

# 非線形増幅ひずみの存在する衛星回線における符号化 8PSK/OFDM 伝送の非線形増幅ひずみ補償法

山岡 智也<sup>†</sup>      山里 敬也<sup>††a)</sup>      岡田 啓<sup>†</sup>      片山 正昭<sup>††</sup>

Compensation Scheme for Nonlinear Distortion with 8PSK/OFDM Transmission in Nonlinear Satellite Channel

Tomoya YAMAOKA<sup>†</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††a)</sup>, Hiraku OKADA<sup>†</sup>, and Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、非線形増幅ひずみの発生する衛星回線において 8PSK/OFDM 伝送を用いることで大容量伝送を試みる。このとき高符号化率であっても、非線形増幅ひずみの影響を軽減する非線形増幅ひずみ補償法を提案する。提案する補償法は、ビットインターリーブを用いた反復復号を行う符号化変調方式と独自の非線形増幅ひずみ補償を組み合わせたことにより構成されている。この非線形増幅ひずみ補償法は、判定帰還形の二つの手法を組み合わせているためシステムを複雑にすることなく、衛星回線での非線形増幅ひずみが大い場合でも良好な誤り率特性を達成することが可能である。

キーワード 衛星回線, OFDM, 非線形増幅ひずみ, 反復補償

## 1. ま え が き

OFDM は、マルチキャリア伝送の中で最も用いられている手法であり、無線 LAN、電力線モデムなどにも利用されている。この OFDM はサブキャリアのオーバーラップを許容しているため、周波数帯域を効率的に利用することができ、大容量伝送を試みる上で有効な変調方式である。しかし、OFDM の特徴として PAPR (平均対瞬時電力比) が高いことが挙げられる [1]。衛星通信では、衛星中継器の電源電力はすべて太陽光発電のみによって賄われているため、使用できる電力に制約が存在する。したがって衛星中継器には電力効率の良い方式が求められ、増幅器には非線形特性をもつ進行波管増幅器 (TWTA) が用いられる [2]。高 PAPR の OFDM を衛星通信に用いると、平均電力に対して増幅器のバックオフが十分にとれず、瞬時電

力の高い信号が十分に増幅されないために非線形増幅によるひずみが発生する。非線形増幅ひずみは誤り率特性の劣化を引き起こす。この非線形増幅ひずみの影響をいかに軽減するのかということは OFDM を用いる場合の課題の一つであり、様々な検討が行われている。特に衛星通信では、他の無線通信に比べ入力バックオフを十分にとることができないため、OFDM への適用は難しいとされてきた。

これまで行われていた OFDM 伝送における非線形増幅ひずみへの対策の多くは、衛星通信以外の用途での検討である。それらは、大きく分けて二つの手法が存在し、一つは送信機側で PAPR を抑制するものであり、二つ目は受信機側で非線形増幅ひずみの補償を行うものである。

前者は送信機側で PAPR を抑制することで非線形増幅ひずみを軽減し、誤り率特性の劣化を減少することができる。文献 [3] ~ [5] では PAPR を抑制するブロック符号を設計することにより、衛星回線のように入力バックオフが十分にとれない場合でも非線形増幅ひずみを発生させずに OFDM 伝送を行うことが可能になる。しかし、符号化率が低いために大容量伝送には適していない。文献 [6] ~ [11] では拡張された信号点や冗

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市 Department of Electrical Engineering and Computer Science, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-8601 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学大学院エコトピア科学研究所, 名古屋市 EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-8601 Japan

a) E-mail: yamazato@m.eicece.org

長を利用することにより、PAPR を抑制する系列を選択して PAPR の抑制を試みている。これらの手法を用いない場合に比べて最大瞬間電力を低減することが可能である。しかし、衛星回線のようにバックオフの十分にとれない場合での有効性は定かでない。PAPR の抑制の目的のみに冗長が用いられることも大容量化を試みる上でハンディキャップにもなる。

後者は、非線形増幅ひずみの補償と誤り訂正復号を統合して考える手法である。衛星回線における OFDM のような入力バックオフが十分にとれない場合でも、高信頼性の OFDM 伝送を行うことが可能である。文献 [12], [13] ではターボ復号に非線形増幅ひずみの補償を併用することにより、入力バックオフが十分にとれず、サブキャリア数の大きい場合でも高信頼性の OFDM 伝送を可能にしている。しかし、非線形増幅ひずみの影響を軽減するためには強力な誤り訂正方式が必要になり、その設計に注意を払う必要がある。

このように、OFDM の高 PAPR に起因する非線形増幅ひずみの影響に対する検討は様々に行われているが、更なる大容量化のために多値変調を用いた場合には更に問題が複雑になる。一つの理由として、QAM などの振幅変動が発生する変調方式を用いると更に PAPR が高くなってしまふことが挙げられる。二つ目の理由として、多値化された信号点を大容量伝送のために有効に用いることを考えると高符号化率になってしまい、少ない冗長で非線形増幅ひずみの影響を軽減しなくてはならないことである。

本論文では、衛星回線において大容量伝送を試みる。具体的には OFDM に 8PSK 変調を用いて高符号化率となった場合に、少ない冗長で非線形増幅ひずみの影響を軽減するシステムに関して検討を行う。少ない冗長を利用するため、非線形増幅ひずみに対しては、送信機側で PAPR の抑制を行うのではなく、受信機側で非線形増幅ひずみの補償を試みる。そこで本論文は、文献 [13] に提案されているビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式を用い、更に独自の非線形増幅ひずみの補償を併用することで、衛星回線で多値変調かつ高符号化率となる場合での非線形増幅ひずみの影響の軽減を検討する。

ビットインタリーバを用いた符号化変調方式は文献 [14] において提案された。この手法を用いることにより時間ダイバーシチを得て、誤りがバースト的に発生するフェージング環境下において良好な誤り率特性を達成している。文献 [15] では、ビットインタリーバ

