

# OFDM通信方式の 非線形歪み補償方式に関する研究

平成 18 年 度

三重大学大学院工学研究科  
博士前期課程 電気電子工学専攻

小 澤 祥 正

# 修士論文

## OFDM 通信方式の 非線形歪み補償方式に関する研究

A Study on Nonlinear Distortion Compensation Method  
for OFDM Systems

平成18年度修了

三重大学大学院工学研究科

博士前期課程 電気電子工学専攻

通信工学研究室

小澤 祥正



# 目次

第1章 序論 .....	3
第2章 OFDM 通信方式 .....	5
2.1 OFDM 通信方式の特徴 .....	5
2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送 .....	7
2.3 OFDM 通信方式の原理 .....	10
2.4 フェージング環境下の OFDM 通信方式 .....	12
2.5 波形等化 .....	14
2.6 OFDM 通信方式の送受信機構成 .....	15
第3章 非線形回線下における OFDM 通信方式 .....	16
3.1 非線形回線での OFDM 通信方式の特性 .....	16
3.2 従来の非線形歪み補償方式 .....	22
3.2.1 LCP-OFDM 方式 .....	22
3.2.2 PRSA 方式 .....	23
第4章 非線形歪み補償方式の提案 .....	25
4.1 提案方式の原理 .....	25
4.2 提案方式の非線形歪み補償効果 .....	27
4.3 計算機シミュレーションによる特性評価 .....	30
4.3.1 システム構成とシミュレーション諸元 .....	30
4.3.2 補償繰り返し回数に対する BER 特性 .....	33
4.3.3 非線形増幅器の入力バックオフに対する BER 特性 .....	35
4.3.4 C/N 比に対する BER 特性 .....	37
4.3.5 電力スペクトラム特性 .....	39
第5章 ピーク電力低減法を併用した方式の提案 .....	41
5.1 PRSA 方式を併用した方式 .....	41
5.2 計算機シミュレーションによる特性評価 .....	42
5.2.1 補償繰り返し回数に対する BER 特性 .....	42
5.2.2 非線形増幅器の入力バックオフに対する BER 特性 .....	44
5.2.3 C/N 比に対する BER 特性 .....	46
5.2.4 電力スペクトラム特性 .....	48

第6章 まとめ.....	50
謝辞.....	51
参考文献.....	52

# 第 1 章 序論

近年、音声から動画像までを含む様々な情報を無線回線を介してやりとりできるマルチメディアサービスの需要が高まっている。これらの要求に応えるためには、高速度・高品質なデータ伝送を可能とする無線通信方式が必須となる。しかしながら、無線通信においては、複数の反射波により発生するマルチパスフェージングに起因した信号品質の劣化が大きな問題となっている。これらを解決する無線通信方式の一つとして、周波数軸上で互いに直交関係を有し、複数の狭帯域サブキャリアを用いて送信する直交周波数分割多重 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信方式が提案されている[1][2][3]。

OFDM 方式は、直交周波数分割多重化方式と呼ばれる通り多重化方式の一種であり、周波数軸上で互いに直交関係を有する複数のサブキャリアを多重化する方式である。OFDM 方式は、一つの通信回線上に複数の信号を重ね合わせる技術であり、周波数をずらしながら独立の信号を割り当てていく。OFDM 方式は、周波数分割多重化方式 (FDM : Frequency Division Multiplexing) の一種類と考えることができる。FDM 方式では、信号間の混信を防ぐため、それぞれの信号がある程度離れていたが、OFDM 方式では、信号波が互いに直交関係を有していることから、周波数間隔を狭く設定することができる。このため、OFDM 方式は FDM 方式と比較して周波数の利用効率に優れている。また、OFDM 信号を構成する各サブキャリアの周波数帯域は狭帯域なことから時間シンボル長が長くなり、複数の遅延波から構成されるマルチパスフェージングに強くなるという特徴を持つ。また、OFDM 方式は周波数軸等化方式の採用により、マルチパスフェージング環境下では多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等の高能率変調方式の復調方式として同期検波の利用を可能とし、高品質で高速度なデータ通信の実現を可能としている。これらの特徴から、OFDM 通信方式はこれまでに地上波デジタル TV 伝送システムや無線 LAN システム等の通信方式として採用されている。

しかしながら、OFDM 通信方式の有する欠点として、時間軸信号の振幅変動が従来の単一キャリア変調方式と比較して非常に大きいことが挙げられる。大きなピーク電力を有する OFDM 時間軸信号では、非線形増幅器を通過すると大きな非線形歪みが生じることにより、誤り率特性が劣化し、更に電力スペクトラムの広がりによる隣接チャネル干渉雑音が生じることが大きな問題となっている[4][5]。特に、近年の無線 LAN 機器の低価格化や小型化に伴い非線形性の強い電力増幅器が利用されるようになってきている。従って、OFDM 通信方式の採用に際しては、大きな非線形歪みの影響を受け、誤り率特性の劣化や帯域外スペクトラムの拡大が問題となっている。また、増幅器の入力バックオフを大きくとることで非線形性の影響を小さくできるが、電力利用効率の点で問題となる。

これらの背景より、OFDM 方式の非線形歪み補償方式として、ピーク電力を低減することを目的とした部分系列伝送方式 (PTS : Partial Transmit Sequence) や選択マッピング方式 (SLM : Select Mapping) が知られている[6][7][8]。これら方式は位相の回転を受信側へ知らせるための

サイド情報が必要となり、送受信機構成の複雑化や周波数利用効率の低下が問題となっている。サイド情報を必要としないピーク電力低減方法として、帯域外の非線形歪み信号を送信側で補償する PRSA 方式 (Peak Reduction Signal Addition) が提案されている[9]。しかし、PRSA 方式は、帯域外電力スペクトラムの抑圧を可能とするが、誤り率特性が劣化するという問題がある。一方、OFDM 信号を線形増幅する LCP-OFDM 方式 (Linearized Constant Peak-power OFDM) が提案されている。LCP-OFDM 方式では、帯域外電力スペクトラムの改善を可能とするが、送信電力が低下することから誤り率特性が劣化するという問題がある[10]。

これら従来方式の問題点を解決するため、本論文では、非線形増幅器の利用を前提とした無線通信システムにおいて、OFDM 通信方式を適用する際問題となっていた、非線形歪みによる誤り率特性の劣化を改善し、且つ帯域外スペクトラムの拡大を抑圧することを目的とし、送信側で非線形歪みを補償する方式を提案する。提案方式は、増幅器の出力信号は入力信号と歪み信号との線形和で表されると仮定し、希望送信信号から歪み信号を差し引いた信号を再度増幅器に入力することで歪み信号を軽減していく。この操作を複数回繰り返すことで、出力信号は希望信号に近似した信号とみなすことができ、非線形歪みを補償可能としている。また、更なる帯域外電力スペクトラムの抑圧を目的として、提案方式とピーク低減法である PRSA 方式を併用した方式を提案する。

本論文の構成として、第2章で OFDM 通信方式の概要について説明する。第3章では、非線形環境下での OFDM 通信方式の問題点とそれに対する従来の歪み補償方式について述べる。第4章では提案する非線形歪み補償方式、第5章では提案方式と PRSA 方式を併用する方式をそれぞれ提案し、計算機シミュレーションにより特性評価を行う。最後に、第6章において本論文をまとめる。

