

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-534268
(P2005-534268A)

(43) 公表日 平成17年11月10日(2005. 11. 10)

| | | |
|----------------------------|-------------|-------------|
| (51) Int. Cl. ⁷ | F I | テーマコード (参考) |
| H04 J 11/00 | H04 J 11/00 | 5 K004 |
| H04 L 27/20 | H04 L 27/20 | 5 K022 |

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 24 頁)

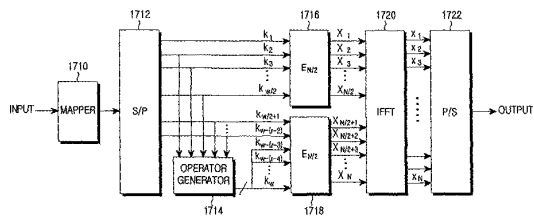
| | | | |
|---------------|------------------------------|----------|---|
| (21) 出願番号 | 特願2004-533826 (P2004-533826) | (71) 出願人 | 503447036 サムスン エレクトロニクス カンパニー リミテッド |
| (86) (22) 出願日 | 平成15年7月29日 (2003. 7. 29) | | |
| (85) 翻訳文提出日 | 平成17年1月25日 (2005. 1. 25) | | |
| (86) 国際出願番号 | PCT/KR2003/001517 | | 大韓民国キョンギード, スウォンシ, ヨ ントンク, マエタンードン 4 1 6 |
| (87) 国際公開番号 | W02004/023691 | (74) 代理人 | 100064908 弁理士 志賀 正武 |
| (87) 国際公開日 | 平成16年3月18日 (2004. 3. 18) | (74) 代理人 | 100089037 弁理士 渡邊 隆 |
| (31) 優先権主張番号 | 10-2002-0044924 | (74) 代理人 | 100108453 弁理士 村山 靖彦 |
| (32) 優先日 | 平成14年7月30日 (2002. 7. 30) | (74) 代理人 | 100110364 弁理士 実広 信哉 |
| (33) 優先権主張国 | 韓国 (KR) | | |
| (81) 指定国 | AU, CA, CN, IN, JP, RU | | |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重化移動通信システムでピーク電力対平均電力の比を減少するための送/受信装置及び方法

(57) 【要約】

本発明は、直列データを並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} に変換するための直列/並列変換器と、該並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} をブロックコーディングするための複数のエンコーダと、を含む直交周波数分割多重方式(OFD M)移動通信システムの送信装置において、複数($N = 2^r$)の副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比(P A P R)を減少する装置及び方法であって、並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} の一部または全部はオペレータ生成器に受信され、ブロックコードシンボルを相補的になるように少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} が生成される。そして、前記並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} と少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} とは均等($= 2^r / t$)に複数のエンコーダへ分配されてブロックコーディングが遂行される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

N (= 2^r)個の副搬送波を用いて w 個の入力データをブロックコーディングし、N 個のシンボルを発生するエンコーダを含む直交周波数分割多重方式移動通信システムの送信装置において、前記副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比を減少する装置であって、

データ列を w - (r - 2) (ここで、w は情報語の長さ) 個の並列データ列に変換するための直列/並列変換器と、

前記 w - (r - 2) 個の並列データ列のうち w / 2 個の並列データ列を受信してブロックコーディングし、N / 2 個の第 1 のコードシンボルを出力する第 1 のエンコーダと、

前記 w - (r - 2) 個の並列データ列によって決定された r - 2 個の入力オペレータデータ列を生成する入力オペレータ生成器と、

前記直列/並列変換器から前記 w - (r - 2) 個のデータのうち残りの並列データ列と前記 r - 2 個の入力オペレータデータ列とを受信し、受信されたデータをブロックコーディングし、N / 2 個の第 2 のコードシンボルを出力する第 2 のエンコーダと

を含んでなり、

ここで、前記 r - 2 個の入力オペレータデータ列と N コードシンボルとを相補関係とすることを特徴とする装置。

【請求項 2】

前記送信装置が B P S K (Binary Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、前記入力オペレータ生成器が、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【数 1】

$$k_{2r} = -k_2 \cdot k_r \cdot k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \cdot k_{r-i} \cdot k_{r+1}, \quad i = 1, \dots, (r-3)$$

ここで、k は直列/並列変換器から出力されるデータ列を示す。

【請求項 3】

前記送信装置が Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、前記入力オペレータ生成器が、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 1 記載の装置。

【数 2】

$$k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

ここで、k は直列/並列変換器から出力されるデータ列を、mod(x, M) は x に対するモジュロ M を、それぞれ示す。

【請求項 4】

N (= 2^r)個の副搬送波を用いて w 個の入力データをブロックコーディングし、N 個のシンボルを発生するエンコーダを含む直交周波数分割多重方式移動通信システムの送信装置において、前記副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比 (P A P R) を減少する方法であって、

データ列を w - (r - 2) (ここで、w は情報語の長さ) 個の並列データ列に変換する第 1 のステップと、

前記 w - (r - 2) 個の並列データ列のうち w / 2 個の並列データ列をブロックコーディングし、N / 2 個の第 1 のコードシンボルを出力する第 2 のステップと、

10

20

30

40

50

前記 $w - (r - 2)$ 個の並列データ列によって決定された $r - 2$ 個の入力オペレータデータ列を生成する第 3 のステップと、

前記 $w - (r - 2)$ 個のデータのうちの残りの並列データ列と前記 $r - 2$ 個の入力オペレータデータ列とをブロックコーディングし、 $N / 2$ 個の第 2 のコードシンボルを出力する第 4 のステップと

を含み、

ここで、前記 $r - 2$ 個の入力オペレータデータ列と N コードシンボルとを相補関係とすることを特徴とする方法。

【請求項 5】

前記送信装置が B P S K (Binary Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 4 記載の方法。

10

【数 3】

$$k_{2r} = -k_2 \bullet k_r \bullet k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \bullet k_{r-i} \bullet k_{r+1}, \quad i = 1, \dots, (r-3)$$

ここで、 k は変換されたデータ列を示す。

【請求項 6】

20

前記送信装置が Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 4 記載の方法。

【数 4】

$$k_{b10} = k_{b1} \bullet k_{b2} \bullet k_{b3} \bullet k_{b4} \bullet k_{b7} \bullet k_{b8} \bullet k_{b9}$$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

ここで、 k は変換されたデータ列を、 $\text{mod}(x, M)$ は x に対するモジュロ M を、それぞれ示す。

30

【請求項 7】

直列データを並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} に変換するための直列/並列変換器と、変換された並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} をブロックコーディングするための複数のエンコーダとを備える直交周波数分割多重方式移動通信システムの送信装置において、複数 ($N = 2^r$: ここで、 r は 2 以上の自然数) の副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比を減少する方法であって、

前記並列変換データ列のうち少なくとも一つを受信し、相補的にブロックコードシンボルが相補的になるように少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} を生成する第 1 のステップと、

40

前記並列データ列と前記少なくとも一つのオペレータビットとを複数のエンコーダに同一の数 $2^r / t$ (ここで、 t はエンコーダの数) で均等に分配し、分配されたデータをブロックコーディングする第 2 のステップと

を含むことを特徴とする方法。

【請求項 8】

前記オペレータビットの数が、前記副搬送波の数により $r - 2$ に決定されることを特徴とする請求項 7 記載の方法。

【請求項 9】

前記送信装置が B P S K (Binary Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 7 記載の

50

方法。

【数 5】

$$k_{2r} = -k_2 \bullet k_r \bullet k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \bullet k_{r-i} \bullet k_{r+1}, \quad i = 1, \dots, (r-3)$$

ここで、 k は変換されたデータ列を示す。

【請求項 10】

前記送信装置が Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 7 記載の方法。

10

【数 6】

$$k_{b10} = k_{b1} \bullet k_{b2} \bullet k_{b3} \bullet k_{b4} \bullet k_{b7} \bullet k_{b8} \bullet k_{b9}$$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

