

# 符号化 OFDM 通信方式における複数シンボルマッピングによる最大 瞬時電力抑圧手法

原田 政明<sup>†a)</sup>      山里 敬也<sup>††</sup>      岡田 啓<sup>††</sup>      片山 正昭<sup>††</sup>  
小川 明<sup>†††</sup>

Reducing Peak Power for Coded OFDM Systems by Multiple Symbol Mapping

Masaaki HARADA<sup>†a)</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††</sup>, Hiraku OKADA<sup>††</sup>,  
Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>, and Akira OGAWA<sup>†††</sup>

あらまし 本論文では、畳込み符号を適用したときの OFDM 信号の最大瞬時電力抑圧手法を示す。まず、畳込み符号化されたビット列をピーク電力を低くおさえる複数のシンボルへマッピングすることを考える。通常の方式では、符号化されたビットは一つずつ順次マッピングされていく。このような方法では、各サブキャリアへ割り当てるシンボルは互いに無相関の関係にあり、最大瞬時電力を低くおさえるように相関をもたせることは困難である。提案する方式では、符号化されたビット列を最大瞬時電力を低くおさえるように相関をもたせた複数のシンボルへマッピングする。そのため、OFDM 信号のピーク電力を通常の方式より低くおさえることが可能である。また、この複数シンボル全体を集合分割することによって、複数シンボル間のユークリッド距離を大きくし、特性の改善を図る。この手法は、複数のシンボルへ集合分割を行う MTCM ( Multiple Trellis Coded Modulation ) によって可能になる。提案方式の有効性を評価するため、非直線増幅器の影響が存在する環境下において、シミュレーションを行い、その有効性を示す。

キーワード OFDM 通信方式, MTCM, 相補系列, 非直線増幅, 最大瞬時電力

## 1. ま え が き

OFDM 通信方式において、非直線増幅による信号ひずみは特性劣化の大きな要因となる。非直線増幅による劣化の改善手法として、様々な手法が提案されている [1] ~ [4]。OFDM 信号の最大瞬時電力は、各サブキャリアへ割り当てるシンボル間に相関を与えることで低くできることが知られている。文献 [1], [2] において、各サブキャリアへ割り当てるデータの位相を回転することによって最大瞬時電力をおさえられること

が述べられている。この手法は、それぞれの信号について、最大瞬時電力を計る回路、位相回転のための回路を別に用意しなければならず装置が複雑になる。また、位相情報を別の情報として送信しなければならないなどの問題がある。別の手法の一つに、ブロック符号を用いる手法がある [3], [4]。OFDM 信号の最大瞬時電力は、各サブキャリアへ割り当てるシンボルにより大きく異なる。このことから、シンボル間に相関をもつブロック符号を用いることによって大きな瞬時電力を示すシンボルの組合せを避けることが可能である。文献 [3] において、相補系列を用いることによって、OFDM 信号の最大瞬時電力を平均電力の 2 倍以下におさえられることが述べられている。2 値相補系列は、Golay により、その概念が紹介された [6]。その後、文献 [7] において、位相変調を用いた相補系列に拡張された。また、文献 [9] において、QAM 変調へ拡張した相補系列について述べられている。通常、誤り率特性を向上させるため、誤り訂正符号が用いられる。しかし、誤り訂正符号と OFDM 信号の最大瞬時電力

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻, 名古屋市  
Graduate School of Engineering Nagoya University, Department of Information Electronics, Furo-cho Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学情報メディア教育センター, 名古屋市  
Center for Information Media Studies, Nagoya University, Furo-cho Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>†††</sup> 名城大学理工学部情報科学科, 名古屋市  
Department of Information Science, School of Science and Technology, Meijo University, 1-501 Shiogamaguchi, Tempaku-ku, Nagoya-shi, 468-8502 Japan

a) E-mail: harada@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

をおさえることは、独立に検討されているものがほとんどである。文献 [4], [5] において、ブロック符号を誤り訂正符号として用い、相補系列と組み合わせる手法が述べられている。この手法は、相補系列を用いることで、OFDM 信号の最大瞬時電力をおさえると同時に、ブロック符号化による符号化利得を得ている。

ブロック符号以外の誤り訂正符号として、現在のシンボルが過去のシンボルの影響を受ける畳込み符号がある。畳込み符号において、過去のシンボルに影響を受ける時間的な範囲は、拘束長によって示され、拘束長の増加とともに符号化利得が向上する。高い符号化利得を得られるという理由から、畳込み符号は広く用いられている。通常の符号化 OFDM システムでは、符号化されたビットは順次シンボルへマッピングされていく。このような方法では、各サブキャリアへ割り当てるシンボルに最大瞬時電力を低くおさえるように相関を与えることは困難であり、これまでの研究で、その手法について検討したものはない。

そこで、本研究では、畳込み符号を適用した OFDM システムにおいて最大瞬時電力を低くする手法について検討を行う。提案するシステムでは、畳込み符号化されたビット列をシンボル系列へマッピングする。シンボル系列は複数のシンボルで構成される多次元信号である。シンボル系列のなかの各シンボルの間に OFDM 信号の最大瞬時電力を低くおさえるように相関を与えることにより非直線増幅の影響を軽減する。情報ビットを、OFDM 信号の瞬時電力を低くするシンボル系列へ割り当てる手法は、文献 [4], [5] のなかで述べられている。提案方式では、畳込み符号化された符号化ビットを瞬時電力を低くする系列へ割り当てる。