## 第2章 OFDM 通信方式

OFDM 通信方式は、これまでに有線通信分野では ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) システム、無線通信分野では、地上デジタル TV や無線 LAN システムの伝送方式として既に実用化されている。また、OFDM 通信方式を基本とする OFDMA (OFDM Access), MC-CDMA (Multi carrier Code Division Multiple Access), MIMO-OFDM (Multi Input Multi Output-OFDM), SC-OFDM (Single Carrier-OFDM) 方式等は、次世代無線通信システムの有望な伝送方式の一つとして注目されており、様々な検討が行われている。OFDM 通信方式の歴史は古く、1950 年代に基本原理が提案されていた。また、1960 年代後半には理論的な検討も終了しており、1970 年代初頭には離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) と離散逆フーリエ変換 (IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform) を利用した方式が提案され、受信機構成が簡単化された。1980 年代初頭には QAM 等の多値変調方式による通信への検討、1985 年には移動体通信への応用が報告されている。1990 年初頭から通信技術者の中で CDMA 通信方式と共に最も注目されている伝送技術の一つとも言える。そこで本章では、OFDM 方式の基本的な概念を述べる。

### 2. 1 OFDM 通信方式の特徴

OFDM 通信方式は直交周波数分割多重方式と呼ばれる通り多重化方式の 1 種であり、周波数軸上で互いに直交関係を有する複数のサブキャリアを多重化する方式である。従って、OFDM 方式は FDM 方式の 1 形態と位置づけられる。図 2.1 に FDM 方式と OFDM 方式の周波数軸上の関係を示す。FDM 方式では、サブキャリア間にガードバンドを設けて互いに隣接チャネル干渉が起らないように配置するためガードバンド帯域部が損失となる。これに対して、OFDM 方式ではサブキャリアが互いに重なり合うように密に配置され、全てのサブキャリアが周波数軸上で互いに直交関係を有することからガードバンドを必要とせず、重なり合ってもサブキャリア間干渉が発生しない。

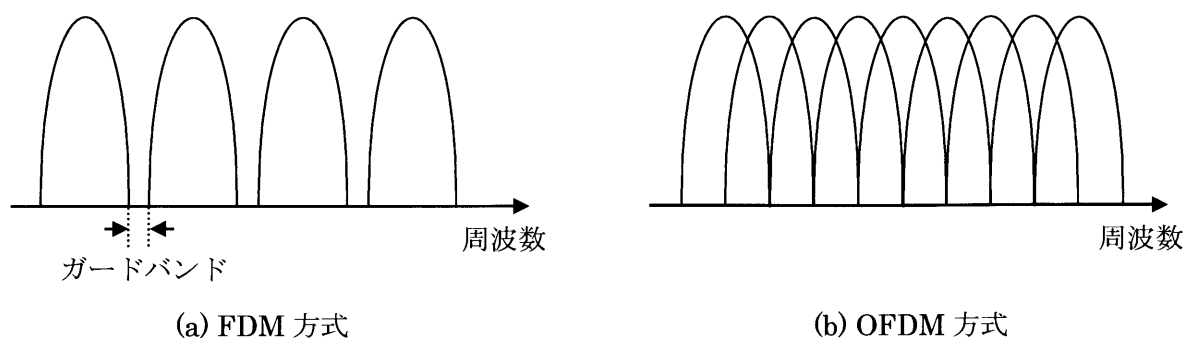


図 2.1 周波数軸信号の関係

一方、OFDM 通信方式には以下のような利点と欠点がある。

[利点]

- 各サブキャリアのスペクトラムが密に配置でき、周波数の有効利用に優れている。
- 多数のキャリアを使用するため、マルチパス伝送路の周波数選択性フェージングへの耐性がある。
- 狭帯域伝送のため時間シンボル長が長く、ガードインターバルを設けることによりゴースト妨害に強い。
- 時間軸・周波数軸共にインターリーブが可能で、誤り訂正が有効に使える。
- 各サブキャリアの変調方式を変える等により、情報の階層化が容易である。
- 各サブキャリアへの情報の割り当てが任意で行えるため、柔軟な情報伝送が可能である。

[欠点]

- マルチキャリア伝送のため時間軸信号の振幅変動が大きく、非線形環境下において特性劣化が生じる。
- 高精度な受信周波数同期が必要となる。
- ガードインターバル付加により伝送効率が劣化する。
- 多くのキャリア間の直交性を保つために送受信機が複雑になる。

上記のような利点から、OFDM 通信方式はデジタル音声放送（DSB：Digital Sound Broadcasting）の通信方式として利用されている。また、xDSL（Digital Subscriber Line）システムでは OFDM 方式を用いることにより、電話回線の 4[kHz]以上の振幅/遅延歪への耐性、電話回線を利用して高速データ伝送が可能、伝送距離に応じて変調方式、サブキャリア数の変更が可能等を実現している。

欠点においては、OFDM 波の発生部と受信部に高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）を利用することが提案され、かつデジタル信号処理 LSI の進展や受信状態補正技術の提案により受信機の複雑さが解決されつつある。

## 2. 2 広帯域伝送と狭帯域伝送

OFDM 通信方式の原理を述べる前に、本節では従来の単一キャリア変調方式を用いた広帯域伝送と狭帯域伝送の伝送路歪みに対する耐性について説明する。ここで、広帯域伝送は高速度データ伝送、狭帯域伝送は低速度データ伝送を意味している。図 2.2 に、これら 2 種類の伝送形態における時間軸上と周波数軸上の信号の関係を示す。

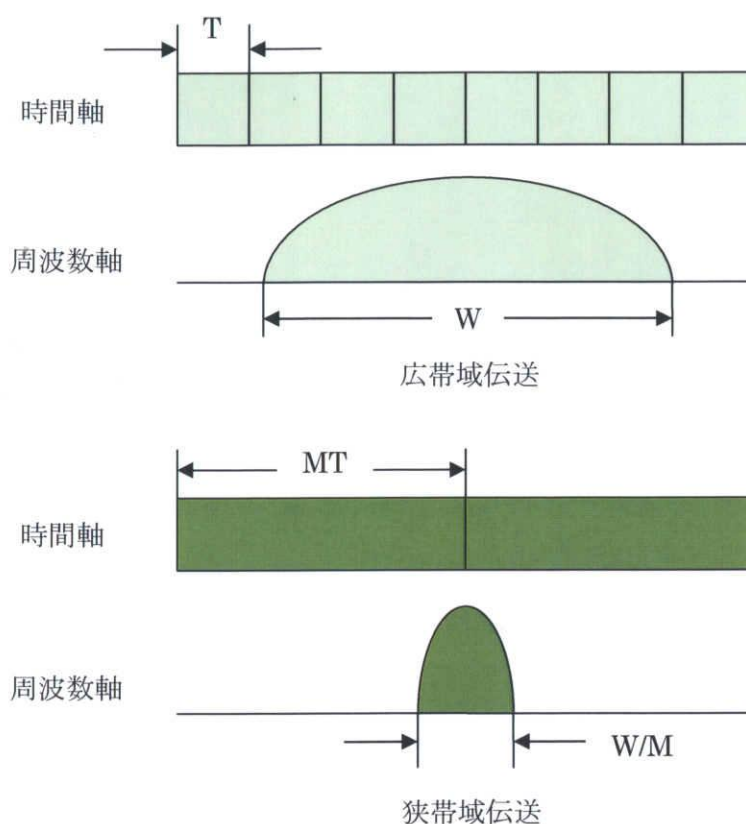


図 2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送の違い

図 2.2 より、広帯域伝送では周波数軸上で占有する帯域幅は広く、時間軸上ではシンボル時間間隔が狭くなる。狭帯域伝送では、これらの逆の関係となる。即ち、占有帯域幅とシンボル時間間隔とは反比例の関係を有する。