ここで、 k は変換されたデータ列を、 $\text{mod}(x, M)$ は x に対するモジュロ M を、それぞれ示す。

20

【請求項 11】

直列データを並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} に変換するための直列/並列変換器を含む直交周波数分割多重方式移動通信システムの送信装置において、複数 ($N = 2^r$: ここで、 r は 2 以上の自然数) の副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比 (P A P R) を減少する装置であって、

前記並列データ列のうち少なくとも一つを受信し、ブロックコードシンボルを相補的になるように少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} を生成するオペレータ生成器と、

前記並列データ列と前記少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} とを同一数でそれぞれ受信し、受信されたデータをブロックコーディングする複数のエンコーダと

30

を含むことを特徴とする装置。

【請求項 12】

前記オペレータビットの数が、前記副搬送波の数により $r - 2$ に決定されることを特徴とする請求項 11 記載の装置。

【請求項 13】

前記送信装置が B P S K (Binary Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、前記オペレータ生成器が、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 11 記載の装置。

【数 7】

$$k_{2r} = -k_2 \bullet k_r \bullet k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \bullet k_{r-i} \bullet k_{r+1}, \quad i = 1, \dots, (r-3)$$

40

ここで、 k は変換されたデータ列を示す。

【請求項 14】

前記送信装置が Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式を使用するときに、前記オペレータ生成器が、下記の数式により前記入力オペレータデータ列を生成することを特徴とする請求項 11 記載の装置。

【数 8】

$$k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

ここで、 k は変換されたデータ列を、 $\text{mod}(x, M)$ は x に対するモジュロ M を、それぞれ示す。

【請求項 15】

直列入力信号を並列データ列に変換し、前記並列データ列をフーリエ変換し、前記フーリエ変換されたデータを均等に複数のデコーダに分配する直交周波数分割多重方式移動通信システムの受信装置において、デコーディングされたデータ列 k_1, k_2, \dots, k_{2r} を復調する方法であって、

10

前記デコーディングされたデータ列から少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} を選別する第 1 のステップと、

前記デコーディングされたデータ列から少なくとも一つのオペレータビットを除去する第 2 のステップと、

前記オペレータビットが除去された情報データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} からソースデータを回復する第 3 のステップと

を含むことを特徴とする方法。

20

【請求項 16】

前記オペレータビットの数が、送信装置で使用された前記副搬送波の数により $r - 2$ に決定されることを特徴とする請求項 15 記載の方法。

【請求項 17】

直列入力信号を並列データ列に変換するための直列/並列変換器と、前記並列データ列をフーリエ変換するフーリエ変換器とを含む直交周波数分割多重方式移動通信システムの受信装置において、デコーディングされたデータ列 k_1, k_2, \dots, k_{2r} を復調する装置であって、

前記フーリエ変換された相補シーケンスの同一の数をそれぞれ受信し、受信された相補シーケンスをデコーディングする複数のデコーダと、

30

前記デコーディングされたデータ列から少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} を選別し、前記デコーディングされたデータ列から少なくとも一つのオペレータビットを除去するオペレータ除去部と、

前記少なくとも一つのオペレータビットを除去した情報データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} からソースデータを回復するためのデマップと

を含むことを特徴とする装置。

【請求項 18】

前記オペレータビットの数が、送信装置で使用された前記副搬送波の数により $r - 2$ に決定されることを特徴とする請求項 17 記載の装置。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、直交周波数分割多重化(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 以下、“OFDM”とする)方式の移動通信システムにおいてブロックコーディングを用いる送/受信装置及び方法に関して、特に、多重副搬送波による高いピーク電力対平均電力の比(Peak-to-Average Power Ratio: 以下、“PAPR”とする)を減少させるブロックコーディングを用いる送/受信装置及び方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

一般に、OFDM方式は、時分割多重化(Time Division Multiplexing: TDM)技術と

50

周波数分割多重化(Frequency Division Multiplexing: FDM)技術とを結合する2次元多重化方式である。このOFDM方式において、OFDMシンボルはサブチャンネル(sub-channel)を形成する副搬送波(sub-carrier)により伝送される。

【0003】

上記OFDM方式は、サブチャンネルのスペクトルが相互に直交性を維持しつつ重なっているため、スペクトル効率が良い。したがって、OFDM変復調は、逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform: 以下、“IFFT”とする)と高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform: 以下、“FFT”とする)によって遂行可能なため、変/復調部の効率的なデジタル実現が可能になる。また、周波数選択的フェーディングや狭帯域干渉に対して堅いため、現在、ヨーロッパデジタル放送の伝送と、IEEE 802.11a、IEEE 802.16、及びIEEE 802.20などの大容量無線通信システムの規格として採択されている高速データ伝送に効果的技術である。

10

【0004】

このOFDM方式を採用する通信システムは、多重副搬送波を通じてデータを伝送するため、最終OFDM信号の振幅が各副搬送波の振幅の和に表すことができる。それにより、各副搬送波の位相が一致すると、非常に高いPAPRを有する。

通常に、OFDM通信システムでは非常に高いPAPRを有する場合に、増幅器の線形動作範囲を外れるようになり、増幅器を経た信号は歪みが生じるという問題があった。したがって、このOFDM方式を使用する通信システムで伝送されるOFDM信号は、各副搬送波の位相差により振幅の変化量が一定にならない。また、動作点が増幅器の最大出力からだんだん離れるバックオフ(Back-off)が発生して、増幅器の効率低下及び電力消費の増加をもたらす。このように、PAPRの高い信号は線形増幅器の効率を悪くするだけでなく、非線形増幅器では動作点を非線形領域に押し入る(force)ようにする。それにより、この高いPAPRは、帯域内の歪みと帯域外のスペクトル再生(regrowth)を起こすようになる。

20

【0005】

一方、上述した問題点を解決するために高いPAPRを低くするための様々な技術が提案されている。そのうち、信号の歪みを避けるために、電力増幅器の非線形特性と逆(inverse)関数特性を有するプリディストータ(predistorter)を付加して、全体的に線形特性を持たせる方法がある。更に、非線形増幅器で動作点をバックオフして線形領域で動作可能にする方法がある。しかしながら、これら方法は高い周波数帯域で回路構成が複雑になり、電力効率の低下をもたらす、そしてコストが上昇するという問題点を有する。

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

したがって、上記したような問題点を解決するための本発明の目的は、OFDM移動通信システムで相補シーケンス(complementary sequence)を用いてPAPRを減少させるブロックコーディング装置及び方法を提供することにある。

また、本発明の目的は、OFDM移動通信システムで多重副搬送波によるPAPRを一定のレベル(3dB)に制限させ、且つ符号率を向上させることにより、スペクトル効率を改善させる装置及び方法を提供することにある。

40

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記の目的を達成するために、本発明は、直列データを並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} に変換するための直列/並列変換器と、該並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} をブロックコーディングするための複数のエンコーダとを含む直交周波数分割多重方式(OFDM)移動通信システムの送信装置において、複数($N = 2^r$)の副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比(PAPR)を減少する方法であって、並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} の一部または全部はオペレータ生成器に受信され、ブロックコーディングシンボルを相補的になるように少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} が生成

50

される。前記並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} と少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} とは均等 ($= 2^r / t$) に複数のエンコーダへ分配されてブロックコーディングが遂行される。

【0008】

また、本発明は、直列データを並列データ列 k_1, k_2, \dots, k_{r+2} に変換するための直列/並列変換器を含む直交周波数分割多重方式 (OFDM) 移動通信システムの送信装置において、複数 ($N = 2^r$) の副搬送波を通じて送信される信号のピーク電力対平均電力比 (PAPR) を減少する装置であって、前記並列データ k_1, k_2, \dots, k_{r+2} の一部または全部を受信し、ブロックコードシンボルが相補的になるように少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} を生成するオペレータ生成器と、前記並列データ k_1, k_2, \dots, k_{r+2} と少なくとも一つのオペレータビット k_{r+3}, \dots, k_{2r} とを均等 ($= 2^r / t$) に受信し、該受信されたデータをブロックコーディングする複数のエンコーダとを含むことを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0009】