符号化ビットを多値信号へ割り当てる場合、多値化によるユークリッド距離の減少から、十分な符号化利得が得られないという状況が発生する。文献 [10] の中で提案された手法は、この問題を解決するトレリス符号化変調 (TCM: Trellis Coded Modulation) として広く知られている。この手法は、一つの多値変調されたシンボル内の各信号点間のユークリッド距離を規定し、信号点間のユークリッド距離の最小値が最大になるようにシンボルを部分集合へ分割する。後に、この手法は、文献 [11] において、複数のシンボルで構成される多次元信号へ集合分割を行う MTCM (Multiple Trellis Coded Modulation) へ拡張された。多次元信号に対する集合分割を、OFDM 信号の瞬時電力を低くする系列へ適用することにより、非直線増幅による

特性劣化を軽減する符号の構成が可能である。

提案方式の有効性を評価するため、非直線増幅器の影響が存在する環境下において、シミュレーションを行い、その有効性を示す。

## 2. OFDM 通信システム

図 1 に、従来の符号化 OFDM システムの送信機モデルを示す。入力されたビットレート  $r$  の情報ビット列  $b_i$  を符号化率  $R$  の畳込み符号化器 (convolutional encoder) で符号化する。

マップ (mapper) では、出力されるビットレート  $r/R$  の符号化ビット  $b_c$  中の  $m$  ビットを複素数の値をもつ変調多値数  $2^m$  のシンボル  $d_k$  ( $k = 1, 2, 3, \dots, N_d$ ) へ順次割り当てられる。その後、直並列変換器 (s/p: serial to parallel converter) により各サブキャリアへシンボルを割り当てた後、逆高速フーリエ変換器 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transformer) により変調多重化が行われる。IFFT の出力信号  $s(n)$ , ( $n = 1, 2, 3, \dots, N_s$ ) を並直列変換器 (p/s: parallel to serial converter) により、時間方向にならぶ、直列信号に変換した後、増幅し、送信する。通常の OFDM システムでは、各サブキャリアへ割り当てるシンボル間に OFDM 信号の瞬時電力を低くおさえるような相関を与えることは困難である。

図 2 に提案する OFDM システムの送信機モデルを示す。提案する OFDM システムでは、入力されたビットレート  $r$  の情報ビット列  $b_i$  を符号化率  $R$  の畳込み符号化器により符号化する。ビットレート  $r/R$  の符号化ビット  $b_c$  は、マップにより複素数の値をもつ長さ  $N_c$  のシンボル系列 (全系列数  $2^{mN_c}$ )  $D_k = (d_{kN_c+1}, d_{kN_c+2}, d_{kN_c+3}, \dots, d_{(k+1)N_c})$  へ割り当られる。マップにより割り当てられた  $N_c$  個の

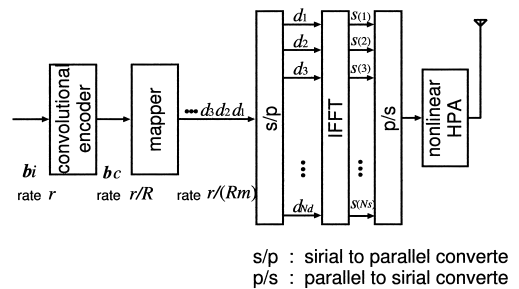


図 1 通常の符号化 OFDM システムの送信機モデル  
Fig. 1 Block diagram of conventional coded OFDM transmitter.

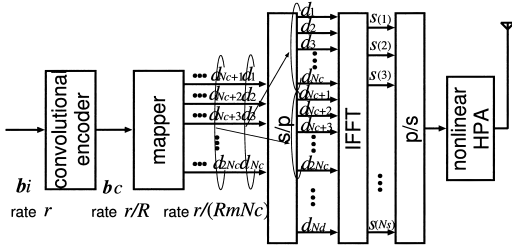


図2 提案する OFDM システムの送信機モデル  
Fig. 2 Block diagram of transmitter of proposed OFDM system.

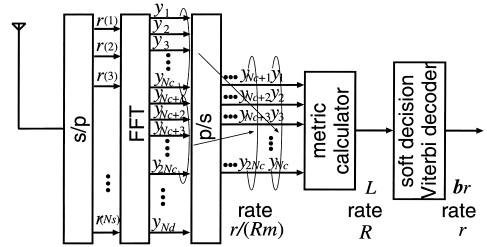


図3 提案する OFDM システムの受信機モデル  
Fig. 3 Block diagram of receiver of proposed OFDM system.

シンボルは、シンボルレート  $r/(RmN_c)$  の並列信号として出力される。割り当てる複数のシンボルには、OFDM 信号の瞬時電力を低くおさえるように相関をもたせる。複数のシンボルを、直並列変換器により、 $N_d/N_c$  個、並列にした後、IFFT により、変調多重化を行う。IFFT の出力信号  $s(n)$  は、

$$s(n) = \sum_{k=1}^{N_d} \text{Re} \left[ d_k \exp \left( \frac{j2\pi kn}{N_s} \right) \right], \quad (1)$$

で表される。OFDM 変調の処理は、文献 [16] で述べられている、逆離散フーリエ変換器 (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transformer) を用いる手法や、文献 [17] で述べられている、IFFT を用いるものなどがあげられる。本論文では、後者による手法により OFDM 変調処理を行っている。IFFT の出力信号  $s(n)$  を直列変換器は、時間方向に並ぶ信号とする。 $s(n)$  は、フーリエ変換後の実数のみを取り出した信号であるため、受信信号からデータを復調するためには、オーバーサンプリングが必要になり  $N_s = 2^i N_d$  ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ) を満たさなければならない [16]。その後、非直線増幅器 (nonlinear HPA: nonlinear High Power Amplifier) により、非直線増幅され送信される。増幅後の信号  $s_o(n)$  は、

$$s_o(n) = G(s(n)) \cdot \exp(j\Phi(s(n))), \quad (2)$$

で表される。ここで  $G(\cdot)$  と  $\Phi(\cdot)$  は、非直線増幅器の振幅と位相の特性関数である。

図 3 は、提案する OFDM システムの受信機モデルを示している。受信機側では、非直線増幅器によって生じた信号ひずみ、伝送路の雑音の影響を受けた信号  $r(n)$  が受信される。受信信号  $r(n)$  を、直並列変換器により並列にした後、離散フーリエ変換器により、信号の分離、復調が行われる。復調後の信号  $y_k$  は、

$$y_k = \sum_{n=1}^{N_s} r(n) \exp \left( \frac{j2\pi kn}{N_s} \right), \quad (3)$$