一方、伝送路上で発生する振幅と遅延歪みに対する耐性については図 2.3 に示すような関係となる。図 2.3 より、伝送路歪みに対する  $1[\text{Hz}]$  当たりの耐性は狭帯域伝送の場合が優れていることが分かる。即ち、 $1[\text{Hz}]$  当たりの伝送路歪みに対する耐性は占有周波数帯域幅の逆数に比例することになる。これらの関係から、図 2.4 に示すように与えられた周波数帯域幅で同じ伝送速度を実現する場合には、複数の狭帯域サブキャリアを FDM で多重化して伝送する場合の方が、1 波で広帯域伝送する場合に比べて振幅と遅延歪みに対する耐性を改善可能となる。但し、FDM 運用する場合にはガードバンドが必要となるため周波数の利用効率は低下する。図 2.4 のような複数の

サブキャリアを用いて伝送する方式はマルチキャリア伝送方式と呼ばれ、特に伝送路歪みが支配的となるマイクロ波通信回線等において既に実用化されている。

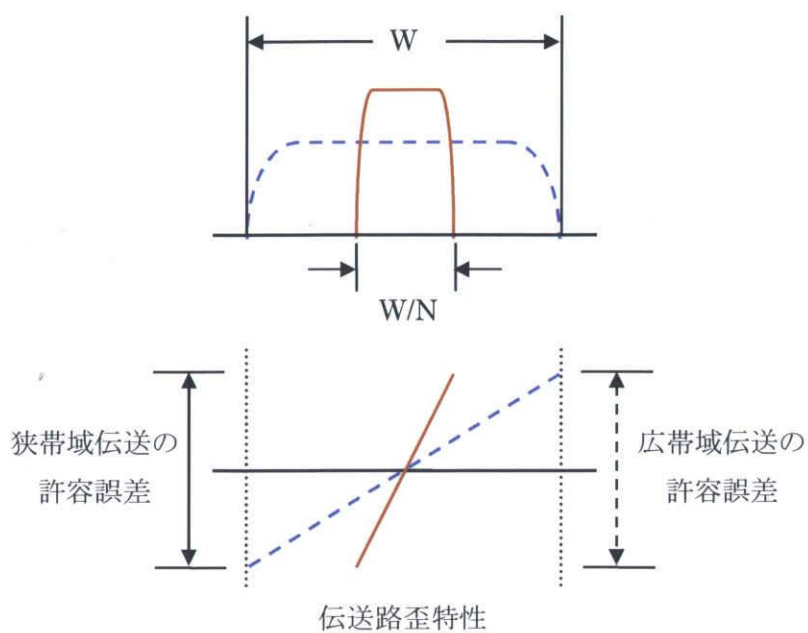


図 2.3 占有帯域幅と伝送歪みとの関係

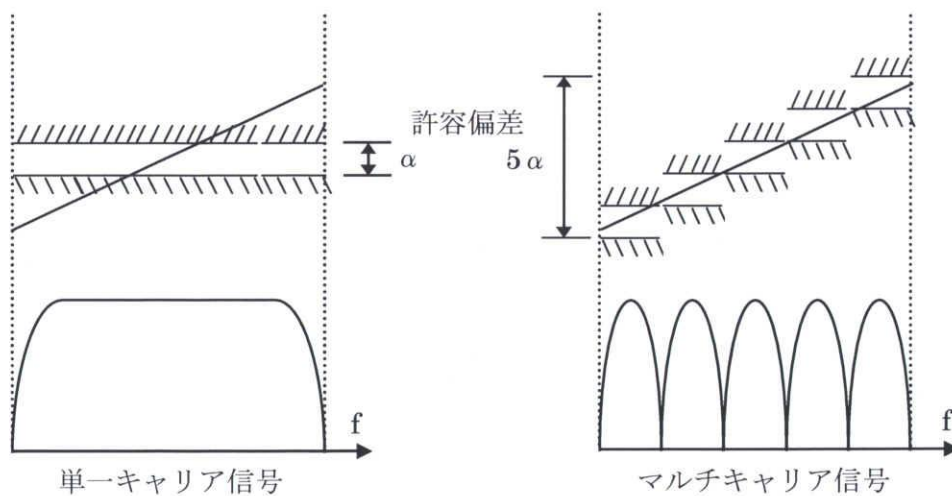


図 2.4 単一キャリア信号とマルチキャリア信号

複数の遅延波が問題となるマルチパスフェージング環境下においては，図 2.5 に示すように狭帯域伝送の場合は広帯域伝送の場合と比較してシンボル間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) の影響が小さくなる．これは，狭帯域伝送の場合はシンボル時間間隔が長いいため遅延波に対する耐性が改善されているためである．

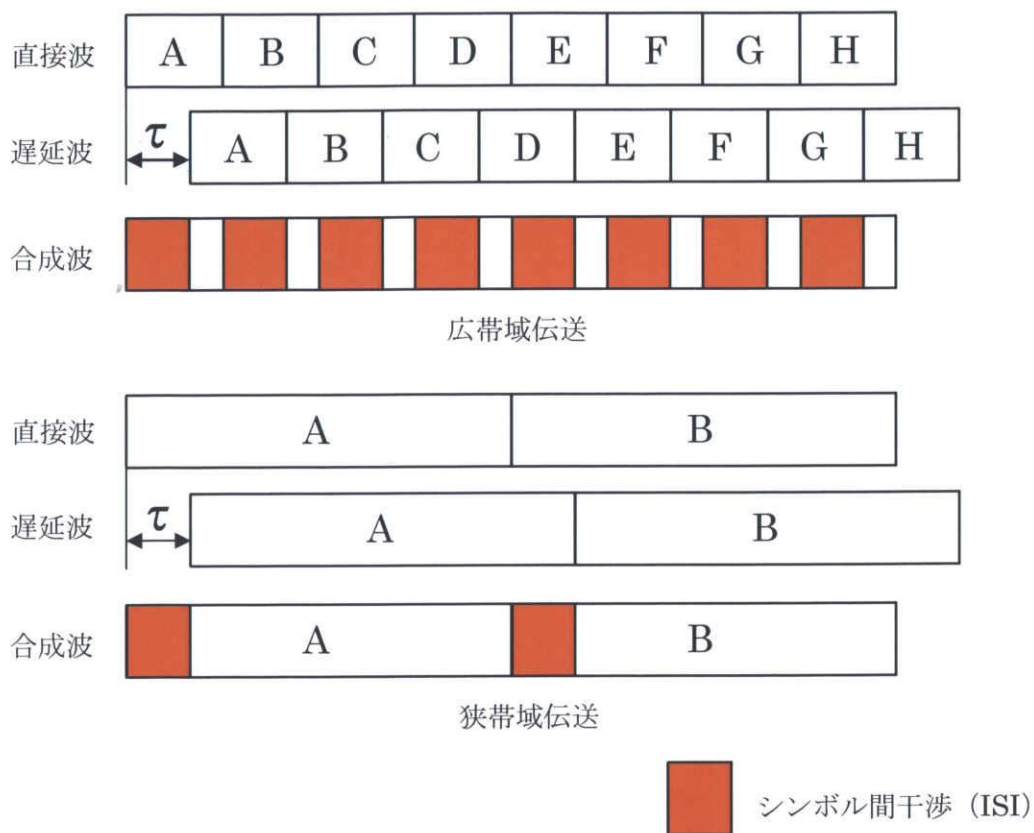


図 2.5 広帯域伝送と狭帯域伝送の遅延波への耐性

以上のことから，信号波の占有帯域幅は狭帯域になるほど伝送路歪みに対する耐性が改善されることになる．OFDM 通信方式は，複数の狭帯域サブキャリアを密に多重化するものであるため，これらの関係を利用している方式である．