本発明において、相補シーケンスを用いるブロックコーディングは 3 dB 以下に PAPR を減少し、誤り訂正能力を有することにより、コーディング利得が得られる。しかしながら、副搬送波の数が増加するほど符号率が低下するという短所を有する。本発明では、副搬送波の数が多いときに、PAPR の減少のために既存のブロックコーディング方法とは異なって、スペクトル効率の向上したブロックコーディング方法を提案した。すなわち、1つの E_N ブロックの代わりに2つの $E_{N/2}$ ブロックを使用するとき、その入力の一部をパリティデータとして設定する。そのため、PAPR が 6 dB から 3 dB に減少し、ハミング (Hamming) 最小距離を維持することにより、誤り訂正能力が保存される。また、 E_N ブロックが $E_{N/2}$ ブロックに減少するため、デコーディングも容易になる。符号率を $w / (2^{w-1})$ から $w / (2^{w-2})$ に増加して既存のブロックコーディング方法を使用する PAPR 減少方式のスペクトル効率を 3 dB に改善させる。一方、本発明の実施形態で提案している方式は、副搬送波の数に制限なしに使用可能であり、M-ary PSK 変調方式にも適用可能である。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

以下、本発明の望ましい実施形態を添付の図面を参照して詳細に説明する。関連した公知機能及び構成に関する具体的な説明が、本発明の要旨を不明にすると判断された場合には、その詳細な説明は省略する。

30

本発明は、OFDM 移動通信システムで PAPR の減少のために新たなブロックコーディング方法を提案する。従来のブロックコーディング方法は、すべての符号語 (code word) の中で PAPR の低い符号語を選択して伝送することである。多くの研究結果、低い PAPR を有するたいていの符号語が Golay 相補シーケンスであることがわかる。これに基づいて、相補シーケンスは、G-matrix と b-vector を使用してデータを簡単に形成できる。データを Golay 相補シーケンスに変換させると、PAPR が 3 dB に制限され、誤り訂正まで可能になる。前記ブロックコーディング方法はヨーロッパの Magic Wand システムに使用された。

40

【0011】

$w / (2^{w-1})$ の符号率で長さ w の情報語 (information word) を伝送するために、 2^{w-1} 個の符号語を伝送すべきなので、実際に伝送する情報語は減少する。したがって、情報語が大きくなるほど符号率が非常に低くなり、スペクトル効率が低下するという問題点を有する。

この符号率を維持するために、副搬送波の個数が多いときに、複数のブロックコーディングを行うエンコーダブロックを使用する方法があるが、PAPR が 6 dB 以上に増加する。

【0012】

本発明は、2つのエンコーダを使用しながらも、PAPR を 3 dB に制限し、ブロック符

50

号率は既存のブロックコーディング方法に比べて2倍の $w / (2^{w-2})$ にする新たなブロックコーディングを利用した PAPR 減少技術である。この提案方法は、既存のブロックコーディング方式の誤り訂正能力をその通りに保存することができる。

【0013】

本発明の実施形態を詳細に説明する前に、複数のエンコーダブロックを使用すると PAPR が増加し、誤り訂正能力が低下することについて、次に説明をする。

複素基底帯域 OFDM シンボルは、下記の<式1>のように示す。

【数1】

<式1>

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}_n e^{j2\pi nt / T_s}, \quad 0 \leq t < T_s$$

10

【0014】

ここで、 X_n は複素データシンボル、 N は副搬送波の数、 T_s は OFDM シンボル区間を示す。そして、PAPR は次の<式2>のように定義される。

【数2】

<式2>

$$\text{PAPR} \equiv 10 \log_{10} \frac{P_{\text{peak}}}{P_{\text{av}}} [\text{dB}]$$

20

【0015】

ここで、 P_{peak} は最大電力、 P_{av} は平均電力をそれぞれ意味する。この最大電力 P_{peak} と平均電力 P_{av} は、<式3>と<式4>のように定義する。

【数3】

<式3>

$$P_{\text{peak}} = \max |\mathbf{x}(t)|^2 = |N\mathbf{A}|^2$$

30

【数4】

<式4>

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T |\mathbf{x}(t)|^2 dt = N\mathbf{A}^2$$

40

【0016】

つまり、理論上の最大 PAPR は、下記の<式5>の通りである。

【数5】

<式5>

$$\text{PAPR}_{\text{max}} = 10 \log_{10} N [\text{dB}]$$

相補シーケンスで構成される多重副搬送波信号は、相補シーケンスの次のような特性により 3 dB 以下の PAPR を有する。

50

【 0 0 1 7 】

この相補シーケンスは、電力スペクトル(power spectrum)も相補的特性を有する。例えば、周波数領域で相補(complementary)対 A_N と B_N の電力スペクトルは

【数 6】

$$\left| \mathbf{x}_{A_N}(t) \right|^2 \text{ と } \left| \mathbf{x}_{B_N}(t) \right|^2 \text{ である。このとき、 } \left| \mathbf{x}_{A_N}(t) \right|^2$$

のピーク電力 P_{peak} は、<式 6>により定義される。

10

【 0 0 1 8 】

【数 7】

<式 6>

$$\begin{aligned} P_{\text{peak}} &= \max_t \left| \mathbf{x}_{A_N}(t) \right|^2 \\ &\leq \max_t \left\{ \left| \mathbf{x}_{A_N}(t) \right|^2 + \left| \mathbf{x}_{B_N}(t) \right|^2 \right\} \\ &= \max_t \mathbf{F}\{\mathbf{R}_{A_N}(n) + \mathbf{R}_{B_N}(n)\} \\ &= \max_t \mathbf{F}\{2\mathbf{N}\mathbf{A}^2\delta_n\} \\ &= 2\mathbf{N}\mathbf{A}^2 \end{aligned}$$

20

ここで、 $\mathbf{F}\{\}$ はフーリエ(Fourier)変換で、

【数 8】

$$\mathbf{R}_{X_N}(n) \text{ は } X_N = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$$

30

の非周期自己相関関数(aperiodic autocorrelation function)で、 δ_n は D i r a c デルタ関数である。

【 0 0 1 9 】

上記の非周期自己相関関数 $R_{X_N}(n)$ は、下記のように定義される。

【数 9】

<式 7>

$$\mathbf{R}_{X_N}(n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} \mathbf{x}_i \bullet \mathbf{x}_{i+n}^*$$

40

ここで、 \bullet^* は複素共役(complex conjugate)である。

【 0 0 2 0 】

また、上記の D i r a c デルタ関数 δ_n は、次の<式 8>のようである。

【数 1 0】

<式 8>

$$\delta_n = \begin{cases} 1, n=0 \\ 0, otherwise \end{cases}$$

したがって、下記の P A P R は<式 9>のようである。

【数 1 1】

<式 9>

$$PAPR \leq 10 \log_{10} \frac{2NA^2}{NA^2} = 3[\text{dB}]$$

10

【0 0 2 1】

副搬送波の数が多いときに、符号率をそのまま維持し、且つ P A P R を減少する一つの方法は、 m つのエンコーダ、すなわち $E_{N/m}$ (N は副搬送波の数、 m は使用したエンコーダの数)ブロックを使用することである。例えば、 $N = 8$ の OFDM 通信システムで 2 つのエンコーダを使用すると、各エンコーダの符号率は

20

【数 1 2】

$$R = \frac{w}{2^{w-1}} = \frac{w}{N/2} = \frac{3}{2^{3-1}} = \frac{3}{4}$$

になる。したがって、副搬送波の数 $N = 2 \times 4 = 8$ である OFDM 通信システムの最大 P A P R は、<式 1 0>のようである。

【数 1 3】

<式 1 0>

$$PAPR_{\max} = 3 + 10 \log_{10} 2 = 6[\text{dB}]$$

30

【0 0 2 2】

一般に、 $N = m \times 2^{w-1}$ で、 $R = w / (2^{w-1})$ のとき、最大 P A P R は下記の<式 1 1>のように示す。