を用いた符号化変調方式において、外部情報に基づいてメトリック計算を行うマッピングを利用することにより反復復号を行い、ビットインタリーバを用いた符号化変調方式の誤り率特性を大きく改善している。このように、バースト的に大きな伝送誤りを引き起こすフェージング環境下における大容量伝送において、ビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式が有効であり、様々に検討が行われている [16] ~ [18]。本論文では、このビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式を利用することにより、非線形増幅ひずみの存在する OFDM 伝送において大容量でありながら良好な誤り率特性を達成を試みる。

非線形増幅ひずみの補償は文献 [12], [13] で検討され、誤り訂正復号を行ったビット列を再変調した信号によりひずみを推定し、非線形増幅ひずみの補償を行っている。しかしこの補償では、復号の失敗により誤って推定されたひずみの影響が大きく、補償の性能が劣化するという問題が発生する。本論文ではこの問題に対して有効な非線形増幅ひずみの補償法を提案する。

上記の二つの手法はともに判定帰還形であるため、二つを組み合わせることは高性能・高効率のシステム構成が可能になる。本論文では、ビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式と独自の非線形増幅によるひずみの補償を併用した非線形増幅ひずみ補償法を提案する。そしてシミュレーションにより、誤り率特性を示す。また、ビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式を非線形増幅ひずみの存在する OFDM 伝送に適用するにあたり、有効なマッピング、外部情報の与え方についても検討を行ったのでその結果も示す。以下、2. では、提案手法の説明を行い、3. では提案手法の数値例を示して考察を行い、4. ではまとめを行う。

## 2. 衛星回線における 8PSK/OFDM 伝送の非線形増幅ひずみ補償法

本章では、ビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式と独自の非線形増幅ひずみの補償を組み合わせたシステムを提案する。このシステムにより、非線形増幅ひずみの存在する場合でも大容量の OFDM 伝送ができ、良好な誤り率特性を達成することが可能になる。

図 1 に提案する非線形増幅ひずみ補償法のシステムモデルを示す。

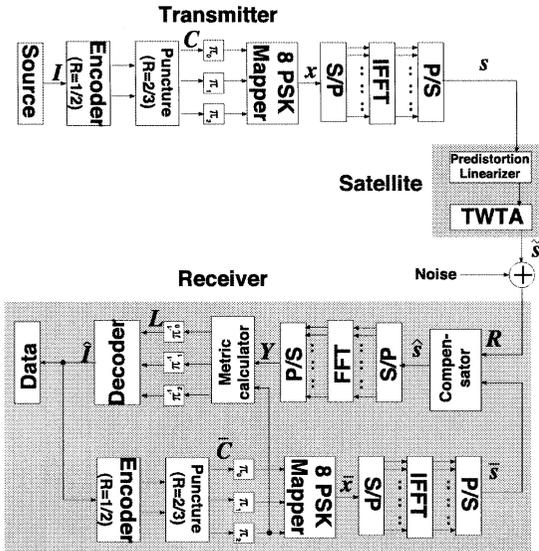


図1 提案する非線形増幅ひずみ補償法のシステムモデル  
 Fig. 1 System model of proposed compensation scheme for nonlinear distortion.

提案する非線形増幅ひずみ補償法の特徴は次のようになる。

- 反復復号によるひずみ補償法であり、また、判定基準を与えることにより、反復回数に応じて効果的に補償を行う。

- ビットインタリーブを用いた反復復号を行う符号化変調方式を採用することで、非線形ひずみが大きい場合でも補償可能である。

以上を先行研究と比較すると提案手法が異なる点は次のようになる。

まず、非線形ひずみ補償について提案されている文献 [12], [13] では、非線形増幅のひずみ補償が反復回数に関係なく常に同じ手順で行われている。一方、提案手法では、判定基準を与えることにより、反復回数に応じて効果的に補償を行っている点が異なる。

また、文献 [15] ~ [18] では、フェージング環境下を想定してビットインタリーブを用いた反復復号を行う符号化変調を提案している。一方、提案手法は、フェージングではなく、OFDM の非線形増幅器の影響下で、この方式の利用を考えている。この点に新規性がある。更に、この際に有効なマッピングの検討を行っている。Mixed label を用いる場合には、文献 [15] ~ [18] のような復調における外部情報の与え方よりも有効な与え方が存在する状況があることを示唆する点（非線形増幅ひずみの影響が大きく、再変調によるひずみ補償が伴う状況）が文献 [15] ~ [18] と大きく異なる点になる。

以下、提案する非線形増幅ひずみ補償法のシステムモデルを説明していく。

### 2.1 送信機

本論文の提案システムでは 8PSK を用いるため、通信路符号化を符号化率  $\frac{1}{2}$  の畳込み符号化を行い、パンクチャをすることで符号化率を  $\frac{2}{3}$  となるようにする。したがって時刻  $j$  における情報ビット  $i_j = [i_j^0, i_j^1]$  に符号化が行われ  $c_j = [c_j^0, c_j^1, c_j^2]$  となる。このとき情報系列を  $I = [i_0, \dots, i_j, \dots]$ 、符号化系列を  $C = [c_0, \dots, c_j, \dots]$  と定義する。符号化ビット  $c_j = [c_j^0, c_j^1, c_j^2]$  は、それぞれインタリーブ  $\pi_0, \pi_1, \pi_2$  によってインタリーブが行われ、変調器に入力される。この変調器では 8PSK 変調が行われ、変調信号  $x_j$  を出力する。変調信号列  $X = [x_0, \dots, x_j, \dots]$  は、直並変換器によりサブキャリア数  $N$  と同じ数の系列に分けられ、 $N$  ポイントの逆高速フーリエ変換が行われ、並直変換器で 1 本の送信信号列  $S = [s_0, \dots, s_j, \dots]$  が与えられる。このようにして得られた送信信号列  $S$  が上り回線の通信路へ送信される。