## 2. 3 OFDM 通信方式の原理

OFDM 方式は FDM 方式の 1 種であり、全てのキャリアを同期させて変調するという条件から、直交関係を使ってキャリア間を最小にすることができる方法である。図 2.6 を用いて OFDM 方式の原理を説明する。

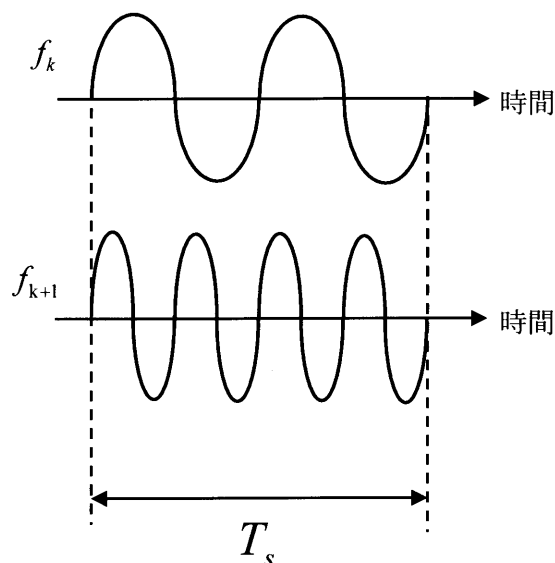


図 2.6 OFDM 方式の原理(直交性)

時間の単位を時間幅  $T_s$  で測ったときに、キャリア周波数  $f_k$  と  $f_{k+1}$  ( $f_k < f_{k+1}$ ) からできている時間軸信号があり、周波数とシンボル長の間に

$$\Delta f = f_{k+1} - f_k = \frac{1}{T_s} \times n \quad (2.1)$$

が成立するとき、キャリア同士は直行関係となり、周波数領域ではキャリア間隔はナイキスト間隔となり最も密な配置となる。

有限なエネルギーをもつ複素関数の直交性は以下の式で定義される。

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_n(t) \cdot f_m^*(t) dt = 0 \quad (n \neq m) \quad (2.2)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_n(t) \cdot f_m^*(t) dt < 0 \quad (n = m) \quad (2.3)$$

ここで、上式の  $f(t)$  を三角関数とすると、直交性は次式で表される。

$$\int_{-\pi}^{\pi} \sin n\theta \cdot \sin m\theta d\theta = \begin{cases} 0 & (n \neq m) \\ \pi & (n = m) \end{cases} \quad (2.4)$$

直交関係にある信号は、その振幅に関わらず互いに干渉しないので、その信号振幅を変えることで情報を伝送できる。シンボル期間が  $T_s$ 、周波数間隔  $\Delta f$  が  $1/T_s$  である正弦波は直交関係にあるので、それぞれに独立した情報を伝送することができる。伝送される信号は、これらの正弦波

を加えたものであり、その合成信号波形  $x(t)$  は次式で表される。

$$x(t) = \sum_k \{a_k \cos(2\pi f_k t) + j b_k \sin(2\pi f_k t)\} \quad (2.5)$$

但し、 $a_k, b_k$  は送信データ、 $f_k$  は  $k$  番目の正弦波の周波数 ( $f_k = 1/T_s$ ) である。ここで、加え合わせる正弦波の数を  $N$ 、シンボル期間  $T_s$  を  $N$  等分 (サンプリング間隔  $\Delta T = T_s / N$ ) とすると、各サンプル点  $t = n\Delta T$  の信号点は次式となる。

$$x(n\Delta T) = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ d_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \right\} \quad (2.6)$$

ここで、 $d_k$  は送信データで  $d_k = a_k + j b_k$  である。上式(2.6)は複素数  $d_k$  の逆フーリエ変換 (IFFT) となっていることがわかる。つまり、送信データを IFFT することによって OFDM の変調ができることを示している。また、復調はこの逆の操作であるフーリエ変換 (FFT) を行う。受信信号を  $x(n\Delta T)$  とすると、復調されたデータは次式で表される。

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n\Delta T) \cdot e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \right\} \quad (2.7)$$

なお、この信号に乗せる情報はアナログでもデジタルでもよく、種々の変調方式を採用することができる。例えば、地上デジタル TV 放送では多値 QAM 方式が検討されている。図 2.7 に各サブキャリア (サブチャネル) のスペクトラムの重なりを示す。この図からわかるように、あるサブキャリアのゼロ点に他のサブチャネルのピーク点があるので、サブキャリアの位相と振幅の情報は他と区別できる。

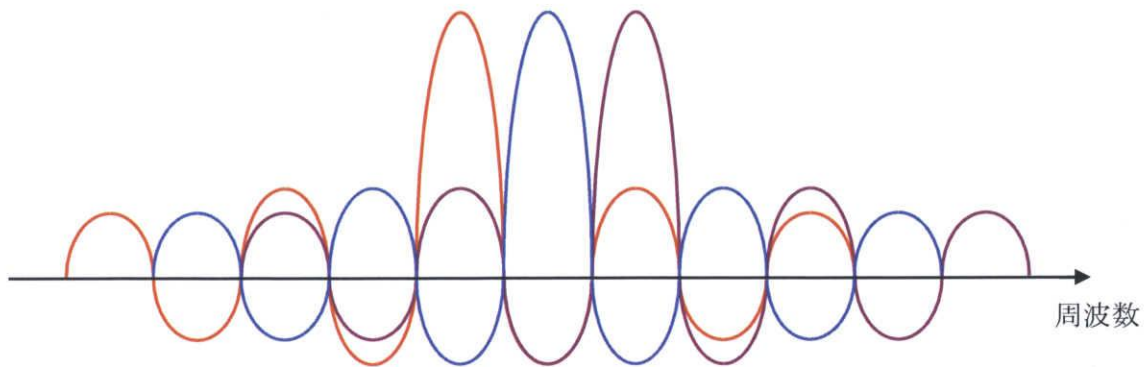


図 2.7 各サブチャネルの周波数配列

## 2. 4 フェージング環境下の OFDM 通信方式

OFDM 通信方式の特徴の一つとして、マルチパスフェージング環境下で優れた特性が得られることが挙げられる。ここで、重要な役割を果たすのがガードインターバル (GI : Guard Interval) である。GI とは、OFDM 信号の有する周期性の特徴を利用したものであり、時間軸 OFDM 信号の最後尾の一部をコピーしてシンボルの先頭に付加することで実現できる。図 2.8 に、GI の付加法について示す。