【数 1 4】

<式 1 1>

$$PAPR_{\max} = 3 + 10 \log_{10} m[\text{dB}]$$

40

ここで、 m はエンコーダの数である。

【0 0 2 3】

上述したように、複数のエンコーダブロックを使用すると、P A P R が増加し、誤り訂正能力も低下する。

しかしながら、本発明では、 N つの副搬送波を使用する OFDM 通信システムで 1 つのエンコーダ E_N の代わりに 2 つのエンコーダ $E_{N/2}$ を使用するとき、上記<数式 1 1>のように P A P R が 6 dB から 3 dB に減少し、誤り訂正能力をそのまま維持させる。また、B P S K (Binary Phase Shift Keying) シンボル変調方式の場合、既存のブロックコーデ

50

イング方式に比べて符号率

【数 1 5】

$$R(=\frac{w}{N})を\frac{w}{2^{w-1}}から\frac{w}{2^{w-2}}$$

に 2 倍増加させる。

【 0 0 2 4】

1 . N = 8 , B P S K 変調方式

10

1 . 1 提案したブロックコーディング方式を使用する送信装置

図 1 は、本発明の実施形態により B P S K 変調方式を使用する送信装置のブロック構成図である。

【 0 0 2 5】

図 1 を参照すると、マッパ 1 1 0 は、入力データを変調して直列/並列 (S / P) 変換器 1 1 2 に出力する。直列/並列変換器 1 1 2 は、入力される変調データを 5 つの並列データ列 k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 に並列出力する。これら並列出力されたデータ列のうちの一部データ列 k_1, k_2, k_3 は第 1 のエンコーダ 1 1 6 に入力され、他のデータ列 k_4, k_5 は第 2 のエンコーダ 1 1 8 に入力される。第 1 のエンコーダ 1 1 6 及び第 2 のエンコーダ 1 1 8 は、それぞれ入力されるデータに対して符号率

20

【数 1 6】

$$R = \frac{3}{4} \left(= \frac{w}{2^{w-1}} = \frac{w}{N/2} = \frac{3}{2^{3-1}} \right)$$

でブロックコーディングを遂行する。すなわち、これら第 1 及び第 2 のエンコーダ 1 1 6 、 1 1 8 は 3 つのデータビットを入力して 4 (N / 2) つの符号化ビットを出力する E_4 エンコーダである。IFFT 1 2 2 に入力されるデータ $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6, k_7, k_8$ を相補シーケンスに形成するために、第 2 のエンコーダ 1 1 8 に入力されるデータのうちのひとつである k_6 は指示子として指定され、その値は $k_1 \sim k_5$ によって決定される。

30

【 0 0 2 6】

1 . 2 提案したブロックコーディング方式の指示子設定方法

B P S K 変調方式で N = 4 のときに、上記入力 k_1, k_2, k_3 及び第 1 のエンコーダ 1 1 6 の出力 k_1, k_2, k_3, k_4 は、下記の表 1 のようである。

【表 1】

| 入力 | 出力 | 指示子 |
|-----------------|----------------------|-----|
| k_1, k_2, k_3 | X_1, X_2, X_3, X_4 | |
| -1-1-1 | -1-1-1 1 | a |
| -1-1 1 | -1-1 1-1 | b |
| -1 1-1 | -1 1-1-1 | B |
| -1 1 1 | -1 1 1 1 | -A |
| 1-1-1 | 1-1-1-1 | A |
| 1-1 1 | 1-1 1 1 | -B |
| 1 1-1 | 1 1-1 1 | -b |
| 1 1 1 | 1 1 1-1 | -a |

40

【 0 0 2 7】

50

上述した相補シーケンスの特性のように、符号語が低いPAPRを有すると、そのリバース、インバース、及びM-ary変調方式の場合も低いPAPRを有する。

表1において、指示子(Indicator)はこのような関係を示す。2つの独立的な基本指示子a、bがあると、-a、-bはインバースを示し、A及びBはリバースを意味する。それぞれの出力は、3dBのPAPRを有する長さ4の相補シーケンスを示す。

【0028】

BPSK変調方式で $N=4$ であれば、基本指示子はa、bの2つであり、 $N=8$ であれば、基本指示子はa、b、c、dの4つである。 $N=8$ の場合に、符号語は総256($M^N=2^8$)個であるが、その中で3dB以下のPAPRを有する符号語は64($=2^6$)個である。下記の表2には、3dB以下のPAPRを有する64個の符号語のうち、32($=2^5$)個の相補シーケンスのみを示す。

【0029】

【表2】

| $X_1X_2X_3X_4X_5X_6X_7X_8$ | 指示子 | $X_1X_2X_3X_4X_5X_6X_7X_8$ | 指示子 |
|----------------------------|--------|----------------------------|--------|
| -1-1-11-1-11-1 | a, b | 1-1-1-1-1-11-1 | A, b |
| -1-1-11-11-1-1 | a, B | 1-1-1-1-111-1-1 | A, B |
| -1-1-111-111 | a, -B | 1-1-1-111-111 | A, -B |
| -1-1-1111-11 | a, -b | 1-1-1-1111-11 | A, -b |
| -1-11-1-1-1-11 | b, a | 1-111-1-1-1-1 | -B, a |
| -1-11-1-1111 | b, -A | 1-111-1111 | -B, -A |
| -1-11-11-1-1-1 | b, A | 1-1111-1-1-1 | -B, A |
| -1-11-1111-1 | b, -a | 1-111111-1 | -B, -a |
| -11-1-1-1-1-11 | B, a | 11-11-1-1-1-1 | -b, a |
| -11-1-1-1111 | B, -A | 11-11-1111 | -b, -A |
| -11-1-11-1-1-1 | B, A | 11-111-1-1-1 | -b, A |
| -11-1-1111-1 | B, -a | 11-11111-1 | -b, -a |
| -1111-1-11-1 | -A, b | 111-1-1-11-1 | -a, b |
| -1111-11-1-1 | -A, B | 111-1-11-1-1 | -a, B |
| -11111-111 | -A, -B | 111-11-111 | -a, -B |
| -111111-11 | -A, -b | 111-111-11 | -a, -b |

【0030】

本発明では、2つのエンコーダを使用しながらも、従来のブロックコーディング方式で使用しない相補シーケンスまですべて使用してPAPRを3dBに低下するために、上記のエンコーダの出力を4($=N/2$)個ずつ分けると、その集合が上記の表に示した出力値のうちの一つとなり、それぞれの指示子で表示できる。その結果、 $N=8$ のときに3dB以下のPAPRを有するすべての相補シーケンスは、 $N=4$ のときの相補シーケンスで表示可能である。すなわち、 $N=8$ のときに、1つの E_8 エンコーダの代わりに2つの E_4 エンコーダを使用し、従来のブロックコーディング方式で使用した16つの相補シーケンスの代わりに上記表2のように32つの相補シーケンスをすべて使用して符号率を高める。

【0031】

このように2つの E_4 エンコーダを使用すると、符号率が $4/8$ から $6/8$ に増加するが、表2に示した出力以外の符号語を発生し、それにより、PAPRは3dBを超えて増加する。したがって、エンコーダの出力値は、本発明によりエンコーダの入力を制御することによって、相補シーケンスになる。

本発明は、BPSK方式で $N=8$ のとき、符号率を $5/8$ として、IFFT122に入力される符号語は表2の $X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7, X_8$ で構成し、PAPRは3dB以下に制限する。

【0032】

BPSK方式で $N=8$ のとき、相補シーケンスを発生させるための2つの E_4 エンコー

10

20

30

40

50

ダ 1 1 2、1 1 6 の入力シーケンス k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 は、下記の表 3 の通りである。すなわち、表 3 では、 $N = 8$ のときに 3 dB の P A P R を得るための入力シーケンスを示す。