で表される。その後、直列変換器により、受信シンボル系列  $y_k = (y_{kN_c+1}, y_{kN_c+2}, y_{kN_c+3}, \dots, y_{(k+1)N_c})$  に変換される。ゆう度計算器は、復調された信号  $y_k$  と、受信機側で用意された信号  $d_k$  との 2 乗ユークリッド距離

$$L = \sum_{n=1}^{N_c} |y_n - d_n|^2, \quad (4)$$

を計算し、各シンボル系列のゆう度とする。その後、ゆう度  $L$  をもとに、ピタビ復号器により、最尤判定に基づき、軟判定ピタビ復号が行われ、受信ビット系列  $b_r$  が得られる。

### 3. 相補系列をもとにした MTCCM の構成

文献 [11] で示された、MTCCM (Multiple Tellis Coded Modulation) は、複数のシンボルで構成される多次元信号へユークリッド距離の和を大きくするように集合分割を行う。この手法は、ガウス雑音のみが存在するチャンネルにおいて最適な手法である。多次元信号に対して集合分割を適用する MTCCM を、OFDM 信号の瞬時電力を低くする系列へ適用することにより、最大瞬時電力を低くすると同時に、ユークリッド距離を大きくすることが可能である。提案方式は、OFDM 信号の最大瞬時電力を低くおさえるシンボル系列へ符号化ビットを割り当てることで、非直線増幅器の影響を軽減する。一方で、他のシンボル系列との 2 乗ユークリッド距離を規定し、集合分割を適用する。系列全体の集合へ集合分割を適用し、畳込み符号化器の出力ビットを集合要素であるシンボル系列へマッピングする。集合分割は、ユークリッド距離が小さくなる系列

を他の部分集合へ分割することで、ある部分集合内のシンボル系列間のユークリッド距離を大きくする。本章では、次節において、最大瞬時電力対平均電力比について説明し、3.2 において、最大瞬時電力を低くする系列として知られる相補系列について説明する。提案方式の集合分割の手法の例を述べた後、この方式の最大瞬時電力対平均電力比について考察を加える。

### 3.1 最大瞬時電力対平均電力比

OFDM 信号は、複数の異なる周波数をもつ搬送波を合成した信号である。合成後の信号は、大きな振幅変動をもち、非直線増幅器で増幅した場合、振幅の大きな部分が、増幅器の飽和電力の影響で抑圧されてしまい特性劣化が引き起こされる。非直線増幅器の影響を評価する尺度として最大瞬時電力対平均電力比 (PMEPR: Peak to Mean Envelope Power Ratio) を用いる。最大瞬時電力対平均電力比は、信号の最大瞬時電力を信号の平均電力で割った値であり、

$$\text{PMEPR} = \frac{P_{\text{peak}}}{P_{\text{av}}}, \quad (5)$$

で定義される。ここで、

$$P_{\text{peak}} = \max_{1 \leq n \leq N_s} |s(n)|^2, \quad (6)$$

$$= \max_{1 \leq n \leq N_s} \left| \sum_{k=1}^{N_d} d_k \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N_s}\right) \right|^2, \quad (7)$$

$$= \max_{1 \leq n \leq N_s} \sum_{k=1}^{N_d} R_d(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N_s}\right), \quad (8)$$

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} |s(n)|^2, \quad (9)$$

である。\$R\_d(k)\$ は、系列 \$\mathbf{d} = (d\_1, d\_2, \dots, d\_{N\_c})\$ の非周期自己相関関数を表しており、

$$R_d(k) = \sum_{i=0}^{N_d-k} d_i d_{i+k}^*, \quad (10)$$

で定義される。最大瞬時電力対平均電力比が大きな値を示すほど、最大瞬時電力は、信号の平均電力よりもより大きな値を示すことを意味する。そのため、非直線増幅器の影響を軽減するためには、最大瞬時電力対平均電力比を低くすることが必要である。

### 3.2 相補系列

二つの長さ \$N\_c\$ の系列を \$\mathbf{c}, \bar{\mathbf{c}}\$ とする。これら二つ

の系列の非周期自己相関関数 \$R\_c(k)\$ と \$R\_{\bar{\mathbf{c}}}(k)\$ の和が、次の条件

$$R_c(k) + R_{\bar{\mathbf{c}}}(k) = \begin{cases} 2N_c & k = 0 \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (11)$$

満たすとき、これら二つの系列をそれぞれ相補系列という [6]。ここで、\$[\*]\$ は複素共役を表している。式 (11) のフーリエ変換は、

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{F}\{\mathbf{c}\} + \mathcal{F}\{\bar{\mathbf{c}}\} &= 2N_c, \\ \mathcal{F}\{\mathbf{c}\} &\geq 0, \\ \mathcal{F}\{\bar{\mathbf{c}}\} &\geq 0, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

となることから、相補系列の各要素を各搬送波へそれぞれ割り当てた場合、すなわち相補系列の各要素を IFFT の入力とした場合、PMEPR は 2 以下となる [3]。