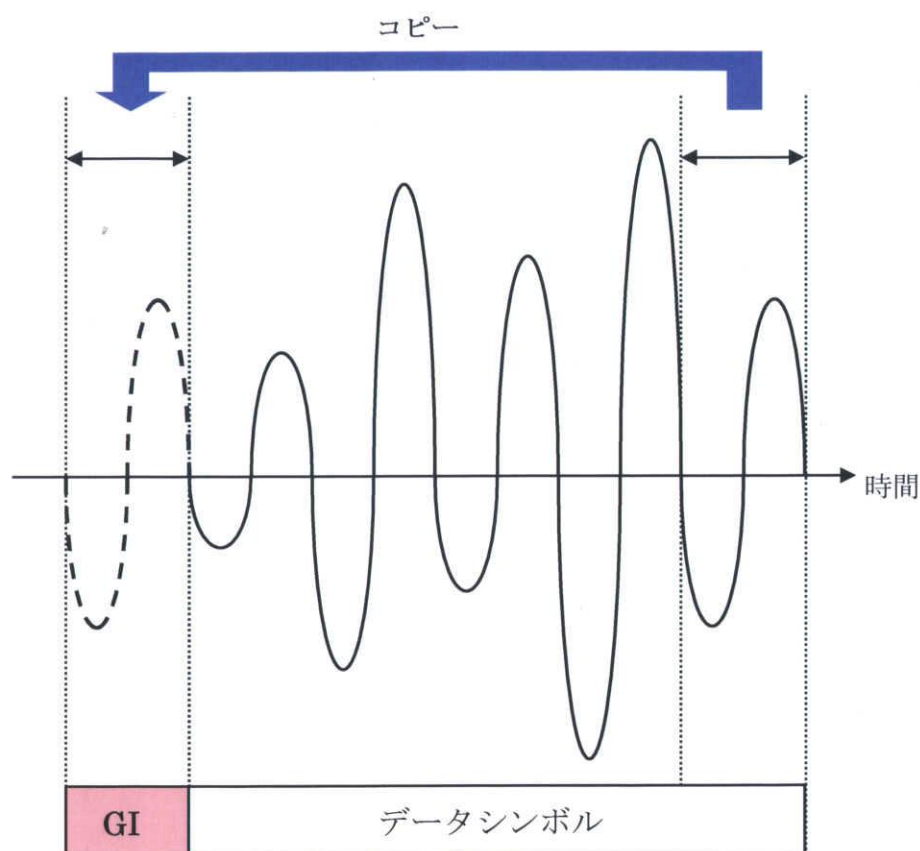


図 2.8 ガードインターバルの付加

図 2.8 に示すように、GI が付加された信号は周期性を維持しながら時間間隔を長くした信号と言える。但し、GI は冗長信号であり伝送効率は劣化することになる。しかしながら、GI を付加することによりマルチパスフェージング環境下においても優れた伝送特性が得られることになる。

図 2.9 に示すように、マルチパス干渉とは、送信する際送信側から受信側に届く直接波だけでなく、山やビルなどに反射して直接波より遅れることで、位相が回転して受信側に到達する反射波を同時に受信したときに起こる干渉のことである。

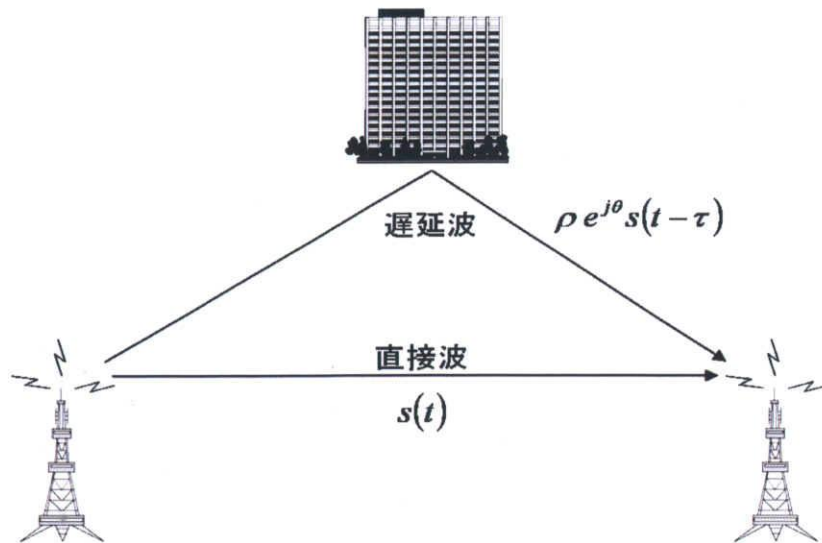


図 2.9 マルチパスフェージング環境下

図 2.10 に、図 2.9 に示したマルチパスフェージング環境下において OFDM 信号の直接波と遅延波の 2 波が受信される場合の GI の効果を示す。図 2.10 (a) のように GI を付加しない場合、合成波の復調すべき区間に遅延波における前のシンボル成分が混入し、ISI が生じて特性が劣化してしまう。しかし図 2.10 (b) のように GI を設けた場合、GI 長が遅延時間よりも長ければ区間内に他シンボルが混入することはなく、ISI を避けることができる。