【表 3】

| $k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$ | 指示子 | $k_1 k_2 k_3 k_4 k_5 k_6$ | 指示子 |
|---------------------------|--------|---------------------------|--------|
| -1-1-1-1-1-1 | a, b | 1-1-1-1-1-1 | A, b |
| -1-1-1-1-1-1 | a, B | 1-1-1-1-1-1 | A, B |
| -1-1-1-1-1-1 | a, -B | 1-1-1-1-1-1 | A, -B |
| -1-1-1-1-1-1 | a, -b | 1-1-1-1-1-1 | A, -b |
| -1-1-1-1-1-1 | b, a | 1-1-1-1-1-1 | -B, a |
| -1-1-1-1-1-1 | b, -A | 1-1-1-1-1-1 | -B, -A |
| -1-1-1-1-1-1 | b, A | 1-1-1-1-1-1 | -B, A |
| -1-1-1-1-1-1 | b, -a | 1-1-1-1-1-1 | -B, -a |
| -1-1-1-1-1-1 | B, a | 1-1-1-1-1-1 | -b, a |
| -1-1-1-1-1-1 | B, -A | 1-1-1-1-1-1 | -b, -A |
| -1-1-1-1-1-1 | B, A | 1-1-1-1-1-1 | -b, A |
| -1-1-1-1-1-1 | B, -a | 1-1-1-1-1-1 | -b, -a |
| -1-1-1-1-1-1 | -A, b | 1-1-1-1-1-1 | -a, b |
| -1-1-1-1-1-1 | -A, B | 1-1-1-1-1-1 | -a, B |
| -1-1-1-1-1-1 | -A, -B | 1-1-1-1-1-1 | -a, -B |
| -1-1-1-1-1-1 | -A, -b | 1-1-1-1-1-1 | -a, -b |

10

20

【0 0 3 3】

オペレータ k_6 は、入力シーケンス間の関係分析に基づいて、入力データ $k_1 \sim k_5$ によりオペレータ生成器 (operator generator) 1 2 0 で決定される。

このオペレータ k_6 は、次の数式のように計算される。

【数 1 7】

$$k_6 = -k_2 \bullet k_3 \bullet k_5$$

ここで、 \bullet は乗算を意味する。

30

その結果、すべての相補シーケンスを使用して P A P R を 6 dB でなく 3 dB に限定し、符号率は一つのエンコーダを使用した従来のブロックコーディング方式の 5 / 1 6 より 2 倍向上された 5 / 8 になる。

【0 0 3 4】

I F F T 1 2 2 の出力は、並列 / 直列変換器 1 2 4 により遂行される。

図 3 は、従来のブロックコーディングを用いる O F D M 移動通信システムで $N = 8$ と仮定するとき、時間領域における O F D M 信号の波形を示す図である。また、図 4 は、本発明の実施形態によりブロックコーディングを用いる O F D M 移動通信システムで $N = 8$ と仮定するとき、時間領域における O F D M 信号の波形を示す図である。図 3 と図 4 を比べてみると、図 4 より図 3 に示す時間領域における波形がより高いピーク値を有することがわかる。すなわち、本発明による 2 つのエンコーダを使用するブロックコーディングを適用するときに、図 4 に示すように、ピーク値が制限されることがわかる。

40

【0 0 3 5】

1. 3 提案したブロックコーディング方式を用いる受信器

図 2 は、本発明の実施形態によりブロックコーディング方式を用いる受信器のブロック構成図である。図 2 に示すように、チャンネルを通じて伝送された雑音のある受信データは、F F T 復調を経た後に 2 つのデコーダに入力される。これらデコーダは、発生した雑音による誤りを訂正するための硬判定 (Hard Decision) を行う。

【0 0 3 6】

50

図 2 を参照すれば、受信された信号 y は、直列/並列変換器 2 1 0 で並列データに変換される。デコーダ 2 1 4、2 1 6 は、それぞれ F F T 2 1 2 から入力される $4 (= N/2)$ つのデータから b -ベクトル $b_{N/2}$ を引き、パリティ検査 (parity-check) 行列

【数 1 8】

$$H_{N/2}^T$$

を用いて誤り訂正を遂行する。この誤り訂正は、シンドローム (syndrome) に基づいて誤りパターンを探し、前記入力データから誤りパターンを除去することで、遂行される。このシンドロームは、受信データと H 行列 (matrix) の転置 (transposed) 行列を乗算したときの結果である。その結果、誤りがないと、シンドロームは “0” である。逆に、誤りがあると、シンドロームは少なくとも一つの “1” を含む。 H 行列は、

10

【数 1 9】

$$G \cdot H^T = 0 \text{ (ゼロ行列)}$$

を満たすパリティ検査行列である。デコーダ 2 1 4、2 1 6 からデコーディングされたデータは、情報データとパリティデータを含む。このパリティデータは、送信装置によって挿入された少なくとも一つのオペレータビットを意味する。オペレータ除去部 2 1 8 は、前記デコーディングされたデータから少なくとも一つのオペレータビットを除去し、残りのデータ $k_1 \sim k_5$ のみを出力する。前記の情報データ $k_1 \sim k_5$ は、並列/直列変換器 2 2 0 により直列データに変換されて、デマッパ (demapper) 2 2 2 に入力される。デマッパ 2 2 2 は、この直列データを元のデータに復調する。

20

【0 0 3 7】

図 5 は、従来のブロックコーディングを用いる OFDM 移動通信システムで $N = 8$ と仮定するとき、OFDM 信号星座軌道 (constellation trajectory) を示す図である。また、図 6 は、本発明の実施形態による OFDM 移動通信システムでの OFDM 信号星座軌道を示す図である。図 5 と図 6 に示すように、本発明の実施形態によるブロックコーディング方式を適用する場合に、OFDM 信号が特定領域に密集されていることがわかる。また、本発明の実施形態による方式は、最小ハミング (Hamming) 距離を維持するため、誤り訂正能力が保存される。なお、 $1/2$ の符号率を用いる 2 つのデコーダ 2 1 4、2 1 6 を使用することにより、受信器のサイズが小さくなってデコーディングも容易になる。

30

【0 0 3 8】

2. BPSK 変調方式における一般的オペレータ生成方法

BPSK 変調方式で $N = 16$ のときにも、上記のような方法で 2 つの E_s エンコーダを使用して PAPR を 3 dB に制限して符号率を高くすることができる。この符号率は $4/8 (= w (2^{w-1}))$ なので、2 つのエンコーダの入力データ列は $8 (= 4 \times 2)$ となる。BPSK 方式で $N = 16$ のとき、使用可能なすべての符号語の数 M^N は 2^{16} であり、そのうち、3 dB 以下の PAPR を有する符号語は 2^9 個である。ここで、相補シーケンスは 2^9 つの符号語のうち 2^6 つであり、相補シーケンスを用いるブロックコーディングの最大符号率は $6/16$ である。従来のブロックコーディング方式は、前記相補シーケンスの半分、すなわち 2^5 個のみを使用する。3 dB 以下の PAPR を有する相補シーケンスが 2^6 個なので、 $k_1 \sim k_6$ は情報データで、 k_7 及び k_8 はオペレータであって、次の<式 1 3>によって決められる。

40

【数 2 0】

<式 1 3>

$$\begin{cases} k_7 = k_1 \cdot k_3 \cdot k_5 \\ k_8 = -k_2 \cdot k_4 \cdot k_6 \end{cases}$$

つまり、符号率は、既存方式の 6 / 3 2 でなく 6 / 1 6 である。

【0 0 3 9】

図 7 は、従来のブロックコーディングを用いる OFDM 移動通信システムで $N = 16$ のときに、時間領域における OFDM 信号の波形を示す図である。また、図 8 は、本発明の実施形態によりブロックコーディングを用いる OFDM 移動通信システムで $N = 16$ のときに、時間領域における OFDM 信号の波形を示す図である。2 つのエンコーダを使用してブロックコーディングを適用した図 8 に比べて、図 7 に示す信号波形が時間領域でより高いピーク値を有する。

【0 0 4 0】

図 9 は、従来のブロックコーディングを用いる OFDM 移動通信システムで $N = 16$ のとき、OFDM 信号星座軌道を示す図である。図 10 は、本発明の実施形態によりブロックコーディングを用いる OFDM 移動通信システムで $N = 16$ のとき、OFDM 信号星座軌道を示す図である。図 9 及び図 10 から、本発明の実施形態によるブロックコーディング方式を適用するとき、OFDM 信号が特定領域に密集されていることがわかる。

【0 0 4 1】

一方、副搬送波の数 N が増加しても、本発明の実施形態により継続して拡張して適用することができる。したがって、BPSK 変調方式でオペレータ生成のための一般式は、 $N (= 2^r)$ により <式 1 4> のようになる。