ある相補系列のアダマール変換で生成した系列もまた、相補系列であることから、長さ 2 のべき乗の相補系列は、

$$\mathbf{H}_{N_c} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{N_c/2} & \mathbf{H}_{N_c/2} \\ \mathbf{H}_{N_c/2} & -\mathbf{H}_{N_c/2} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

で表すことができる [7], [8]。ここで、\$\mathbf{H}\_{N\_c}\$ を

$$\mathbf{H}_{N_c} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{N_c} & \mathbf{B}_{N_c} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

とすると、\$\bar{\mathbf{H}}\_{N\_c}\$ は、

$$\bar{\mathbf{H}}_{N_c} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{N_c} & -\mathbf{B}_{N_c} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

である。\$\mathbf{A}\_{N\_c}, \mathbf{B}\_{N\_c}\$ は、それぞれ \$N\_c \times N\_c/2\$ の行列である。式 (13) 中の行が相補系列を示しており、生成される相補系列 \$(\mathbf{x}\_1, \mathbf{x}\_2, \dots, \mathbf{x}\_{N\_c})\$ を用いて、

$$\mathbf{H}_{N_c} = (\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_c-1})^T, \quad (17)$$

のように表すことができる。また、生成された相補系列の正負を反転した系列 \$(-\mathbf{x}\_1, -\mathbf{x}\_2, \dots, -\mathbf{x}\_{N\_c})\$ を新たに

$$\mathbf{x}_{N_c+i} = -\mathbf{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, N_c, \quad (18)$$

とする。

相補系列は、位相変調された信号における系列であるが、[9]において、振幅変調された信号へ拡張されている。系列は複数の相補系列の和であり、

$$X_{i,j} = a_1x_i + a_2x_j \quad (19)$$

で表される<sup>(注1)</sup>。

### 3.3 系列の集合分割

Ungerboeckにより提案された、TCMは、一つの高値シンボルを集合分割し、集合要素間の最小ユークリッド距離を大きくするものである。符号化変調は、[11]において、多次元の信号に対して集合分割を行うMTCMへ拡張された。提案された手法は、複数のシンボルで構成される多次元信号を集合分割し、畳込み符号化器の出力ビットを、集合要素の一つに割り当てる符号化変調方式である。多次元信号として、OFDM信号の最大瞬間電力を低くするシンボル系列を用い、このシンボル系列へ集合分割を適用することにより非直線増幅の影響を軽減すると同時に、ユークリッド距離の増大を図る。ここでは、多次元信号として、式(19)で表される相補系列を拡張した系列  $X_{i,j} = a_1x_i + a_2x_j$  の集合分割の例を示す。系列全体の集合を

$$C_1^{(0)} = \begin{bmatrix} X_{1,1} & \cdots & X_{1,2N_c} \\ \vdots & & \vdots \\ X_{2N_c,1} & \cdots & X_{2N_c,2N_c} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

とする。例えば、長さ  $N_c=4$  の相補系列を用いたとき、 $C_1^{(0)}$  中の集合要素の一つである  $X_{1,2}$  は、 $(a_1 + a_2, a_1 - a_2, a_1 + a_2, a_1 - a_2)$  となる。

初めの分割において、集合  $C_1^{(0)}$  を  $N_c$  個の部分集合

$$C_i^{(1)} = \begin{bmatrix} X_{1,i} & X_{2,i \oplus N_c} \\ X_{3,i \oplus 2} & X_{4,i \oplus N_c \oplus 1} \\ \vdots & \\ X_{2N_c,2N_c \oplus i} & X_{2N_c,3N_c \oplus i} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$i = 1, 2, \dots, N_c$

に分割する。ここで、 $\oplus$  は  $2N_c$  を法とする加算とする。分割後の集合において、ある集合要素  $X_{i,j} = a_1x_i + a_2x_j$  に対して、系列間の2乗ユークリッド距離の観点から、集合要素  $X_{i,j \oplus N_c} = a_1x_i - a_2x_j$ 、 $X_{i \oplus N_c, j} = -a_1x_i + a_2x_j$ 、 $X_{i',j'} = a_1x_{i'} + a_2x_{j'}$ 、 $(x_i \neq \pm x_{i'})$  の3種類系列に分類される。用いる相

補系列は、式(13)で表されるように、アダマール符号を基にした系列である。 $(x_i \neq \pm x_{i'})$  のとき、それぞれの系列は直交関係にあり  $x_j = \pm x_i$  であるとき、2乗ユークリッド距離は、 $2N_c$  である。それぞれの系列との2乗ユークリッド距離は  $4a_2^2N_c$ 、 $4a_1^2N_c$ 、 $2(a_1^2 + a_2^2)N_c$  となり、最小2乗ユークリッド距離は、 $4a_2^2N_c$  である。

2回目の分割では、1回目の分割で生成された集合を二つの集合にそれぞれ分割する。分割後の集合を、

$$C_i^{(2)} = \begin{bmatrix} X_{1,i} & X_{N_c+1,i \oplus N_c} \\ X_{2,i \oplus 1} & X_{N_c+2,i \oplus (N_c+1)} \\ \vdots & \vdots \\ X_{N_c,i \oplus (N_c-1)} & X_{2N_c,i \oplus (2N_c-1)} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

$i = 1, 2, \dots, 2N_c$

とする。2回目の分割によって、各部分集合内の要素は、他のすべての要素中の系列と異なる系列をもつ。部分集合内における最小ユークリッド距離は  $(a_1^2 + a_2^2)N_c/2$  である。3回目以降の集合分割は、同様にユークリッド距離を大きくするように繰り返される。 $n$  回目の集合分割後の各部分集合  $C_i^{(n)}$  は、

$$\begin{bmatrix} X_{2^{n-2}i-j, 2^{n-2}i-j-1} & X_{N_c \oplus (2^{n-2}i-j), N_c \oplus (2^{n-2}i-j-1)} \\ X_{2^{n-1}i-j, 2^{n-1}i-j-1} & X_{N_c \oplus (2^{n-1}i-j), N_c \oplus (2^{n-1}i-j-1)} \\ \vdots & \vdots \\ X_{N_c-j, 2N_c-j-1} & X_{N_c \oplus (N_c-j), N_c \oplus (2N_c-j-1)} \end{bmatrix},$$