#### 2.1.1 マッピング

文献 [14] ~ [16] では 4 種類のマッピングが検討されており、それぞれのマッピングのビットごとの部分集合を図 2 のように与えて、外部情報を用いて集合分割を行ってからメトリック計算することでもっともらしいメトリックの算出を行っている。ここで外部情報とは、再符号化されたビットを復号器へフィードバックすることで復号誤りの低減を図るフィードバック情報のことを指す。これは、ターボ復号器における外部情報と同じような誤り率改善効果が期待できるものと考えられる。文献 [14] ~ [16] はこの点に着目し、フェージング環境下での誤り率特性の改善を図ったものである。例えば、外部情報として  $\bar{c}_j = [c_j^0, c_j^1, c_j^2]$  が与えられているものとする。 $c_j^0$  のメトリック計算を行う場合、 $c_j^1, c_j^2$  を用いて 2 点の信号点の対になるまで集合分割を行ってメトリック計算を行う。この信号点の対の距離が 8PSK 信号点間の距離よりも大きくなり、かつ外部情報の信頼性が高い場合には、通常メトリック計算よりもっともらしいメトリック計算が可能になる。図 3 には、各ビットをメトリック計算する際に集合分割を行った場合の信号点の対が示してある。

この四つのマッピングは、(a) Gray label, (b) Mixed label, (c) Set Partitioning label, (d) Semi Set Par-

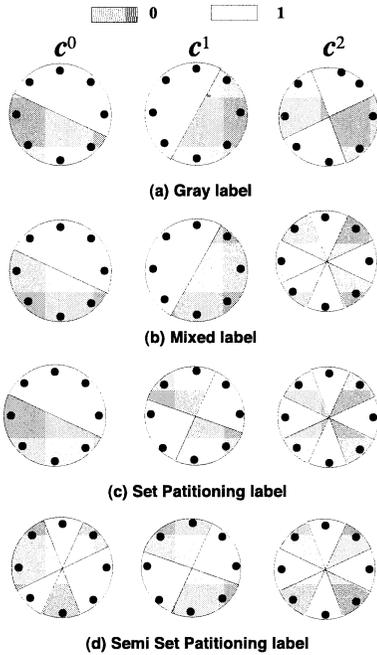


図 2 マッピング  
Fig. 2 Mapping.

titioning label, の順で隣り合う信号点のハミング距離の平均距離が大きくなるので, 信号をメトリック計算した際の誤りが大きくなる. 一方で, 同じ順で図 3 に示された信号点の対の平均距離も大きくなることから, 反復復号による利得も大きくなる. したがって, 誤りにくさと反復復号による利得はトレードオフの関係になる. 本論文では, 実際の数値例より Mixed label を採用するが, その検討については 3. で行う.

2.1.2 Mixed label に適した符号化及び外部情報に基づくメトリック計算

提案システムでは, Mixed label を用いる. Mixed label を用いた場合, 図 3 に示した集合分割した場合の 2 点の信号点の対の距離と図 4 に示した  $c_j^2$  のみで集合分割した部分集合の信号点間の最少距離は同じである. そこで, 提案システムでは外部情報に基づいてメトリック計算を行う場合に外部情報は  $c_j^2$  のみを用いてメトリック計算を行う. これにより, 通常のビットインタリーブを用いた反復復号を行う符号化変調方式の外部情報に基づくメトリック計算の際に, 外部情報が誤っていた場合に誤りが伝搬するのを軽減することが可能になる.

このようなメトリック計算を行う場合は外部情報  $c_j^2$

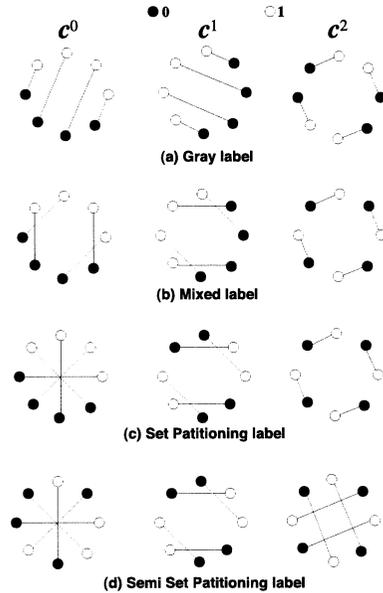


図 3 マッピング (集合分割の行われた信号点の対)  
Fig. 3 Mapping (Partitioned pair of signal points).

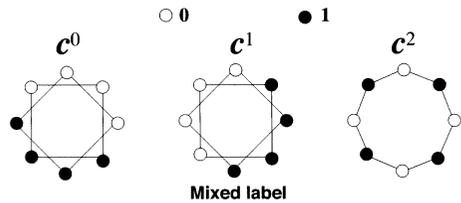


図 4  $c^2$  のみを用いて集合分割を行った部分集合  
Fig. 4 Subset partitioned by  $c^2$ .

...	$c_{j+1}^1$	$c_{j+1}^0$	$c_j^1$	$c_j^0$	$c_{j-1}^1$	$c_{j-1}^0$	...
...	X	$c_{j+1}^2$	X	$c_j^2$	X	$c_{j-1}^2$	...

図 5 畳み込み符号化におけるパンクチャパターン  
Fig. 5 Puncture pattern and allocation of coded bits.

の信頼性が高いほど, 外部情報に基づくメトリック計算がもっともらしくなる. そこで本研究では畳み込み符号化の際に図 5 のようなパンクチャパターンを用いた. このようなパンクチャとビットの割当を行うことにより, ビタビ復号の際に  $c_j^0$  及び  $c_j^2$  のメトリックが同じパスを重み付けることになる. これにより,  $c_j^2$  の復号の失敗する可能性が小さくなると考えられる.