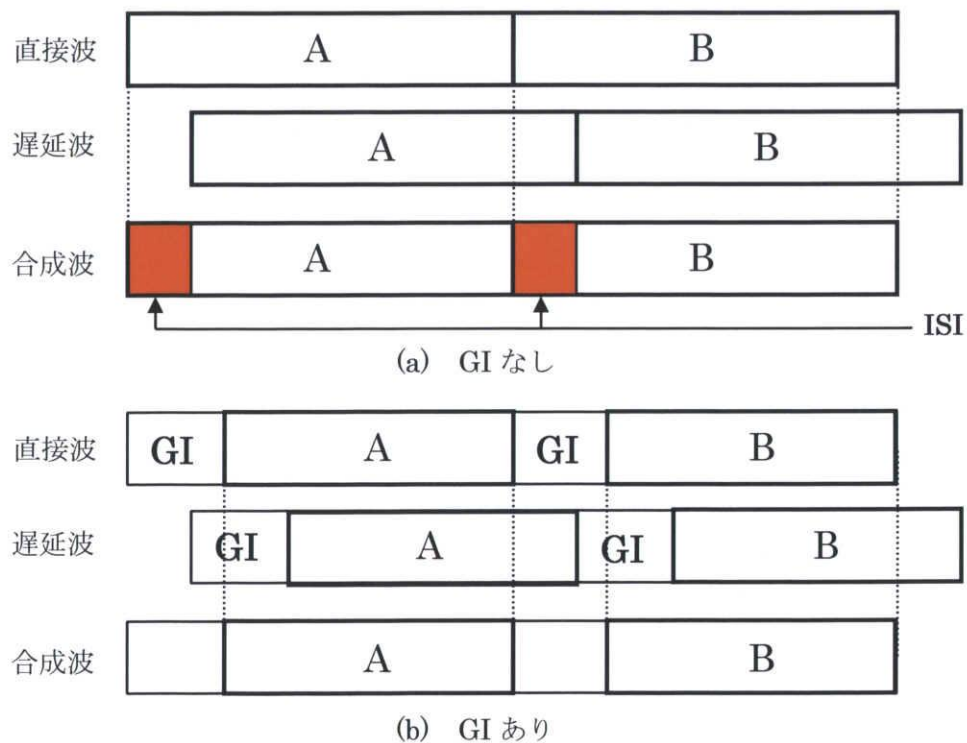


図 2.10 ガードインターバルの効果

## 2. 5 波形等化

マルチパスフェージング環境下では、周波数選択性フェージングにより変調前の振幅及び位相が変化する。このため復調結果は著しく劣化する。この対策として、伝送品質の劣化を抑制するため、等化器を用いる周波数等化方式がある。等化には、位相と振幅がどのように歪んでいるかという情報を得るための既知パターンの参照信号が必要である。OFDM 通信方式の復調器は、受信信号をフーリエ変換し周波数軸上の信号としているため、波形等化が比較的簡単にできる。図 2.12 に波形等化の概念を示す。

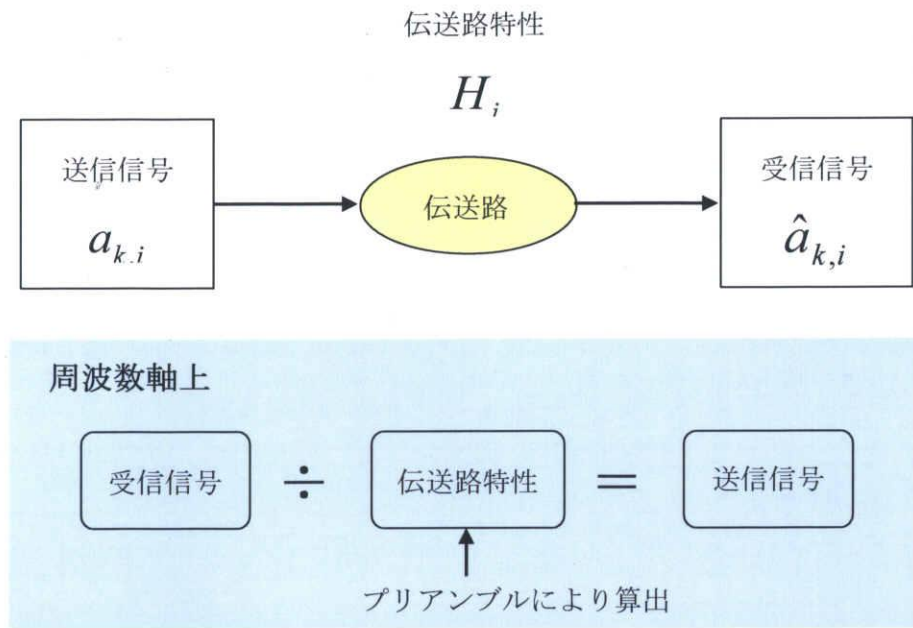


図 2.12 波形等化の概念

図 2.12 から、受信したプリアンブル信号と  $k$  番目の受信シンボルは次式で表される。

$$\hat{a}_{1,i} = H_i \cdot a_{1,i} \quad (2.8)$$

$$\hat{a}_{k,i} = H_i \cdot a_{k,i} \quad (2.9)$$

ここで、 $k$  をシンボル番号、 $i$  をサブキャリア番号、 $a_{k,i}$  は送信信号、 $H_i$  は伝送路の周波数特性とする。周波数軸上で、受信したプリアンブル信号を送信プリアンブル信号で除算することによって、伝送路特性が次式のように推定される。

$$\hat{H}_i = \frac{\hat{a}_{1,i}}{a_{1,i}} \quad (2.10)$$

各受信シンボルから推定した伝送路特性を除算することで伝送路歪みを補正することができる。

## 2. 6 OFDM 通信方式の送受信機構成

図 2.11 に OFDM 通信方式の送受信機構成を示す。送信側では入力信号としてベースバンド信号を BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), 多値 QAM 等によりデジタル変調したものを使用する。この入力信号は並列変換され、それぞれの低速シンボル列がそれぞれのサブキャリアに乘せられる情報となる。その後 IFFT を行い、時間軸上の信号に変換する。この時間軸上の信号に GI が付加され、直列変換、D/A 変換されてベースバンド時系列となる。この信号を空間伝播させるために搬送波にかけて送信される。伝送路では、マルチパス環境となり信号は全て多重されて受信機に送信される。受信側では、受信信号は A/D 変換された後、並列変換して GI が除去される。この時間軸信号は FFT されて、直列変換された後に復調を行いデータが取り出される。

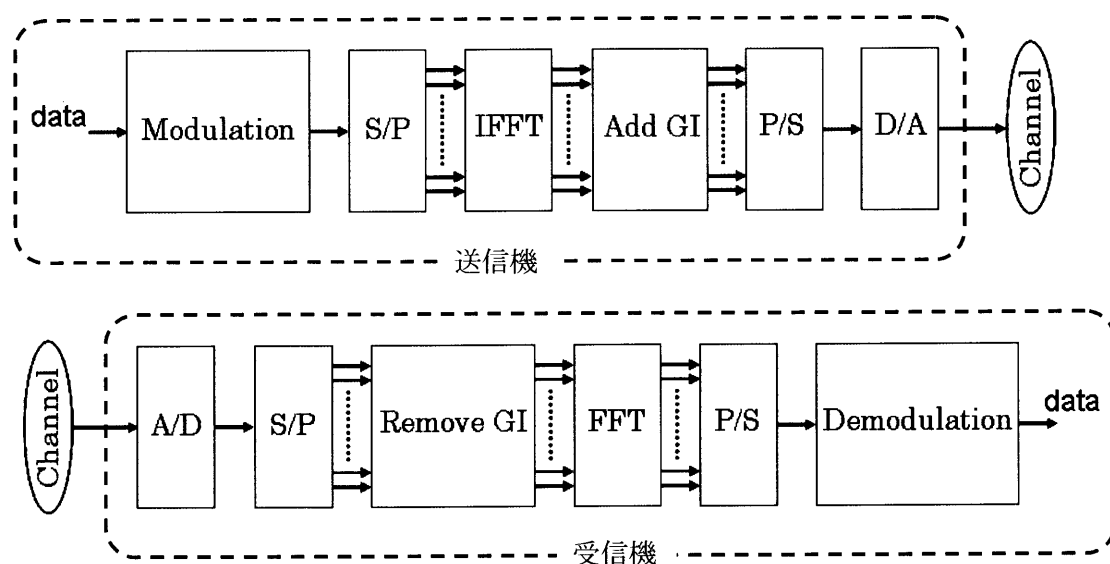


図 2.11 OFDM 通信方式の送受信機構成

## 第3章 非線形回線下における OFDM 通信方式

OFDM 通信方式では、非線形回線下における特性劣化の改善が課題となっている。本章では、非線形増幅器を用いることを前提としたシステムにおける問題点とそれに対する従来の補償方式について述べる。