$(1 \leq i \leq N_c, 0 \leq j \leq 2^{n-1}, 3 \leq n \leq \log_2 N_c)$

で表される。 $n$  回目の集合分割は、 $n-1$  回目の分割で生成された部分集合をそれぞれ二つの部分集合へ分割している、すなわち

$$C_i^{(n)} = C_{2i-1}^{(n-1)} \cup C_{2i}^{(n-1)}, \quad (23)$$

の関係が満たされている。

長さ  $N_c = 4$  の系列の分割後の部分集合内における最小ユークリッド距離を表1にまとめる。表中の  $\infty$  は、集合内に一つだけ系列が存在することを意味する。

(注1): 文献[9]のなかで述べられている手法は、QPSK変調された相補系列からQAM変調された系列へ拡張する手法である。QPSK変調された相補系列は、BPSK変調された二つの相補系列の和  $x_i + jx_j$  で表すことが可能である。このことからQAM変調へ拡張された相補系列は、文献[9]により、 $a_1(x_i + jx_j) + a_2(x_k + jx_l)$  のように表される。上の式から、振幅変調への拡張は、BPSK変調された相補系列を二つ用いて、 $X_{i,j} = a_1x_i + a_2x_j$  とすることで生成される。

表 1 長さ  $N_c=4$  の拡張した相補系列の集合分割と最小ユークリッド距離の関係

Table 1 Minimum Euclidean distance for the step of set partitioning of extended complementary sequence with length  $N_c = 4$ .

partition step	minimum Euclidean distance
0	$2a_2^2 N_c$
1	$4a_2^2 N_c$
2	$2(a_1^2 + a_2^2) N_c$
3	$2(a_1^2 + a_2^2) N_c$
4	$4(a_1^2 + a_2^2) N_c$
5	$\infty$

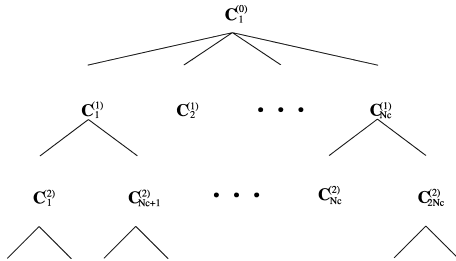


図 4 相補系列を拡張したシンボル系列の集合分割の例  
Fig. 4 An example of set partitioning for extended complementary sequence.

### 3.4 提案方式の最大瞬時電力対平均電力比

長さ  $N_c$  の相補系列  $x_i$  を IFFT への入力信号とし、IFFT の出力信号を  $s_{x_i}(n)$  とする。IFFT への入力信号として相補系列を拡張した系列 ( $D_k = X_{i,j}$ ) を用いたとき、提案する符号化 OFDM システムの瞬時電力は、

$$P(n) = \left| \sum_{k=1}^{N_d/N_c} s_{D_k}(n) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k N_c t}{T_s}\right) \right|^2, \quad (24)$$

で表される。三角不等式から、

$$\begin{aligned} & \left| \sum_{k=1}^{N_d/N_c} s_{D_k}(n) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k N_c t}{T_s}\right) \right| \\ & \leq \sum_{k=1}^{N_d/N_c} \left| s_{D_k}(n) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k N_c t}{T_s}\right) \right|, \quad (25) \end{aligned}$$

となる。同様に、

$$\left| s_{D_k}(n) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k N_c t}{T_s}\right) \right| \leq \sqrt{2N_c}(a_1 + a_2), \quad (26)$$

であるため、信号の最大瞬時電力は

$$\begin{aligned} & \left| \sum_{k=1}^{N_d/N_c} s_{D_k}(n) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k N_c t}{T_s}\right) \right|^2 \\ & \leq 2(a_1 + a_2)^2 \frac{N_d^2}{N_c}, \quad (27) \end{aligned}$$

で、上限できる。平均電力が  $(a_1^2 + a_2^2)N_d$  であることから、提案する符号化 OFDM システムの最大瞬時電力対平均電力比は、

$$\text{PMEPR} \leq \frac{2(a_1 + a_2)^2 N_d}{(a_1^2 + a_2^2) N_c}, \quad (28)$$

となり、最大瞬時電力をおさえることができる。

## 4. 数値例

非直線増幅器として固体電力増幅器 (SSPA: Solid State Power Amplifier) を想定する。この増幅器の式 (2) 中の特性関数  $G(\cdot)$  と  $\Phi(\cdot)$  は、入力信号の振幅と位相をそれぞれ  $g(t)$ 、 $\phi(t)$  とすると

$$G(t) = \frac{g(t)}{\left(1 + (g(t))^{10}\right)^{\frac{1}{10}}}, \quad (29)$$

$$\Phi(t) = \phi(t), \quad (30)$$

で表すことができる [15]。固体電力増幅器のような非直線増幅器の、入力信号の振幅値と出力信号の振幅値は 1 対 1 対応ではなく、また位相のひずみを生じないものとする。図 5 にこの増幅器の入出力特性を示す。図において入力信号と出力信号の振幅は飽和振幅  $A_{sat}$  で規格化されている。また、増幅器の非直線性の尺度として入力バックオフ (IBO) を

$$\text{IBO} = \frac{A_{sat}^2}{P_{av}}, \quad (31)$$

で定義する [16], [18]。IBO が小さいほど、送信信号のひずみは大きいですが、電力利用効率は良くなる。

提案するシステムの性能を評価するため、以下に示す伝搬条件での平均ビット誤り率特性のシミュレーションを行う。

- 入力バックオフ:  $\text{IBO} = 6 \text{ dB}$ .
- サブキャリア数:  $N_d = 64$ .
- 系列長:  $N_c = 8$ .
- 符号化率:  $R = 4/5$ .
- 状態数:  $\nu = 2$ .