2.2 衛星中継器

衛星中継器では地球局の送信機より送信された  $S$  を受信し, ベントパイプ中継が行われる. 衛星中継器では信号電力に制約があるため, 進行波管増幅器

(TWTA)を用いて非線形増幅を行う。このとき、線形領域を多く確保するために進行波管増幅器の逆特性をもたせた predistortion linearizer を通過した信号が、進行波管増幅器によって非線形増幅されるものとする。非線形増幅されひずんだ信号列  $\tilde{S} = [\tilde{s}_0, \dots, \tilde{s}_j, \dots]$  は下り回線へと送信される。

また、本論文では、非線形性の影響を単純化するため、上り回線の  $C/N$  は十分良いと仮定して下り回線の  $C/N$  だけ考慮した。

2.2.1 非線形増幅の特性

predistortion linearizer に進行波管増幅器の逆特性をもたせることで、通常の進行波管増幅器の特性に比べ増幅器の入出力特性の線形領域を確保するが可能になる。predistortion linearizer の入力と進行波管増幅器の出力の関係は図 6 のようなものにする。この特性の飽和電力を  $P_{sat}$  とし、predistortion linearizer の入力の平均電力を  $P_{av}$  とすると、入力バックオフ IBO は次のように定義できる。

$$IBO = 10 \log \left( \frac{P_{sat}}{P_{av}} \right) \quad (1)$$

また、位相に関しても predistortion linearizer に逆特性をもたせることによって位相のひずみをなくすることができるものとする。本論文はこのような増幅器の特性を仮定して検討を行った。なお、predistorsion linearizer を設けていても飽和点以降がなまり必ずしも直線にはならないが、本論文では、この点については考慮せず、電力振幅の特性が飽和点以降直線になるものとして検討していく。

2.3 受信機

非線形増幅によってひずんだ信号列  $\tilde{s}_j$  は、加法的

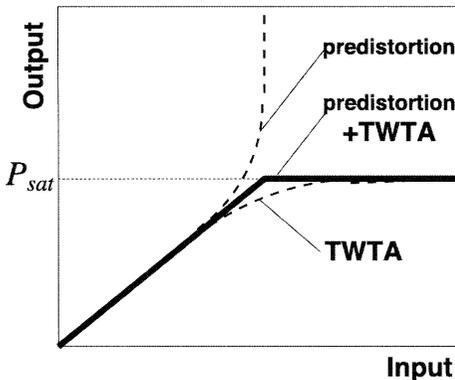


図 6 非線形増幅の特性  
Fig. 6 Character of nonlinear amplification.

白色ガウス雑音  $n_j$  が加えられ、受信信号  $r_j$  は次のように記述される。

$$r_j = \tilde{s}_j + n_j \quad (2)$$

このような信号を受信して、復号が行われる。

2.3.1 はじめの復号

はじめの復号では、受信信号列  $R = [r_0, \dots, r_j, \dots]$  をそのまま補償信号列  $\hat{S} = [\hat{s}_0, \dots, \hat{s}_j, \dots]$  として用いる。補償信号列  $\hat{S}$  が直並変換器により  $N$  の系列に分けられ、 $N$  ポイントの高速フーリエ変換が行われ、並直変換器により 1 本の信号列  $Y = [y_0, \dots, y_j, \dots]$  を得る。信号  $y_j$  は復調器に入力され、メトリック  $l_j = [l_j^0, l_j^1, l_j^2]$  が判定される。

ここで  $l_j$  の計算について説明する。受信信号  $y_j$  と符号化ビット  $c_j^{(i)} = 1$  となる信号点の距離を  $\Delta_{j(+1)}^{(i)}$ 、受信信号  $y_j$  と符号化ビット  $c_j^{(i)} = 0$  となる信号点の距離を  $\Delta_{j(-1)}^{(i)}$  とする。AWGN 環境下における受信信号  $y_j$  に対しての符号化ビット  $c_j^{(i)}$  の対数ゆう度比を近似的に求め、 $l_j^{(i)}$  の値とすると

$$\begin{aligned} l_j^{(i)} &= L(y_j | c_j^{(i)}) \\ &= \ln \left( \frac{\max(P(y_j | c_j^{(i)} = +1))}{\max(P(y_j | c_j^{(i)} = -1))} \right) \\ &= \ln \left( \frac{\exp(-\frac{E_s}{2\sigma^2} \min \Delta_{j(+1)}^{(i)2})}{\exp(-\frac{E_s}{2\sigma^2} \min \Delta_{j(-1)}^{(i)2})} \right) \\ &= \left( -\frac{E_s}{2\sigma^2} \min \Delta_{j(+1)}^{(i)2} \right) - \left( -\frac{E_s}{2\sigma^2} \min \Delta_{j(-1)}^{(i)2} \right) \\ &= \frac{E_s}{2\sigma^2} (\min \Delta_{j(-1)}^{(i)2} - \min \Delta_{j(+1)}^{(i)2}) \quad (3) \end{aligned}$$

のようになる。このとき用いられる最小の  $\Delta$  の与え方の例を図 7 に図示してある。このように得られたメ

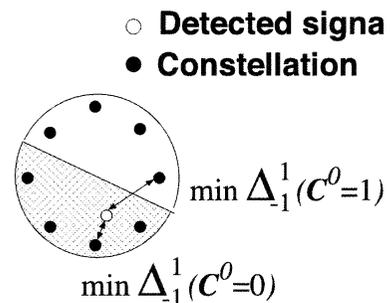


図 7 メトリック計算の例 (Mixed label の  $c^0$ )  
Fig. 7 Example of metric calculation ( $c^0$  of Mixed label).

トリック  $l_j = [l_j^0, l_j^1, l_j^2]$  をそれぞれ  $\pi_0^{-1}, \pi_1^{-1}, \pi_2^{-1}$  によってデインタリーピングし, Decoder に入力して復号を行い, 情報ビット  $\hat{i}_j$  を得る.