【数 2 1】

<式 1 4>

$$k_{2r} = -k_2 \cdot k_r \cdot k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \cdot k_{r-i} \cdot k_{r+1}, \quad i = 1, \dots, (r-3)$$

ここで、オペレータの数は $r - 2$ である。

【0 0 4 2】

上記の <式 1 4> により BPSK を変調方式とし、副搬送波の数を N とするとき、図 1 7 及び図 1 8 は、それぞれその送信装置及び受信装置を示すブロック構成図である。

図 1 7 を参照すると、マップ (mapper) 1 7 1 0 は送信データを変調する。このマッピングされた $w - (r - 2)$ つのデータ $k_1 \sim k_{w - (r - 2)}$ は、直列/並列変換器 1 7 1 2 により並列データに変換される。並列データに変換されたデータ $k_1 \sim k_{w - (r - 2)}$ のうちの一部または全部は、オペレータ生成器 1 7 1 4 に提供される。このオペレータ生成器 1 7 1 4 は、<式 1 4> により少なくとも一つのオペレータビット $k_{w - (r - 3)} \sim k_w$ を生成する。このオペレータビットは、直列/並列変換器 1 7 1 2 からの情報データに対するパリティデータを意味する。オペレータビットの数は、副搬送波の数 $N = 2^r$ に対して $r - 2$ である。このパリティデータ $k_{w - (r - 3)} \sim k_w$ 及び情報データ $k_1 \sim k_{w - (r - 2)}$ は、複数のエンコーダ 1 7 1 6、1 7 1 8 に提供される。これらエンコーダ 1 7 1 6、1 7 1 8 は、パリティデータと情報データを同一の比率で受信する。すなわち、第 1 のエンコーダ 1 7 1 6 は情報データ $k_1 \sim k_{w/2}$ を受信し、第 2 のエンコーダ 1 7 1 8 は情報データ $k_{w/2 + 1} \sim k_{w - (r - 2)}$ とパリティデータ $k_{w - (r - 3)} \sim k_w$ を受信する。第 1 及び第 2 のエンコーダ 1 7 1 6、1 7 1 8 は、それぞれ入力されるデータに対してブロックコーディングを通じてコーディングされたデータ $X_1 \sim X_N$ を出力する。すなわち、第 1 の

エンコーダ 1716 は $k_1 \sim k_{w/2}$ の入力に対して $X_1 \sim X_{N/2}$ を出力し、第 2 のエンコーダ 1718 は $k_{w/2+1} \sim k_{w-(r-2)}$ 及び $k_{w-(r-3)} \sim k_w$ の入力に対して $X_{N/2+1} \sim X_N$ を出力する。第 1 及び第 2 のエンコーダ 1716、1718 から受信された N つのデータは、IFFT 1720 によって OFDM 変調される。そして、OFDM 変調されたシンボルは、並列/直列変換器 1722 によって直列データに変換され、副搬送波を通じて伝送される。

【0043】

図 18 を参照すると、直列/並列変換器 1810 は、受信された入力信号を並列変調シンボル $x_1 \sim x_N$ に変換する。変調シンボル $x_1 \sim x_N$ は、FFT 1812 によって高速フーリエ変換されてブロックコーディングされた情報データ $X_1 \sim X_N$ として出力される。この情報データ $X_1 \sim X_N$ は複数のデコーダ 1814、1816 に均等に分けられて入力される。したがって、第 1 のデコーダ 1814 はブロックコーディングされた情報データ $X_1 \sim X_{N/2}$ を受信し、第 2 のデコーダ 1816 は残りの情報データ $X_{N/2+1} \sim X_N$ を受信する。第 1 及び第 2 のデコーダ 1814、1816 は、入力データの硬判定デコーディングにより情報データ $k_1 \sim k_{w-(r-2)}$ と $k_{w-(r-3)} \sim k_w$ を出力する。同時に、これらデコーダ 1814、1816 は誤り訂正を遂行する。パリティデータは、送信装置に挿入された少なくとも一つのオペレータビットを意味する。オペレータ除去部 1818 は、デコーディングされたデータから少なくとも一つのオペレータビットを選別する。オペレータ除去部 1818 は、この選別されたオペレータビット $k_{w-(r-2)+1} \sim k_w$ を除去し、情報データ $k_1 \sim k_{w-(r-2)}$ のみを出力する。並列/直列変換器 1820 は、この出力された情報データを直列データに変換する。そして、デマッパ 1822 は、並列/直列変換器 1820 からの直列データを元のデータに復調する。

【0044】

3. QPSK 方式で $N = 8$ の場合のブロックコーディング方法

本発明のブロックコーディング方法は、BPSK だけでなく M-ary PSK 変調方式にも適用可能である。QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式で $N = 8$ の場合、使用可能な符号語の数は 4^8 である。このうち、3 dB 以下の PAPR を有する符号語は 4^5 つ、符号率は $5/8$ であって、BPSK 方式で $N = 8$ の場合の符号率 $6/8$ より低い。また、 4^5 つの符号語のうち、相補シーケンスは $4^{5 \cdot 4 \cdot 5}$ で、符号率は $4.5/8$ である。BPSK 方式に比べて、QPSK 方式で 3 dB 以下の PAPR を有する符号語の数が少ないことを示す。図 11 に、副搬送波の数による最大符号率を示す。図 11 の図示から、PAPR を 3 dB に制限すると、符号率の損失が小さいことと、QPSK 変調方式が BPSK または 8PSK 方式に比べて符号率が良くないことがわかる。実際に、ヨーロッパの MAGIC WAND システムは、相補シーケンスを用いるブロックコーディングと 8PSK 変調方式を使用した。

【0045】

QPSK 方式において、シンボルは $k_s = k_{b_o} + j \cdot k_{b_e}$ (ここで、 o は奇数、 e は偶数) で構成される。ここで、 k_b はビットを、 k_s はシンボルをそれぞれ示す。提案した方式では、符号率が $4.5/8$ なので、 $k_{b1} \sim k_{b9}$ は情報ビットで、 $k_{b10} \sim k_{b12}$ はパリティビットである。したがって、 $k_{s5} (= k_{b9} + j \cdot k_{b10})$ は $k_{s1} \sim k_{s4}$ とビット k_{b9} で構成され、下記の<式 15>により完成される。

【数 22】

<式 15>

$$k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$$

【0046】

また、 k_{s6} は下記の<式 16>によって決定される。

【数 2 3】

<式 1 6>

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

ここで、 $\text{mod}(x, M)$ は、 x に対するモジュロ M である。その結果、符号率は $4.5/8$ となる。

【0047】

図12は、従来のブロックコーディングを用いるOFDM移動通信システムにおいて、QPSK変調方式で $N=8$ のとき、時間領域におけるOFDM信号の波形を示す図である。図13は、本発明の実施形態によるOFDM移動通信システムで、QPSK変調方式で $N=8$ のとき、時間領域におけるOFDM信号の波形を示す図である。図12に示す波形が、2つのエンコーダを用いるブロックコーディングを適用することによりPAPRが制限される図13に比べて、より高いピーク値を有する。

10

【0048】

図19A～図19Dは、ブロックコーディングを用いるOFDM移動通信システムにおいて、QPSK変調方式でそれぞれ $N=32, 64, 128, 256$ のとき、OFDM信号の波形を示す図である。

【0049】

図14は、QPSK変調方式で、 $N=8$ であると仮定するとき、従来のOFDM移動通信システムにおけるOFDM信号星座軌道を示す図である。図15は、QPSK変調方式で、 $N=8$ であると仮定するとき、本発明の実施形態によるOFDM移動通信システムにおけるOFDM信号星座軌道を示す図である。これらの図に示すように、QPSK変調方式を本発明の実施形態によるブロックコーディング方式として適用するとき、OFDM信号が特定領域に密集されていることがわかる。

20

【0050】

図16は、 $N=8$ のときにOFDM信号のCCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)を示す。相補シーケンスを用いるブロックコーディングにより、PAPRが3dBに制限されるため、3dB以上のPAPRを有する確率はゼロになる。

30

【図面の簡単な説明】

【0051】

【図1】本発明の実施形態により、ブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムの送信装置を示すブロック構成図である。