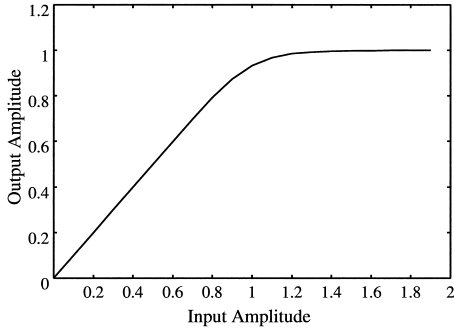


図5 固体電力増幅器の入出力特性  $A_{ssat} = 1.0$   
 Fig. 5 Characteristic of solid state power amplifier (SSPA) with  $A_{ssat} = 1.0$ .

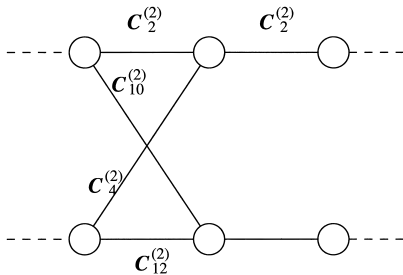


図6 トレリス線図(状態数2)  
 Fig. 6 Trellis diagram (The number of state 2).

瞬時電力を低くする系列として、二つの相補系列を用い、各系列に掛ける係数を等しくした系列

$$X_{i,j} = x_i + x_j, \quad (32)$$

を用いる。この系列は実数のみの系列である。二つの系列を用いて、それぞれ実数部と虚数部へ割り当てる。系列の長さを  $N_c = 8$ 、各相補系列の係数を  $a_1 = a_2$  としていることから、生成可能な系列数は、 $((8 * 2 * (8 * 2 - 1))^2$  となる<sup>(注2)</sup>。また、トレリス線図を図6に示す。図中、各パスに割り当てられる集合は、3.3で示したものである。このシステムでは、各サブキャリアの信号点は、QPSKの信号点に信号を送らない0の信号点を含むものとなる。比較対象として、符号化率  $R = 1/2$  の畳込み符号を適用したシステムと符号化率  $R = 2/4$  の文献[11]のなかで示されたMTCMを想定する。どちらのシステムでも、符号化ビットは、QPSKの信号点にマッピングされるものとする<sup>(注3)</sup>。シミュレーションでは、OFDM信号として離散信号を扱う。非直線増幅器の影響は、連続信号と離散信号では異なるが[19]、OFDM信号内のサン

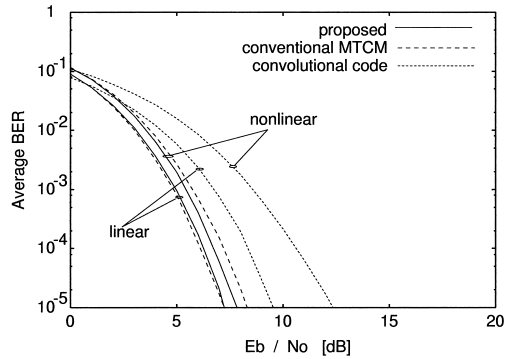


図7 非直線増幅器(固体電力増幅器)の影響が存在する環境下における提案するMTCM OFDMシステムの平均ビット誤り率特性( IBO=6.0 dB)  
 Fig. 7 Average bit error performance of proposed OFDM systems under the effect of nonlinear amplifier (SSPA) at IBO=6.0 dB.

プリング数をサブキャリアの本数の8倍とることにより、連続信号と等価であるとしている。

図7に、提案する符号化変調を適用したOFDM通信システムの非直線増幅器の影響が存在する環境下での平均ビット誤り率特性を示す。比較対象として、符号化率  $R = 1/2$  の畳込み符号を適用したOFDMシステムと、符号化率  $R = 4/8$ 、複数シンボル数  $N_d = 4$  のMTCMを適用したシステムの平均ビット誤り率特性を示す。どちらのシステムにおいても、符号化ビットは、QPSK変調された信号点に割り当てられる<sup>(注4)</sup>。提案するOFDMシステムでは、畳込み符号を適用したのよりユークリッド距離が大きくなることから、直線増幅時において、特性が良くなっている。提案する方式では、畳込み符号化器の出力を、シンボル系列へマッピングを行う。例として用いたシステムでは、畳込み符号化器の出力は、直交する相補系列を拡張した系列へマッピングを行っている。畳込み符号を適用したシステムでは、最小ユークリッド距離が4なのに

(注2):  $a_1 = a_2$  としているため、 $x_i = -x_j$  となる系列は系列中の要素がすべて0になる。このような系列は、 $2N_c$  存在し、これらの系列を用いないようにトレリス線図上の並列パスに部分集合を割り当てる。  
 (注3): 比較対象として用いたシステムでは、符号化率  $R = 1/2$ 、または  $R = 2/4$  の畳込み符号を用いてQPSKの信号点にマッピングする。サブキャリア本数  $N_d = 64$  のシステムでは、1OFDMシンボル内で、64ビットの情報ビットを伝送することが可能である。一方、提案するシステムでは、 $R = 4/8$  の畳込み符号を実数のみの相補系列を拡張した系列に割り当てる。二つの系列を生成した後、実数部と虚数部へマッピングを行う。そのため、8本のサブキャリアで情報ビット8ビットの伝送が可能である。サブキャリア本数は、 $N_d = 64$  であるため、全体で64ビットの情報ビットとなる。