### 2.3.2 非線形増幅ひずみの補償

非線形増幅ひずみの補償のため, 復号によって得られた情報系列  $\hat{i}_j$  を用い, 送信側と同じような過程を経て送信信号の再変調を行う. まず復号によって得られた情報系列  $\hat{i}_j$  に送信側と同じような通信路符号化を経て  $\bar{c}_j = [c_j^0, c_j^1, c_j^2]$  を得る. ここで得られた  $\bar{c}_j^2$  はインタリーピングされた後に再度メトリック計算を行う際の外部情報として用いるためバッファリングしておく. 符号化ビット  $\bar{c}_j$  は, それぞれインタリーバ  $\pi_0, \pi_1, \pi_2$  によってインタリーピングが行われ, 変調器に入力される. この変調器では送信機側と同じように Mixed label の 8PSK 変調が行われ, 変調信号  $\bar{x}_j$  を出力する. 変調信号列  $\bar{X} = [\bar{x}_0, \dots, \bar{x}_j, \dots]$  は, 直並変換器により  $N$  本の系列に分けられ,  $N$  ポイントの逆高速フーリエ変換が行われ, 並直変換器で 1 本の信号列  $\bar{S} = [\bar{s}_0, \dots, \bar{s}_j, \dots]$  が与えられる. このようにして再変調信号列  $\bar{S}$  を得る.

次に受信信号列  $R$  及び再変調信号列  $\bar{S}$  を用いて補償信号列  $\hat{S} = [\hat{s}_0, \dots, \hat{s}_j, \dots]$  を求める. 受信信号列  $R$  の中には非線形増幅によってひずんでしまった信号を含んでいる. しかし, このひずんでしまった信号を特定し, 更にひずんでしまった信号振幅を補償することはできない. そこで復元された送信信号列  $\bar{S}$  の中から信号電力が  $P_{sat}$  よりも大きなものを選択し, 受信信号列  $R$  の同じ時刻にあたる信号を取り換えることによって非線形増幅ひずみの補償が可能になる. しかし, 反復回数が少ない場合は再変調信号列  $\bar{S}$  の信頼性が低いために復号誤りによって大きな振幅をもった再変調信号が存在し, 補償信号列  $\hat{S}$  の信頼性も低下してしまう. そこで受信信号列  $R$  と取り換える再変調された送信信号列  $\bar{S}$  の選択する信号電力の基準を  $P_{sat}$  よりも大きく設定し, 反復回数が増えるごとに小さくすることで信号列  $\hat{S}$  の推定の信頼性も向上させることが可能になる. ここで選択する  $\bar{S}$  の振幅電力の基準を  $\gamma(q)$  とし,  $q$  を反復回数とし,  $\gamma(q)$  を次のように与えた.

$$\gamma(q) = \begin{cases} 2P_{sat} & (q = 1) \\ \sqrt{2}P_{sat} & (q = 2) \\ P_{sat} & (q \geq 3) \end{cases} \quad (4)$$

この様子を図 8 に示す. 図 8 左上に受信信号系列  $R$ ,

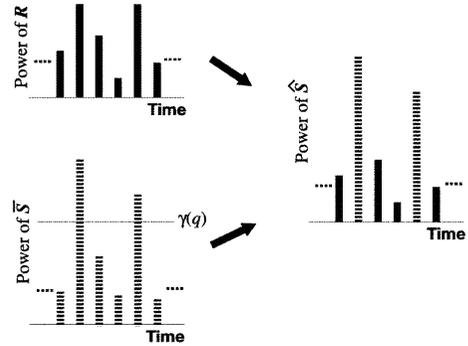


図 8 補償信号列の生成  
Fig. 8 Generation of compensated signals.

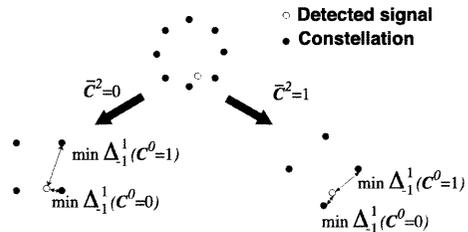


図 9 提案システムでの外部情報に基づくメトリック計算  
Fig. 9 Metric calculation of proposed system with extrinsic information.

左下に再変調信号系列  $\bar{S}$  を, また, 同図右に補償信号列  $\hat{S}$  を示す.

このようにして与えられた  $\gamma(q)$  をもとに, 補償信号列  $\hat{S}$  を決定する. 補償信号列  $\hat{S}$  の時刻  $j$  における補償信号  $\hat{s}_j$  は, 再変調信号  $\bar{s}_j$  の信号電力を  $P_{s_j}$  として次のように決定される.

$$\hat{s}_j = \begin{cases} r_j & (P_{s_j} < \gamma(q)) \\ \bar{s}_j & (P_{s_j} \geq \gamma(q)) \end{cases} \quad (5)$$

このように得られた補償信号列  $\hat{S}$  を用いて, 再度メトリック計算が行われる.

残念ながら, 式 (4) で与えた基準について, 理論的な根拠は得られていない. この基準は,  $P_{sat}$  の整数倍,  $\sqrt{3}$  倍,  $\sqrt{2}$  倍,  $1/2$  倍,  $1/3$  倍,  $1/\sqrt{2}$  倍,  $1/\sqrt{3}$  倍などの比較的分かりやすい値について調べ, その中で最も誤り率特性が良かったものを基準として採用したものである.

