(slot)には2048のチップがある。後方互換の問題を考慮して、各スロット(slot)が保存できるデータ数は1600チップである。一つのスロット(slot)の中でQPSK周波数拡散に参加できる周波数拡散シーケンスのチップ数は1600個であるべきが、OFDMにサイクリック・プレフィックスを付加する必要があるため、EBCMCS協議により、実際に各スロット(slot)の中でQPSK周波数拡散を行う周波数拡散シーケンスのチップ数は $4 \times N_{FFT}[i]$ である。周波数拡散シーケンスのチップ数の総数が1600であるため、 $N_{FFT}[i]$ は400以下でなければならず、普通、数値は320、360、384とする。

【0069】

本発明の実施例の信号変調方法によりQPSK周波数拡散を行う時、式(6)と式(7)に示した拡散周波数変調方式でQPSK周波数拡散を行う。式(6)と式(7)によると、1ウェイとQウェイに対し異なる周波数拡散シーケンスを使用する必要があつて、式(6)と式(7)の中に使用されたのは $s[2k]$ と $s[2k+1]$ である。各スロット(slot)の中でQPSK周波数拡散を行う時、採用する周波数拡散シーケンスのチップ数は $8 \times N_{FFT}[i]$ 個である。相応的に、 $N \times N_{FFT}[i]$ 個の周波数拡散シーケンスの中から、最小の信号PAPRである周波数拡散シーケンスを選択し伝送を行い、選択された周波数拡散シーケンスの番号を受信先に伝送する。

【0070】

S206：IFFTモジュールはQPSK拡散周波数変調された各ウェイのI、Q信号を獲得して、獲得した各ウェイのI、Q信号に対しそれぞれ直交変調を行って、MウェイのI、Q信号の信号PAPRを獲得した後、信号PAPRが最小である1ウェイの信号を出力信号として選択し、接続されたサイクリック・プレフィックス付加のモジュールに出力する。

【0071】

10

20

30

40

50

例えば、ステップS202の中で受信するI、Q信号ペアが $C''_{I/Q}[i][k]$ で、且つ、

【0072】

【数21】

$$i = 0, \dots, N_{spp} - 1, \quad k = 0, \dots, 4N_{FFT}[i] - 1$$

【0073】

である場合、本発明の実施例によるQPSK拡散周波数変調方法は以下のステップを含む：

S202：第4のユニットにおける保護間隔とパイロット周波数を挿入するモジュールは、受信したI、Q信号ペアである $C''_{I/Q}[i][k]$ を接続されたQPSK周波数拡散モジュールに出力する。

10

【0074】

S204：QPSK周波数拡散モジュールは受信した信号をMウェイに分け、各ウェイの信号に対しそれぞれ異なる周波数拡散シーケンスを採用しQPSK拡散周波数変調を行う。

【0075】

この時、各ウェイの信号に対しQPSK拡散周波数変調を行って、獲得したQPSK拡散周波数変調後のI、Q信号ペアは、 $u_{I/Q}[i][k]$ で、且つ、 $i=0, \dots, N_{spp}-1$ 、 $k=0, \dots, 4N_{FFT}[i]-1$ であって、 $N_{FFT}[i]$ 、 N_{spp} はEBCMCS協議によって規定される。そうすると、採用したQPSK拡散周波数変調方式は具体的に以下の通りである：

【0076】

【数22】

$$u_I[i][k] = c''_I[i][k]s[2k] - c''_Q[i][k]s[2k+1], \quad k = 0, \dots, 4N_{FFT}[i] - 1 \quad (6)$$

20

【0077】

【数23】

$$u_Q[i][k] = c''_I[i][k]s[2k+1] + c''_Q[i][k]s[2k], \quad k = 0, \dots, 4N_{FFT}[i] - 1 \quad (7)$$