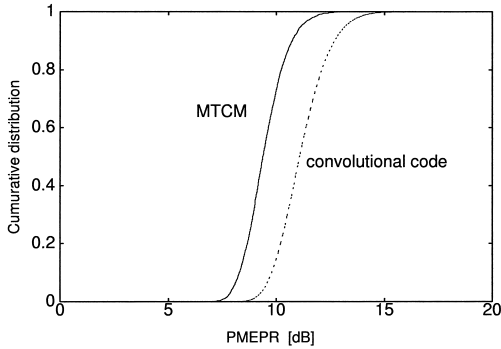


図 8 提案する MTCM OFDM システムにおける最大瞬時電力対平均電力比の累積分布関数 (最大瞬時電力対平均電力比の値があるスレッシュホールドより低くなる確率)

Fig. 8 Cumulative distribution of the PMEPR (probability that the PMEPR is less than certain threshold) for proposed OFDM system.

対して、拡張した相補系列を用いたシステムでは、並列バス内の最小ユークリッド距離が 8 となり、畳込み符号を適用したシステムよりも、ユークリッド距離が大きくなるため良い特性になる。非直線増幅の影響が存在する環境下では、畳込み符号を適用したシステムではビット誤り率  $10^{-5}$  において、非直線増幅による劣化量が 2.7 dB、通常の MTCM では、1.1 dB なのに対して、提案方式では、0.6 dB であり、劣化量が少ないことがわかる。提案する方式の信号振幅が、通常的方式より小さな値をもち、非直線増幅器の影響を軽減できるからである。誤り率特性は、8 倍のオーバーサンプリングを行った結果であるが、そのほかに 4 倍、16 倍のオーバーサンプリングを行った結果ほぼ同じ特性が得られた。

提案方式の最大瞬時電力が、通常的方式より低くできることを確認するため、図 8 に上で用いた条件における、最大瞬時電力対平均電力比の累積分布関数すなわち、OFDM 信号の最大瞬時電力対平均電力比がある値のしきい値より小さくなる確率を示す。計算機シミュレーションにより、100,000 サンプルの OFDM 信号を生成し、最大瞬時電力を計算した結果である。この図から提案方式が、通常方式よりも、OFDM 信号の瞬時電力を低くおさえられることが確認できる。

提案する方式では、並列バスの本数を  $\alpha$ 、ある状態で、交わるブランチの本数を  $\beta$ 、状態数  $\nu$  とすると、トレリス線図上の一つの推移で、 $\alpha \times \beta \times \nu$  の判定を必要とする。これは、通常の MTCM を用いた場合に

においても同様である。提案する方式では、長さ  $N_d$  の拡張した相補系列を二つを実部と虚部に割り当てているため、 $N_d$  のシンボルを判定するために  $2\alpha \times \beta \times \nu$  回判定が必要になる。数値例で用いたシステムでは、系列長  $N_d = 8$ 、並列バスの本数  $\alpha = 8$ 、交わるブランチの本数  $\beta = 2$ 、状態数  $\nu = 2$  であるため、サブキャリア  $N_d = 8$  本上のシンボルを判定するために、64 回判定を必要とする。必要とするサブキャリアの本数で規格化すると、8 回となる。一方、通常の MTCM では、複数シンボル  $N_d = 4$ 、並列バスの本数  $\alpha = 8$ 、状態数  $\nu = 2$ 、交わるブランチの本数  $\beta = 2$  であるため 4 シンボルを判定するのに 32 回判定を必要とする。規格化すると、8 回となり、提案する方式判定に必要とする回数は同じ値になっている。畳込み符号を用いた例では、符号化率  $R = 1/2$  で符号化した後、QPSK の信号点に割り当てるため  $N_d = 1$  とみなすことができる。並列バスの本数は  $\alpha = 1$ 、状態数  $\nu = 2$ 、交わるブランチの本数  $\beta = 2$  であるので、判定に必要な回数は 4 回、規格化した値も同一である。他の二つのものよりも少ない判定回数となっている。

### 5. む す び

本論文では、OFDM 通信方式において、問題となる非直線増幅器の影響を軽減するために、相補系列をもとにした MTCM を適用することを提案した。提案方式は相補系列をもとにした系列を適用することにより最大瞬時電力電力を抑圧し、この系列を集合分割することにより、ユークリッド距離を大きくする方式である。提案する方式の性能を評価するため、集合分割手法の一例を用いて、非直線増幅器の影響が存在する環境下において、畳込み符号を適用した OFDM システムとの比較をシミュレーションにより行った。

(注 4): 符号化率  $R = 4/8$ 、状態数  $\nu = 2$  複数シンボルを構成するシンボル数  $N_d = 4$ 、各シンボルが QPSK 変調の信号点配置に従う場合、各バスに割り当てられる複数シンボルは、次のようになる。

$$A = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0022 \\ 0220 \\ 0202 \\ 2222 \\ 2200 \\ 2002 \\ 2020 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1111 \\ 1133 \\ 1331 \\ 1313 \\ 3333 \\ 3311 \\ 3113 \\ 3131 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0011 \\ 0013 \\ 0231 \\ 0233 \\ 2233 \\ 2231 \\ 2013 \\ 2011 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 1122 \\ 1100 \\ 1302 \\ 1320 \\ 3300 \\ 3322 \\ 3120 \\ 3102 \end{bmatrix}, \dots$$

ここで、式中の番号は、QPSK 変調されたシンボルの信号点を示し、この番号が  $n$  のとき、そのシンボルは、 $\exp(2n\pi/2 + \pi/4)$  を示す。また、式中の各行が複数シンボルを示している。