【図2】本発明の実施形態により、ブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムの受信装置を示すブロック構成図である。

【図3】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

【図4】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

40

【図5】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道の一例を示す図である。

【図6】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道の一例を示す図である。

【図7】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でのOFDM信号の波形を示す他の図である。

【図8】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でのOFDM信号の波形を示す他の図である。

【図9】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道の他の例を示す図である。

50

【図10】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道の他の例を示す図である。

【図11】本発明の実施形態を適用するとき副搬送波の数による最大コーディング率を示すグラフである。

【図12】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でのOFDM信号の波形を示す他の図である。

【図13】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、時間領域でOFDM信号の波形を示す他の図である。

【図14】従来のブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道のまた他の例を示す図である。

10

【図15】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用したOFDM移動通信システムにおいて、OFDM信号の星座軌道のまた他の例を示す図である。

【図16】本発明の実施形態によりブロックコーディングしたOFDM信号のCCDF ($N = 8$)の一例を示す図である。

【図17】本発明の実施形態により、ブロックコーディングを適用した送信装置の構成を示す図である。

【図18】本発明の実施形態により、ブロックコーディングを適用した受信装置の構成を示す図である。

【図19A】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用するとき、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

20

【図19B】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用するとき、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

【図19C】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用するとき、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

【図19D】本発明の実施形態によりブロックコーディングを適用するとき、時間領域でのOFDM信号の波形を示す図である。

【 図 1 】

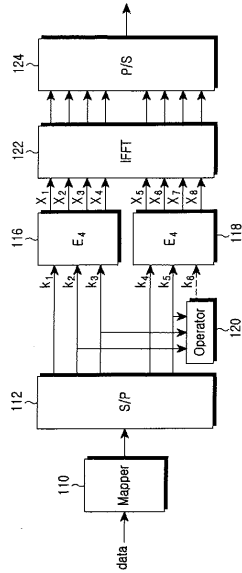


FIG.1

【 図 2 】

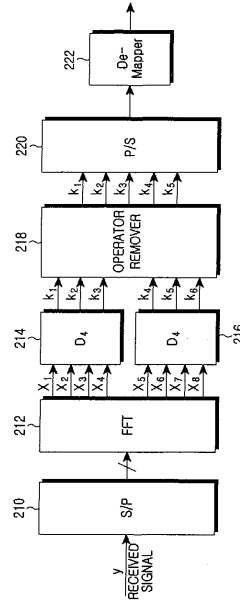


FIG.2

【 図 3 】

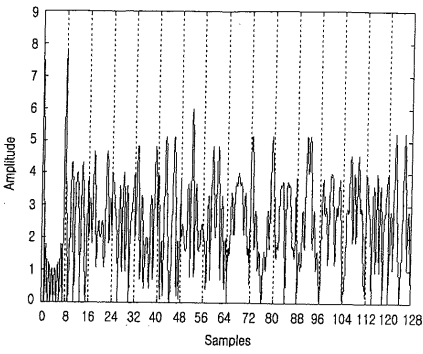


FIG.3

【 図 5 】

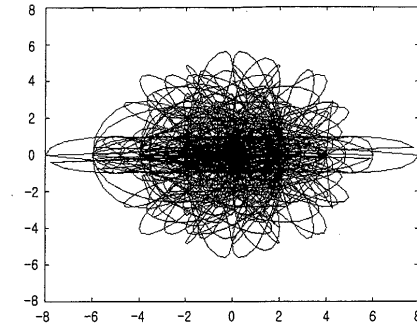


FIG.5

【 図 4 】

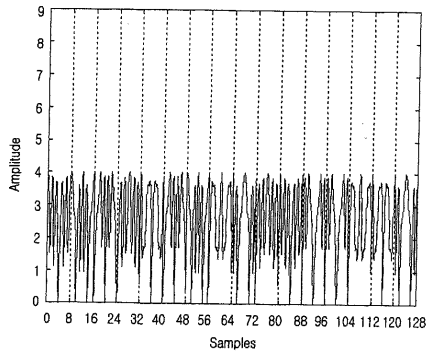


FIG.4

【 図 6 】

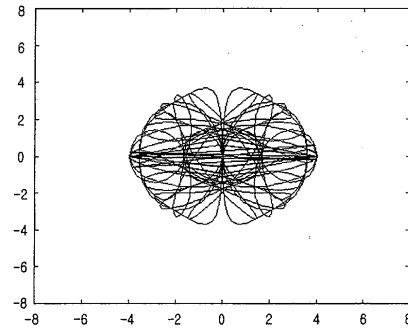


FIG.6

【 7 】

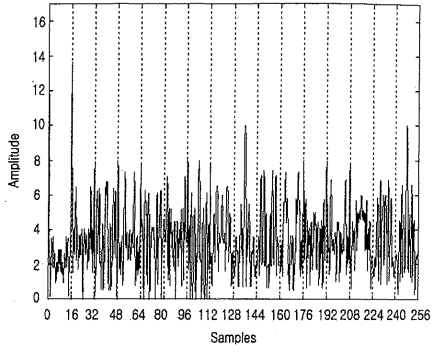


FIG. 7

【 9 】

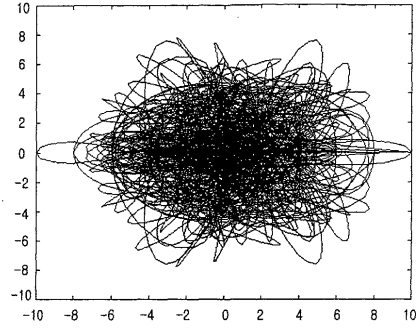


FIG. 9

【 8 】

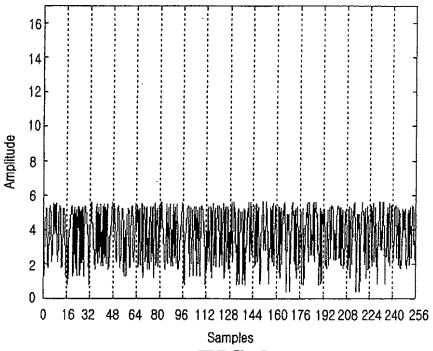


FIG. 8

【 1 0 】

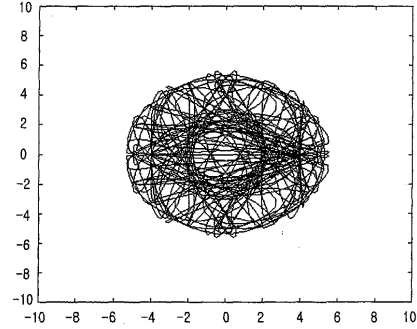


FIG. 10

【 1 1 】

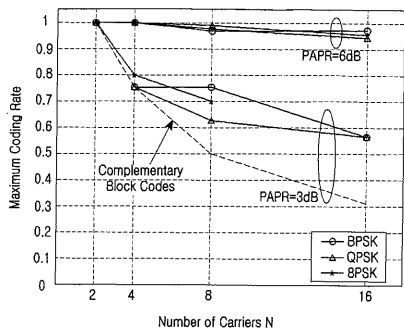


FIG. 11

【 1 3 】

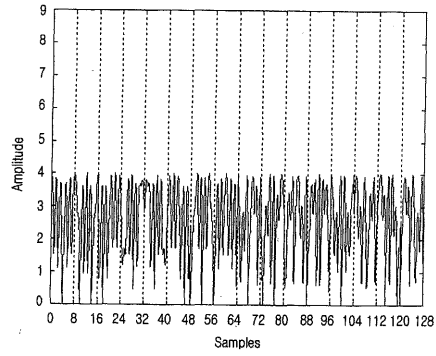


FIG. 13

【 1 2 】

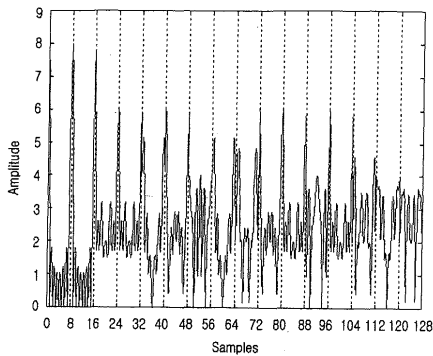


FIG. 12

【 1 4 】

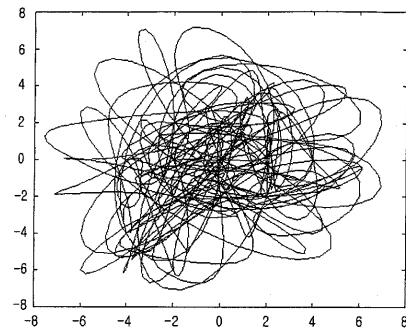


FIG. 14

【 15 】

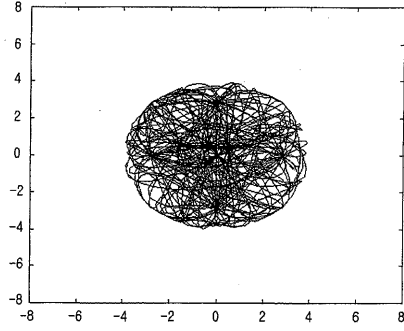


FIG.15

【 16 】

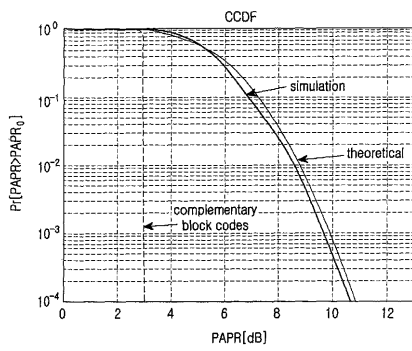