【0078】

式(6)及び式(7)に従って、Mウェイの各ウェイの信号に対しそれぞれQPSK拡散周波数変調を行い、QPSK拡散周波数変調後の各ウェイの信号を接続されたIFFTモジュールに出力する。

30

【0079】

その中、Mウェイの中の各ウェイの信号に対し、式(5)に従って獲得した異なる周波数拡散シーケンスを採用する時、相応的に、Mウェイの中の各ウェイの信号に対し、式(6)及び式(7)に従ってQPSK拡散周波数変調を行った後、QPSK拡散周波数変調後の各ウェイのI、Q信号を獲得する。その詳細は以下の通りである：

【0080】

【数24】

$$u_I^m[i][k] = c''_I[i][k]s^m[2k] - c''_Q[i][k]s^m[2k+1], \quad k = 0, \dots, 4N_{FFT}[i] - 1$$

【0081】

【数25】

$$u_Q^m[i][k] = c''_I[i][k]s^m[2k+1] + c''_Q[i][k]s^m[2k], \quad k = 0, \dots, 4N_{FFT}[i] - 1, \\ m = 0, \dots, M - 1$$

40

【0082】

その中、QPSK拡散周波数変調を行った各ウェイのI、Q信号を複数量形式で以下のように示すことができる。

【0083】

【数 2 6】

$$u^m[i][k] = u_I^m[i][k] + ju_Q^m[i][k]$$

【0 0 8 4】

S206：IFFTモジュールはQPSK拡散周波数変調後の各ウェイのI、Q信号を獲得し、獲得した各ウェイのI、Q信号に対しそれぞれ直交変調を行う。その中、獲得した直交変調後の信号が $v^m[i][k']$ である場合、採用する直交変調方式の詳細は以下の通りである。

【0 0 8 5】

【数 2 7】

$$v^m[i][k'] = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}[i]}} \sum_{l=0}^{N_{FFT}[i]-1} u^m[i][l'] e^{j \frac{2\pi kl}{N_{FFT}[i]}} \quad 10$$

上記式中

$$v^m = \{v^m[0][0], \dots, v^m[N_{spp}-1][N_{FFT}[i]-1]\}, \quad k = 0, \dots, N_{FFT}[i]-1, \quad k' = N_{FFT}[i] \times p + k,$$

$$l' = N_{FFT}[i] \times p + l, \quad i = 0, \dots, N_{spp}-1, \quad p = 0, \dots, 3, \quad m = 0, \dots, M-1$$

20

【0 0 8 6】

ここでは、 $x(t)$ で直交変調後の信号を示す。相応的に、式(3)に従って各ウェイの直交変調後の信号PAPRを演算する。信号PAPRは、直交変調後の全ての信号において、信号の最大出力と信号の平均出力の比率である。

【0 0 8 7】

最後に、全ての信号PAPRを獲得した後、最小の信号PAPRを出力信号とし、接続されたサイクリック・プレフィックス付加のモジュールに出力する。

【0 0 8 8】

その中、QPSK拡散周波数変調方式において、信号に対する乗算操作は、信号の位相に対し干渉を行ったことに相当し、信号の平均出力に影響を与えないため、ステップS206における式(3)に従う各ウェイの直交変調後の信号PAPRの演算は、更に、

30

【0 0 8 9】

【数 2 8】

$$PAPR = \max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2$$

【0 0 9 0】

に簡素化することができる。即ち、信号PAPRの演算の式を、直交変調後の全ての信号の最大出力の演算に簡素化することができる。その中、 $x(t)$ で直交変調後の信号を示す時、信号PAPRを選択する式の詳細は以下の通りである。

40

【0 0 9 1】

【数 2 9】

$$\hat{v} = \arg \min_{m=0, \dots, M-1} \left(\max_{\substack{i=0, \dots, N_{spp} \\ k=0, \dots, N_{FFT}[i]-1}} ((v^m[i][k])^2) \right)$$