### 3.1 非線形回線での OFDM 通信方式の特性

OFDM 通信方式は第2章で述べたとおり優れた伝送方式であるが、マルチキャリア伝送方式であるがゆえの大きな問題を抱えている。図 3.1 に示すように、OFDM 信号は単一キャリア信号に比べて、時間軸上におけるピーク電力対平均電力値 (PAPR : Peak to Average Power Ratio) が非常に大きい。これは OFDM 時間軸信号がサブキャリアの合成波から構成されていることに起因している。単一キャリア信号と OFDM 信号において、同じ非線形増幅器の入力動作点で入力したとき、単一キャリア信号は線形領域で動作するが、OFDM 信号は非線形領域で動作する信号が出てきてしまう。大きな振幅変動を有する OFDM 時間軸信号は非線形伝送路で相互変調雑音が発生し、特性の劣化が生じる。これは伝送路の非線形特性によって、サブキャリア間の相互変調波が自らのキャリアに重畳されるためである。このため非線形回線下での伝送路特性の劣化は避けられない問題である。

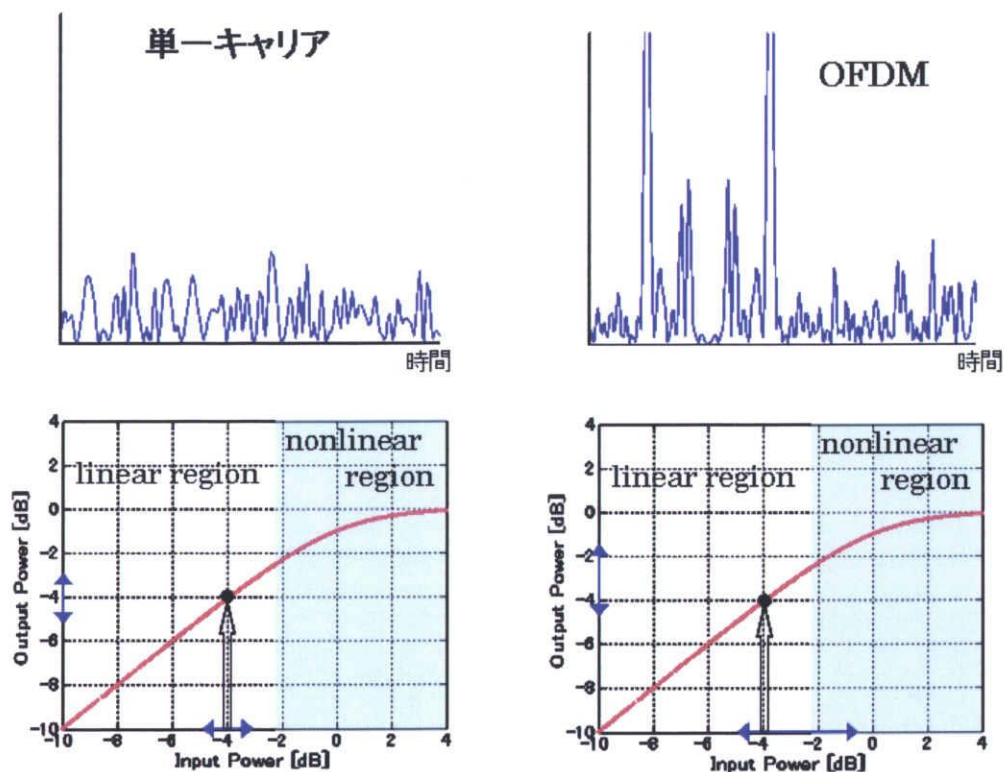


図 3.1 時間軸信号電力と非線形増幅器の動作点

図 3.2 に非線形回線下における OFDM 通信方式のシステム構成を示す。非線形性をもつ大電力増幅器(HPA : High-Power Amplifier)が送信側で用いられる。通常、放送に用いる際、電力増幅(送信, 中継)は不可欠であり, しかもそれらを行うデバイスは現状では, 非線形回路である。送信側から出た非線形歪みの影響を受けた信号は, 伝送路で雑音を付加され受信側へ送られる。

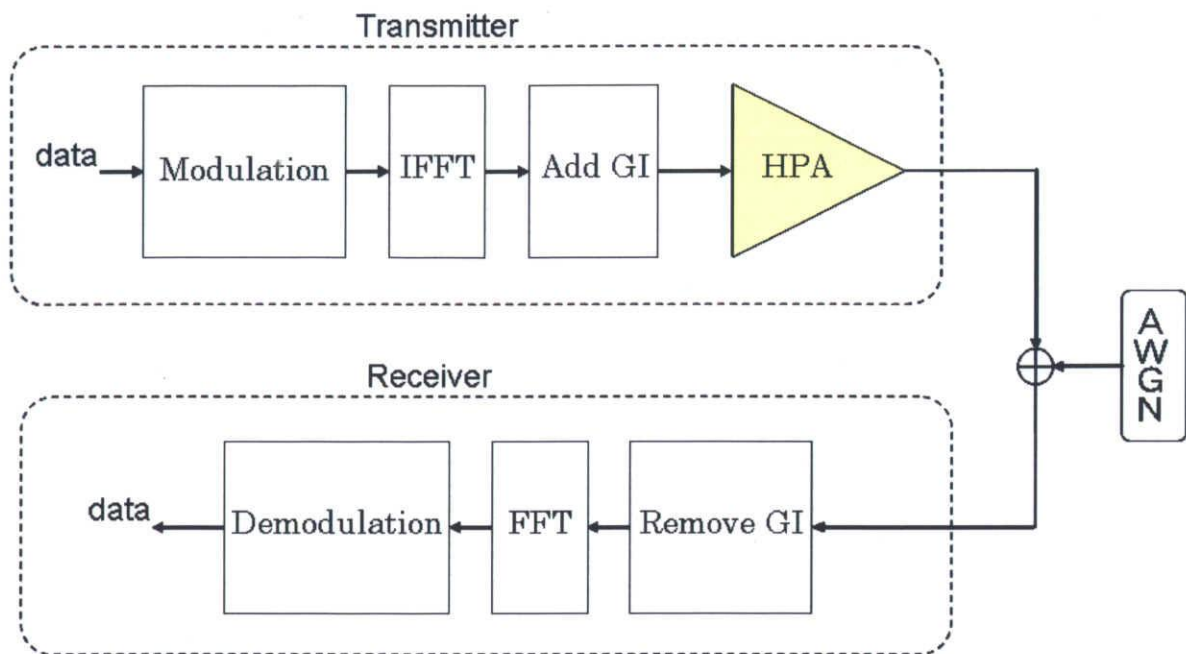


図 3.2 非線形回路構成

次に、非線形増幅器について説明する。実際に利用されている増幅器としては SSPA (Solid State Power Amplifier; 固体電力増幅器), TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier; 進行波管増幅器) などがあるが, ここでは一例として SSPA について述べる。SSPA の入出力特性は次式のように示される[11].

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + (\rho/A)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \quad (3.1)$$

ここで,  $\rho$  は入力振幅レベル,  $A$  は飽和出力レベル,  $p$  は非線形の強さを示すパラメータを表わし,  $F[\rho]$  は増幅器出力の振幅レベルを表わす。また, 図 3.3 に非線形性のパラメータ  $p$  を変化させたときの入出力特性を示す[12].