シミュレーション結果から、非直線増幅器の影響が存在する環境下において、提案する手法が通常的方式より優れた特性をもつことを示した。また、提案方式の信号振幅の上限値を求め、最大瞬時電力対平均電力比の累積分布関数より、通常的方式より最大瞬時電力対平均電力比を低くおさえられることを示した。

謝辞 本研究の一部は、日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究(B)、通信・放送機構の創造的情報通信技術開発推進制度の公募課題、富士通株式会社、即効型地域新生コンソーシアムの補助を受けて行われている。記して謝意を表する。

## 文 献

- [1] R.D.J. van Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction," Proc. IEEE GLOVECOM'96, pp.673-676, Japan, Dec. 1996.
- [2] R.W. Bauml, R.F.H. Fisher, and J.B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," Electron. Lett., vol.32, no.22, pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [3] B.M. Popovic, "Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum," IEEE Trans. Commun., vol.39, no.7, pp.1031-1033, July 1991.
- [4] H. Ochiai and H. Imai, "Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.11, pp.2136-2143, Nov. 1997.
- [5] R.G. Prasad, OFDM Communication Systems, Artech House, 2000.
- [6] M.J.E. Golay, "Complementary series," IRE Trans. Inf. Theory, vol.IT-7, pp.82-87, Sept. 1961.
- [7] R.L. Frank, "Polyphase complementary codes," IEEE Trans. Info., vol.IT-26, no.6, Nov. 1980.
- [8] H. Ochiai and H. Imai, "OFDM-CDMA with peak power reduction based on the spreading sequences," Proc. ICC'98, vol.3, pp.1299-1303, May 1998.
- [9] C. Rossing and V. Tarokh, "A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.47, no.5, pp.2091-2094, July 2001.
- [10] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi-level/phase signals," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-28, no.1, pp.55-67, Jan. 1982.
- [11] S.S. Pietrobon, R.H. Deng, A. Lafanechere, G. Ungerboeck, and D.J. Costello, Jr, "Trellis-coded multidimensional phase modulation," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.36, no.1, pp.63-89, Jan. 1990.
- [12] D. Divsalar and M.K. Simon, "Multiple trellis coded modulation (MTCM)," IEEE Trans. Commun., vol.36, no.4, pp.410-419, April 1988.
- [13] D. Divsalar and M.K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria," IEEE Trans. Commun., vol.36, no.9, pp.1004-1012, Sept. 1988.
- [14] D. Divsalar and M.K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Set partitioning for optimum code design," IEEE Trans. Commun., vol.36, no.9, pp.1013-1021, Sept. 1988.
- [15] K. Fazel and S. Kaiser, "Analysis of non-linear distortion on MC-CDMA," IEEE Proc. ICC'98, pp.1028-1034, May 1998.
- [16] 新 博行, 中川正雄 "ダイバーシチ伝送による直交マルチキャリア信号の非線形歪み補償," 信学技報, RCS97-176, Jan. 1998.
- [17] J.G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill 2000.
- [18] E. Costa, M. Midrio, and S. Pupolin, "Impact of amplifier nonlinearities on OFDM transmission system performance," IEEE Commun. Lett., vol.3, no.2, pp.37-38, Feb. 1992.
- [19] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," IEEE Commun. Lett., vol.5, no.5, pp.185-187, May 2001.

(平成 15 年 1 月 21 日受付, 5 月 1 日再受付,  
6 月 13 日最終原稿受付)



原田 政明 (正員)

平 10 名大・工・電子情報卒。平 12 同大学院博士課程前期課程了。平 15 同博士課程後期課程単位取得退学。同年名城大理工学部研究員、現在に至る。OFDM 通信、マルチキャリア CDMA 通信、誤り制御などの研究に従事。IEEE 会員。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大学院博士課程了。同年名大・工・電子情報・助手、平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授、現在に至る。平 9~10 ドイツ・カイザーズラウテルン大客員研究員、スペクトル拡散通信、変復調理論、トラヒック制御、誤り制御などの研究に従事。工博。平 7 本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会、IEEE 各会員。



岡田 啓 (正員)

平 7 名大・工・電子情報卒．平 9 同大大学院博士課程前期課程了．平 11 同博士課程後期課程了．同年日本学術振興会特別研究員・PD．平 12 名大・情報メディア教育センター・助手，現在に至る．パケット無線通信，マルチメディアトラヒック，符号分割多元接続方式，マルチユーザ受信等の研究に従事．工博．平 8 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞，平 10 本会学術奨励賞受賞．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒．昭 61 同大大学院博士課程了．同年豊橋技科大助手．平元阪大大型計算機センター講師．平 4 名大・工・電子情報・講師，平 5 助教授，平 13 年 7 月より情報メディア教育センター教授（電子情報学専攻兼任），現在に至る．平 7・10 月～平 8 年 4 月米国ミシガン大アンアーバ校工学部電気電子計算機科学科客員助教授．雑音理論，信号伝送と変復調技術，誤り制御，多元接続方式，トラヒック制御，ソフトウェア無線技術などの研究に従事．工博．昭 61 本会篠原記念学術奨励賞．平 8，平 13 通信ソサイエティー功労感謝状．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．



小川 明 (正員)

昭 35 名大・工・電気卒．同年国際電信電話(株)(現，KDDI(株))入社．昭 56 同社研究所次長．昭 60 同社シドニー事務所長．昭 63 名大・工・教授．平 12 より名城大・理工・教授．工博．デジタル通信システム，スペクトル拡散及び CDMA システム，移動体通信，衛星通信の研究に従事．IEEE, SITA 及び映像情報メディア学会各会員．