【0 0 9 2】

選択される周波数拡散シーケンスを受信先で分かる方法がないため、変調を行うように、選択した情報をサイドバンド情報として受信先に伝送する必要があるため、伝送される信号のデータ量は $\log_2(M)$ ビット(bit)でなければならない。図5は、本発明実施例によ

50

る方法と従来技術におけるQPSK拡散周波数変調方法で信号PAPRを低下する効果を対比して示す図である。図5において、横軸は信号PAPRで、縦軸は信号PAPRの相補累積分布関数（complementary cumulative density function、CCDFと略称する）に対応する関数値である。図5に示す効果図は相補累積分布関数の関数分布を表す曲線図である。当該曲線図より、異なる周波数拡散方式で獲得した信号PAPRの対照を直観的に得られる。図5には本発明の実施例のQPSK周波数拡散方式を採用し、且つ、M=4、M=8とM=16の場合、獲得した信号PAPRに対応する相補累積分布関数の関数分布の曲線図が含まれている。

【0093】

図5において、「米」の記号で従来技術におけるQPSK周波数拡散方式でQPSK周波数拡散を行った後に獲得した信号PAPRを示す。それ以外の記号は全て本発明の実施例におけるQPSK周波数拡散方式でQPSK周波数拡散を行った後に獲得した信号PAPRを示す。その中、円形記号で標記した曲線がM=16の時、正方形記号で標記した曲線がM=8の時、菱形記号で標記した曲線がM=4の時のQPSK周波数拡散後に獲得した信号PAPRを示す。

10

【0094】

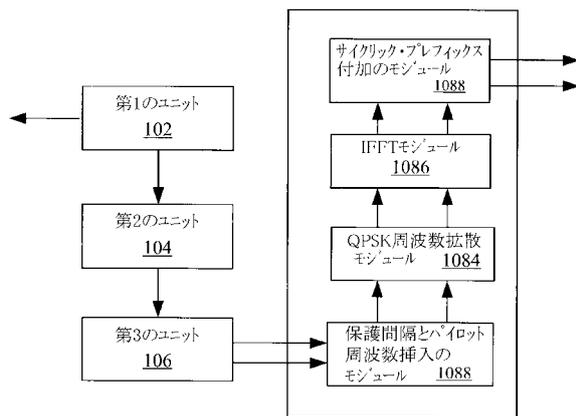
図5により直観的に分かるように、M=4、M=8とM=16の場合、本発明の実施例による方法は従来技術中の方法に比べ、より良く信号PAPRを抑制でき、信号PAPRを著しく低減する。

【0095】

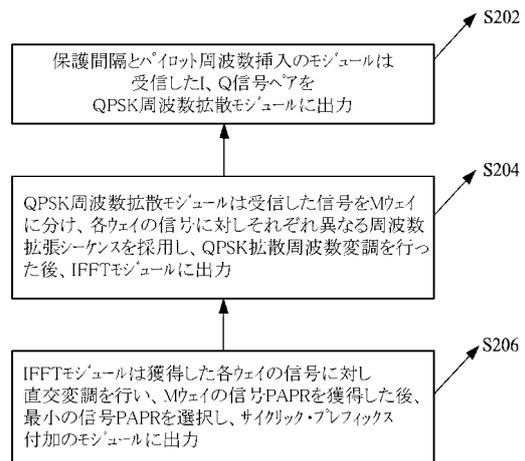
前記内容はただ本発明の好ましい実施例で、本発明を不当に限定するものではない。当業者にとって、本発明の主旨を逸脱しない範囲内で種々変更して実施することが可能である。本発明の目的と原則の範囲内に入っている限り、行った如何なる修正、同等の引き換え、または改良などが、全て本発明の保護範囲に含まれるべきである。