### 2.3.3 反復復号

復調器には, インタリーバ  $\pi_2$  によってインタリーピングが行われた外部情報として再符号化ビット  $\bar{c}_j^2$  が入力されている. 復調器では,  $l_j^2$  は 2.3.1 と同じように

メトリック計算が行われ、 $l_j^0, l_j^1$  は図 9 のように外部情報  $\bar{c}_j^2$  に基づいて集合分割が行われた状態でメトリックが算出される．得られたメトリック  $l_j = [l_j^0, l_j^1, l_j^2]$  がそれぞれ  $\pi_0^{-1}, \pi_1^{-1}, \pi_2^{-1}$  によってデインタリーピングされ、Decoder に入力して復号を行う．復号を続ける場合は、反復復号を行う過程を繰り返す．復号を打ち切る場合は情報ビット  $\hat{i}_j$  を出力する．

### 3. 数値例及び考察

非線形増幅ひずみの存在する OFDM 伝送における本論文で提案したシステムの有効性を示すため、誤り率特性のシミュレーションを行った．誤り訂正符号は、拘束長 5、生成多項式 (31,27)、符号化率  $\frac{1}{2}$  の畳込み符号をバンクチャして符号化率  $\frac{2}{3}$  にしたものをを用いた．用いたマッピングは Mixed label, インタリーバサイズを 1024、サブキャリア数を  $N = 64$ 、IBO を 0, 3 dB、通信路を AWGN とした．図中では、提案手法を Proposed と表記する．シミュレーションは、dB 当り 1024 ビットのバケットを 100,000 回送信して行い、 $P_{sat}$  については、受信誤り率が最小となる値を採用した．

まず、提案手法を用いた場合に、文献 [14] ~ [16] の四つのマッピングの中で Mixed label が最も良い誤り率特性を達成することを示すため、4 種類のマッピングで反復回数 3 回の場合の誤り率特性のシミュレーションを行った．この際の外部情報に基づくメトリック計算では、外部情報  $\bar{c}_j$  をすべて用いて 2 点の信号点の対になるまで集合分割を行うものとする．図 10 には IBO = 3 dB の場合の誤り率特性が示してある．比較的非線形増幅ひずみの影響が小さいために外部情報に基づくメトリック計算の利得が大きく、外部情報に基づ

くメトリック計算の利得が得られない Gray label に比べ、Mixed label, Set Partitioning label, Semi Set Partition label の方が BER =  $10^{-6}$  では良好な誤り率特性を達成している．中でも Mixed label が最も良好な特性を示している．図 11 には IBO = 0 dB の場合の誤り率特性が示してある．非線形増幅ひずみの影響が大きく、外部情報に基づくメトリック計算の利得よりも非線形増幅ひずみの補償の効果の方が大きく、Gray label における誤り率特性が Set Partitioning label, Semi Set Partition label のものよりも良好な誤り率を達成している．しかし、BER =  $10^{-6}$  では Mixed label が最も良好な特性を示している．Mixed label が最も良い特性を得られたのは、外部情報をメトリック計算に反映してもっともらしいメトリック計算のできる Mixed label, Set Partitioning label, Semi Set Partition label の中で最も誤りにくいマッピングであるため、非線形増幅ひずみによる誤りが比較的少なくかつ外部情報に基づくメトリック計算の利得が得られたためと考えられる．

次に、Mixed label のメトリック計算における外部情報の与え方による誤り率特性の改善を調べるため、提案手法のように外部情報を与えた場合と、インタリーピングされた  $\bar{c}_j = [c_j^0, c_j^1, c_j^2]$  をすべて外部情報として用いた場合とを比較する．反復回数をそれぞれ 3 回とし、IBO = 0, 3 dB としてそれぞれ誤り率特性を図 12 に示す．これらの結果より分かることは、IBO = 0 dB のように非線形増幅ひずみの影響が大きい場合は、誤りが発生しにくい部分集合の割当てが行われている  $c_j^0, c_j^1$  が非線形増幅ひずみによって誤ってしまうため、提案する外部情報の与え方の方が良い特性を示すことである．特に熱雑音よりも非線形増幅ひず

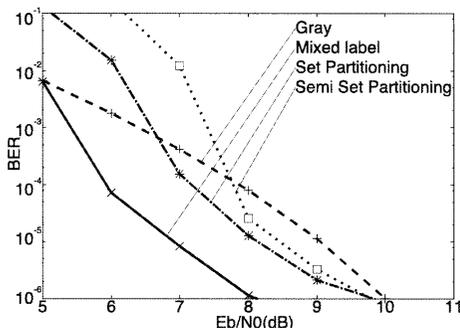


図 10 IBO = 3 dB でのマッピングの違いによる比較  
Fig. 10 Performance of proposed system with variety mapping (IBO = 3 dB).

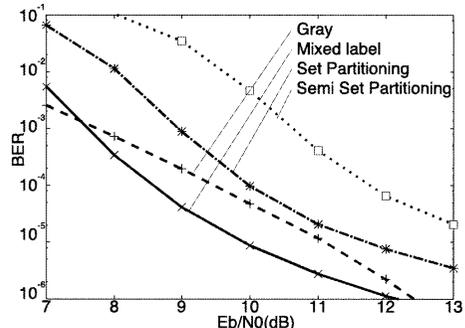


図 11 IBO = 0 dB でのマッピングの違いによる比較  
Fig. 11 Performance of proposed system with variety mapping (IBO = 0 dB).

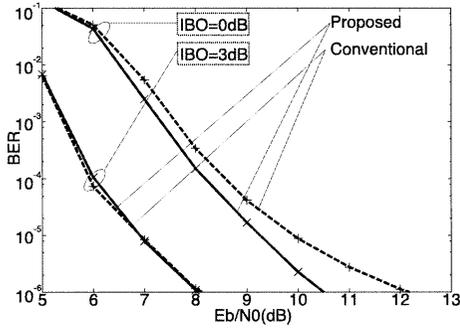


図 12 外部情報の与え方の違いによる比較  
Fig. 12 Performance with proposed extrinsic information.