FIG.16

【 17 】

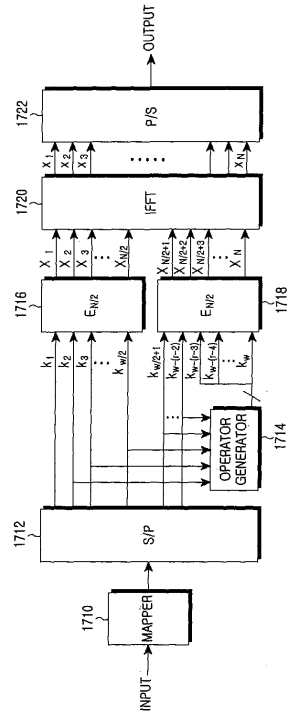


FIG.17

【 18 】

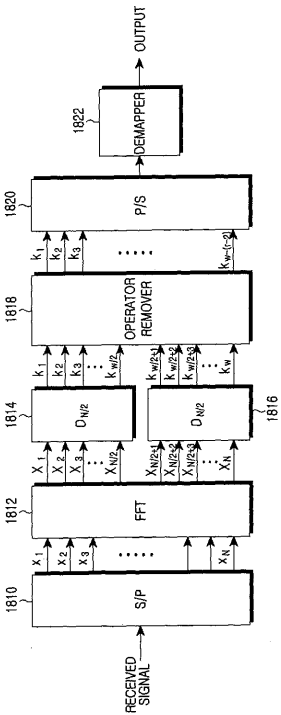


FIG.18

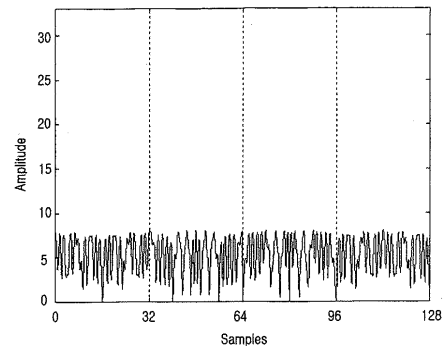


FIG.19A

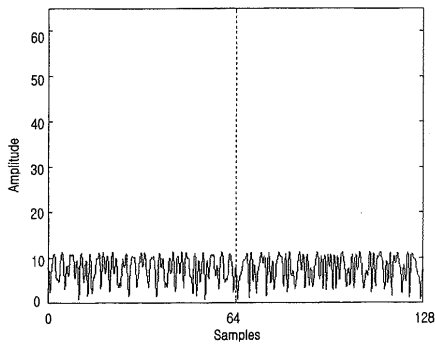


FIG.19B

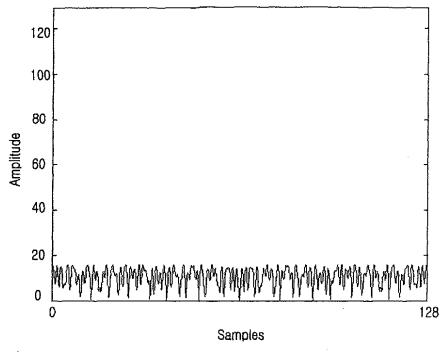


FIG.19C

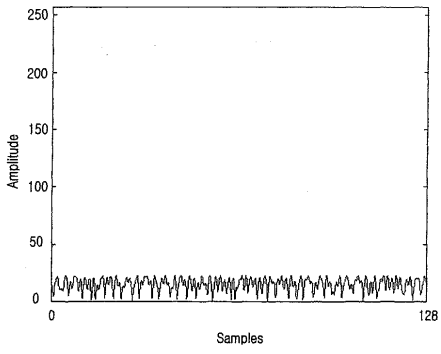




FIG.19D

【 国際調査報告 】

| INTERNATIONAL SEARCH REPORT | | International application No. PCT/KR03/01517 |
|--|---|--|
| A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER | | |
| IPC7 H04J 11/00 | | |
| According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC | | |
| B. FIELDS SEARCHED | | |
| Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC H04J 11/00, H04L 27/00, H04L 27/26 | | |
| Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched KR, JP : classes as above | | |
| Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) NPS, PAJ, DERWENT | | |
| C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| A | A block coding scheme for peak-to-average power ratio reduction in an orthogonal frequency division multiplexing system Hyo-Joo Ahn; Yoan Shin; Sungbin Im; Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo, 2000 IEEE 51st, Volume: 1, 15-18 May 2000 Page(s): 56-60 vol.1 | 1 - 18 |
| A | A new PAPR reduction scheme: SPW (subblock phase weighting) Heung-Gyoon Ryu; Kyoung-Jae Youn; Consumer Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 48 Issue: 1, Feb. 2002 Page(s): 81-89 | 1 - 18 |
| A | EP-A-1,039,714(Samsung Electronics Co. Ltd.) 27 SEP. 2000 See Abstract | 1 - 18 |
| <input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex. | | |
| * Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family | | |
| Date of the actual completion of the international search 19 NOVEMBER 2003 (19.11.2003) | | Date of mailing of the international search report 19 NOVEMBER 2003 (19.11.2003) |
| Name and mailing address of the ISA/KR  Korean Intellectual Property Office 920 Dunsan-dong, Seo-gu, Daejeon 302-701, Republic of Korea Facsimile No. 82-42-472-7140 | | Authorized officer JEONG, Yong Joo Telephone No. 82-42-481-5674  |

フロントページの続き

- (72)発明者 キ - ホ・ジュン
大韓民国・ソウル・121-020・マポ - グ・シンゴンドク - ドン・(番地なし)・サムスン・
アパート・#106-1703
- (72)発明者 ヘウン - ギョン・リュ
大韓民国・チュンチョンブク - ド・360-811・チョンジュ - シ・サンダン - グ・ヨンガム -
ドン・2095・ヒュンダイ・1 - チャ・アパート・#102-404
- (72)発明者 スン - リュル・ユン
大韓民国・チュンチョンブク - ド・367-900・ケサン - グン・チュンピョン - イウプ・デ -
ドン・27-1
- (72)発明者 ビョウン - イル・ジン
大韓民国・チュンチョンナム - ド・330-930・チョナン - シ・ボンミョン - ドン・37-2
3
- (72)発明者 イン - ベ・キム
大韓民国・チュンチョンナム - ド・330-170・チョナン - シ・ソンジョン - ドン・724 -
16

Fターム(参考) 5K004 AA05 FA03 FA05 FE10
5K022 DD01 DD13 DD19 DD21 DD31