20

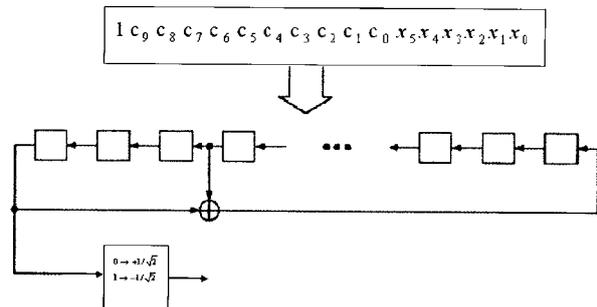
【図1】



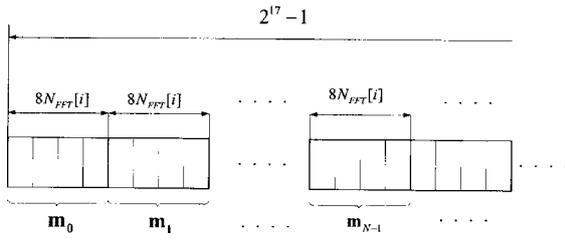
【図2】



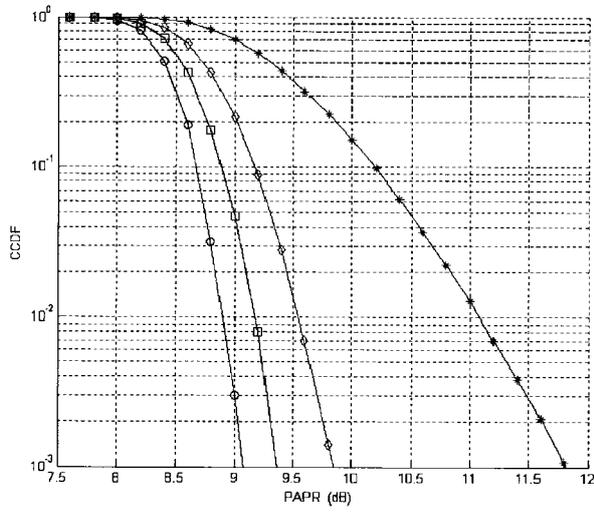
【図3】



【 図 4 】



【 図 5 】



フロントページの続き

- (74)代理人 100113262
弁理士 竹内 祐二
- (74)代理人 100115059
弁理士 今江 克実
- (74)代理人 100117581
弁理士 二宮 克也
- (74)代理人 100117710
弁理士 原田 智雄
- (74)代理人 100121728
弁理士 井関 勝守
- (74)代理人 100124671
弁理士 関 啓
- (74)代理人 100131060
弁理士 杉浦 靖也
- (72)発明者 ウ ジオ
中華人民共和国 518057 カントン, シェンチェン, ナンシャן ディストリクト, ハイ - テク インダストリアル パーク, ケジ ロード サウス, ゼットティーイーブラザ
- (72)発明者 シン ユ
中華人民共和国 518057 カントン, シェンチェン, ナンシャן ディストリクト, ハイ - テク インダストリアル パーク, ケジ ロード サウス, ゼットティーイーブラザ
- (72)発明者 シュ ゴーピン
中華人民共和国 518057 カントン, シェンチェン, ナンシャן ディストリクト, ハイ - テク インダストリアル パーク, ケジ ロード サウス, ゼットティーイーブラザ
- (72)発明者 カオ レイ
中華人民共和国 518057 カントン, シェンチェン, ナンシャן ディストリクト, ハイ - テク インダストリアル パーク, ケジ ロード サウス, ゼットティーイーブラザ

審査官 大野 友輝

- (56)参考文献 特開平11-215091(JP, A)
特開2005-159629(JP, A)
特表2003-500893(JP, A)
cdma2000 High Rate Broadcast-Multicast Packet. Data Air Interface Specification, 2006年2月14日, Version 1.0, 3GPP2 C.S0054-A, URL, http://www.3gpp2.org/public_html/specs/C.S0054-A_v1.0_060220.pdf

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00
IEEE Explore
CiNii