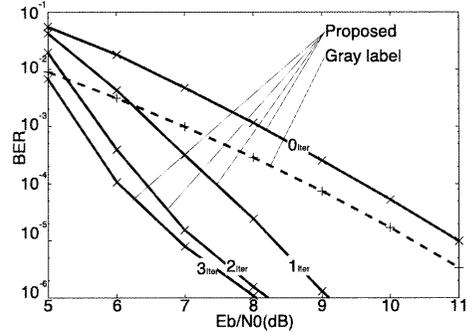


図 14 提案手法における反復復号の効果 (IBO = 3 dB)  
Fig. 14 Effect of iterative decoding of proposed system (IBO = 3 dB).

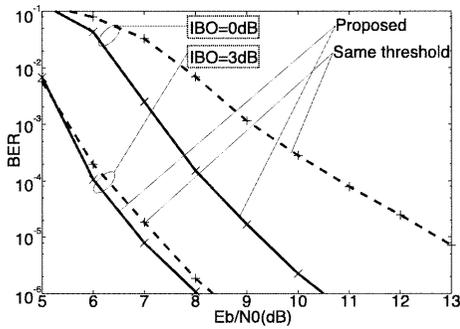


図 13 非線形増幅ひずみの補償における判定基準の違いによる比較  
Fig. 13 Performance with proposed threshold.

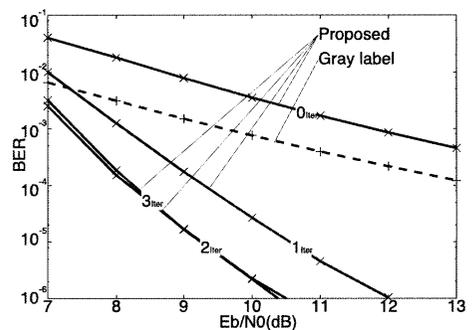


図 15 提案手法における反復復号の効果 (IBO = 0 dB)  
Fig. 15 Effect of iterative decoding of proposed system (IBO = 0 dB).

みが誤りの原因として支配的になる高 SNR 領域ではその誤り率特性が改善する傾向が強くなる。

更に非線形増幅ひずみの補償において、提案手法のように選択する  $\bar{S}$  の振幅電力の基準を  $\gamma(q)$  とした場合と常に  $P_{sat}$  で一定にした場合とで比較を行った。反復回数をそれぞれ 3 回とし、IBO = 0, 3 dB としてそれぞれ誤り率特性を図 13 に示す。非線形増幅ひずみの比較的小さい IBO = 3 dB の場合は大きく誤り率特性に違いはないが、IBO = 0 dB の場合は提案する非線形増幅ひずみの補償の方が良好な誤り率特性を達成している。これは、IBO = 0 dB では非線形増幅ひずみの影響が大きく、初期の復号での復号誤りが多く、これらの誤りによって大きな電力振幅をもってしまった再変調信号を含めないように補償信号列  $\bar{S}$  を構成する提案手法が良好な誤り率を達成できたと考えられる。

次に反復復号の効果について示す。図 14 及び図 15 に提案手法と反復復号を行わない Gray label に同様の条件での誤り率特性を示す。反復回数は 0~3 回で

ある (図中では Iter)。図 14 では、IBO = 3 dB における誤り率特性が示してある。ビットインタリーバを用いた反復復号を行う符号化変調方式に比べ、提案手法の方が誤り率特性が改善されており、BER =  $10^{-5}$  において 3.5 dB ほど改善されている。図 15 では、IBO = 0 dB における誤り率特性が示してある。反復復号を行わない Gray label の誤り率特性はエラーフロアが発生している。一方、提案手法の誤り率特性はエラーフロアが抑制されており、良好な誤り率特性を達成している。IBO が低いほど、提案手法の誤り率特性の改善が大きいことが分かる。

最後に提案手法の特徴である、再変調信号の取換えの効果について示す。図 16 及び図 17 に提案手法と従来手法の誤り率特性を示す。ここで、従来手法とは、再変調信号の取換えを行わない方式であり、ビットインタリーバを用いた符号化変調方式を用い、外部情報に基づく反復復号を行った方式を指す。

図 16 より、提案手法及び従来手法とも反復回数が

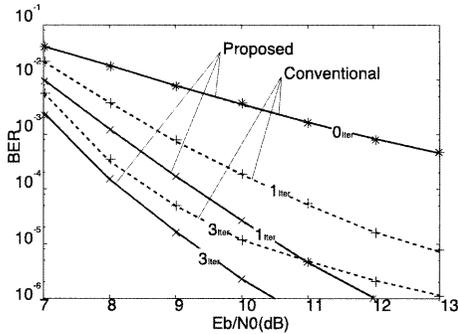


図 16 再変調信号の取換えの効果 (IBO = 0 dB)  
Fig. 16 Effect of the compensation by exchanging the remodulated signal (IBO = 0 dB).

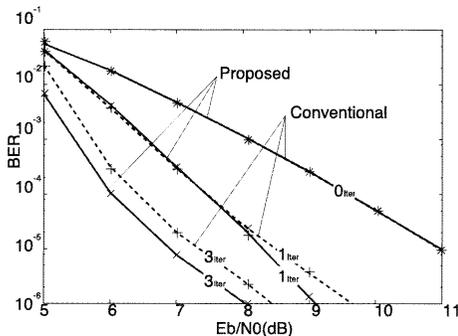


図 17 再変調信号の取換えの効果 (IBO = 3 dB)  
Fig. 17 Effect of the compensation by exchanging the remodulated signal (IBO = 3 dB).

増加すると誤り率特性が改善できる．提案手法は従来手法と比較して，IBO が小さい場合には再変調信号の取換えによる補償の効果が大きいことが確認できる．しかしながら，図 17 と比較すると，IBO がそれぞれ確保できる（図は IBO = 3 dB）場合は提案手法による補償の改善効果は小さいことが確認できる．これは，強力な誤り訂正能力をもつビットインタリーブを用いた反復復号を行う符号化変調を OFDM の非線形増幅のひずみの影響下に用いた効果が非線形増幅ひずみの小さい場合には十分大きいことを表している．このように，提案手法は，非線形ひずみの影響が大きい場合に有効である．

#### 4. む す び

本研究では，衛星回線での OFDM 伝送において入力バックオフが十分とれず非線形増幅ひずみが大きい場合にも，大容量伝送を可能にする非線形増幅ひずみ補償法を提案した．提案する補償法はビットインタ

リーブを用いた反復復号を行う符号化変調方式と独自の非線形ひずみ補償を組み合わせたものである．提案する非線形増幅ひずみ補償法を説明し，更に有効なマッピング及び外部情報の与え方についても検討した．この非線形ひずみ補償法は非線形増幅ひずみが大きな場合においても有効であり，通常の伝送ではエラーフロアが発生してしまうような場合においても良好な誤り率特性を達成できることが可能であることを示した．なお，残念ながら式 (4) で与えた基準については，理論的な根拠を見出すに至っていない． $P_{sat}$  の推定法についても，本論文では既知と仮定したが，併せて検討していく必要がある．以上については，稿を改めて報告したい．

謝辞 本研究の一部は，文部科学省 21 世紀 COE プログラム及び総務省戦略的情報通信開発推進制度の公募課題の助成を受けて行われたものである．記して謝意を表する．

#### 文 献

- [1] R.V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, 2000.
- [2] R. Gibson, The Communications Satellite, Adam Hilger, 1990.
- [3] H. Ochiai, "Block coding scheme based on complementary sequenced for multicarrier signals," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E80-A, no.11, pp.2136-2143, Nov. 1997.
- [4] J.A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, golay complementary sequences, and Reed-Muller codes," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.45, no.7, pp.2397-2417, Nov. 1999.
- [5] K.G. Paterson, "Generalized Reed-Muller codes and power control in OFDM modulation," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.46, no.1, pp.104-120, Jan. 2000.
- [6] W.S. Ho, A.S. Madhukumar, and F. Chin, "Peak-to-average power reduction using partial transmit sequences: A suboptimal approach based on dual layered phase sequencing," IEEE Trans. Broadcast., vol.49, no.2, pp.225-231, June 2003.
- [7] S.H. Han and J.H. Lee, "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique," IEEE Signal Process. Lett., vol.11, no.11, pp.887-890, Nov. 2004.
- [8] S.H. Han and J.H. Lee, "Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal," IEEE Trans. Broadcast., vol.50, no.3, pp.335-341, Sept. 2004.
- [9] D.W. Lim, J-S. No, C-W. Lim, and H. Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction," IEEE Signal Process. Lett., vol.12,

- no.2, pp.93–96, Feb. 2005.
- [10] S.H. Han and J.H. Lee, “Peak-to-power ratio reduction of an OFDM signal by signal set expansion,” 2004 IEEE International Conference on Communications, vol.2, pp.867–871, June 2004.
- [11] H.G. Ryu, J.E. Lee, and J.S. Park, “Dummy sequence insertion (DSI) for PAPR reduction in the OFDM communication system,” IEEE Trans. Consum. Electron., vol.50, no.1, pp.89–94, Feb. 2004.
- [12] H. Chen and A.M. Haimovich, “Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals,” IEEE Commun. Lett., vol.7, no.7, pp.305–307, July 2003.
- [13] H. Nikopour, A.K. Khandani, and S.H. Jamali, “Turbo-coded OFDM transmission over a nonlinear channel,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.54, no.4, pp.1361–1371, July 2005.
- [14] E. Zehavi, “8-PSK Trellis codes for a Rayleigh channel,” IEEE Trans. Commun., vol.40, no.5, pp.873–884, May 1992.
- [15] X. Li and J.A. Ritcey, “Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding,” IEEE Commun. Lett., vol.1, no.6, pp.169–171, Nov. 1997.
- [16] X. Li and J.A. Ritcey, “Trellis-coded modulation with bit interleaving iterative decoding,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.17, no.4, pp.715–724, April 1999.
- [17] X. Li, A. Chindopol, and J.A. Ritcey, “Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK signaling,” IEEE Trans. Commun., vol.50, no.8, pp.1250–1257, Aug. 2002.
- [18] F. Schreckenbach, N. Gortz, J. Hagenauer, and G. Bauch, “Optimization of symbol mapping for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding,” IEEE Commun. Lett., vol.7, no.12, pp.593–595, Dec. 2003.

(平成 18 年 3 月 15 日受付, 7 月 12 日再受付)



山岡 智也 (正員)

平 16 名大・工・電子情報工卒。平 18 同大学院博士課程前期課程了。現在, 三菱電機(株)情報技術総合研究所に勤務。修士在学中は, 衛星通信における符号化変調の研究に従事。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子工卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程了。工博。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, 平 16 同大・エコトピア科学研究所, 現在に至る。平 9 より平 10 まで, ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク, 変復調理論, 誤り制御, e ラーニングなどの研究に従事。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・電子情報学専攻卒。平 9 同大学院博士課程前期課程了。平 11 同大学院博士課程後期課程了。工博。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, 平 16 同大学・エコトピア科学研究機構, 平 17 同大学・工学研究科・助手, 平 18 新潟大学・超域研究機構・助教授, 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, マルチホップネットワークなどの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。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, 平 14 本会通信ソサイエティ活動功労感謝状受賞。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・講師。平 4 名大・講師, 平 5 助教授, 平 13 教授。現在, 名大・エコトピア科学研究所・教授(工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 名大工学部との学術交流協定により, 米国ミシガン大学アンアール校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論, 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。情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会, 日本信頼性学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞, 平 11, 13 本会通信ソサイエティ功労感謝状受賞。