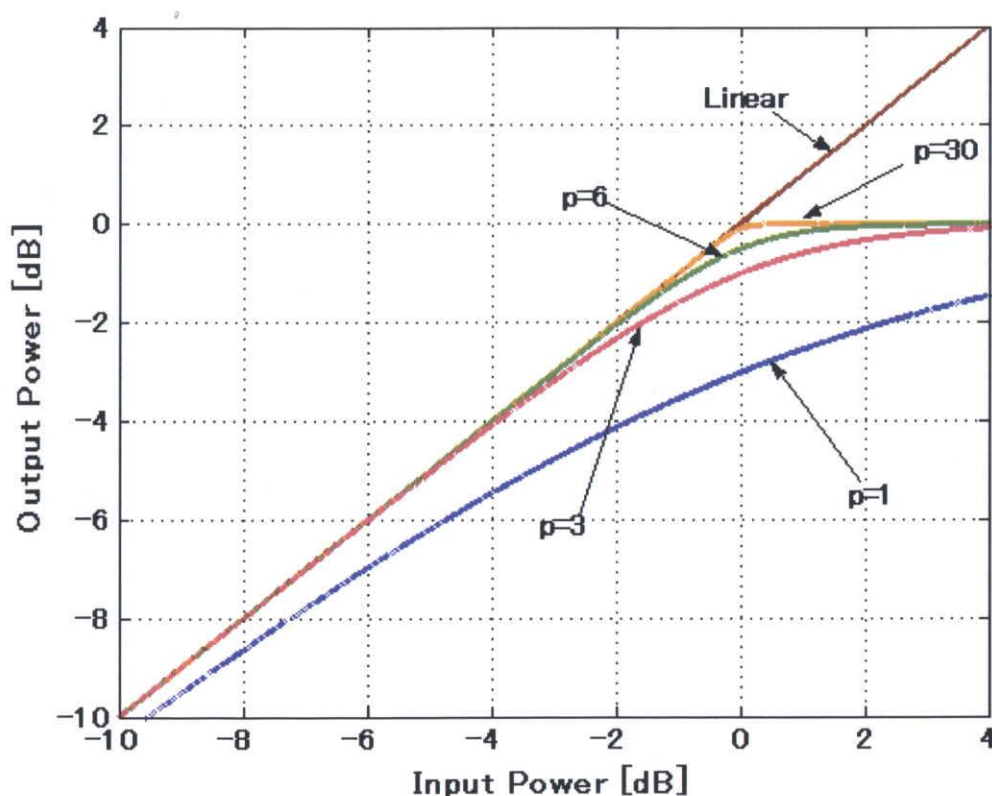


図 3.3 SSPA 増幅器の入出力特性

図 3.3 から,  $p$  の値を大きくした場合は線形状態となるが,  $p$  の値を小さくした場合は非線形領域が広くなり非線形が強くなっている。

次に増幅器の動作点を示す入力バックオフ (IBO : Input Back-Off) を変化させるときを考える。図 3.4 に IBO を 0, -5, -10, -20[dB] と変化させたときのスキューアードダイアグラムを示す。但し,  $p = 1$ , 変調方式は 16 値 QAM とする。

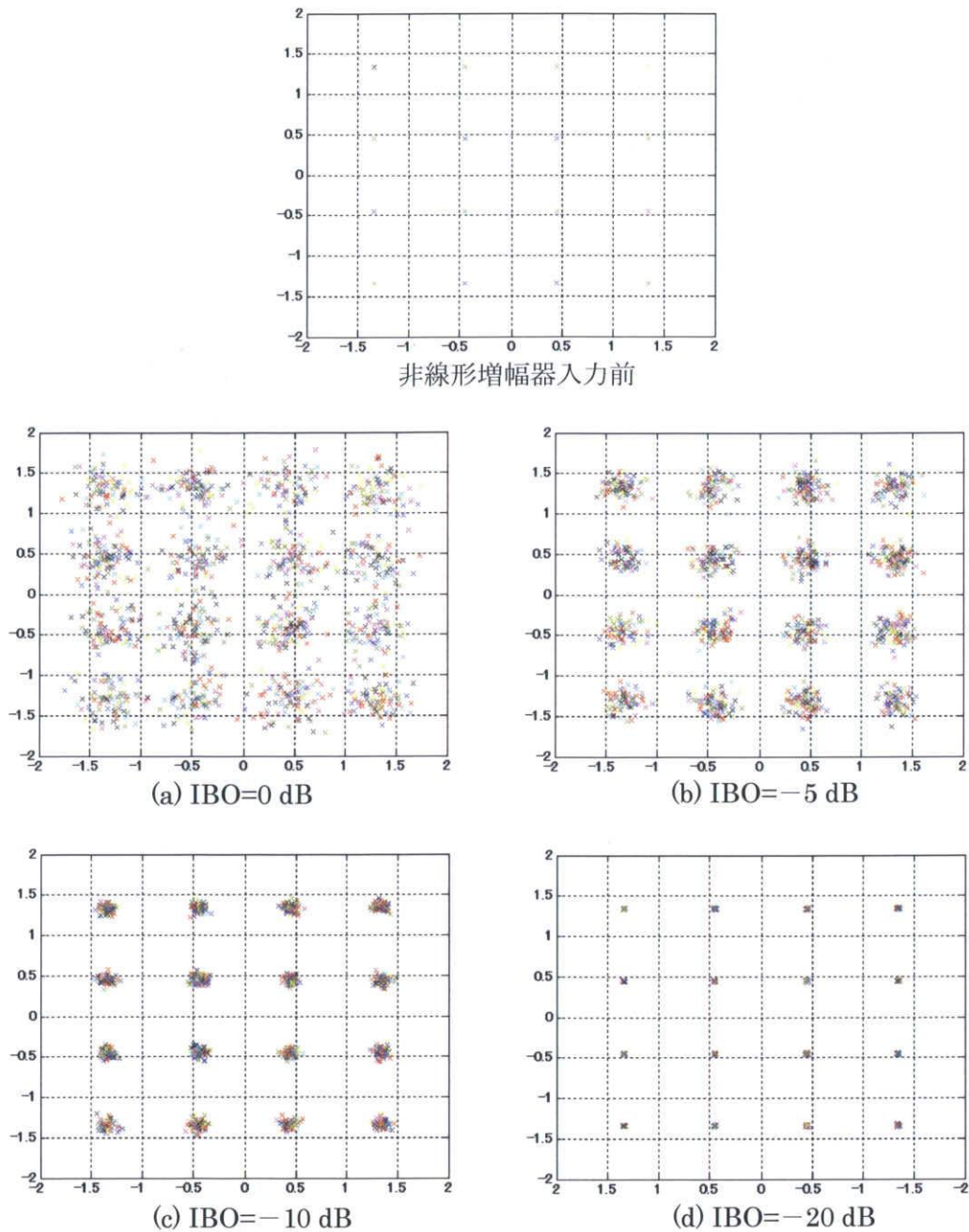


図 3.4 非線形増幅器の出力信号点配置

図 3.4 から、非線形増幅器に入力する前と比べて、IBO を小さくすると信号点が広がる。これは図 3.3 から分かるように入力電力が大きくなると非線形歪みの影響が大きくなるためである。逆に、IBO を大きくすると信号点の広がりがない。これは、線形状態に近づき非線形歪みの影響が小さいためである。また、図 3.5 にこのときの電力スペクトラム特性を示す。

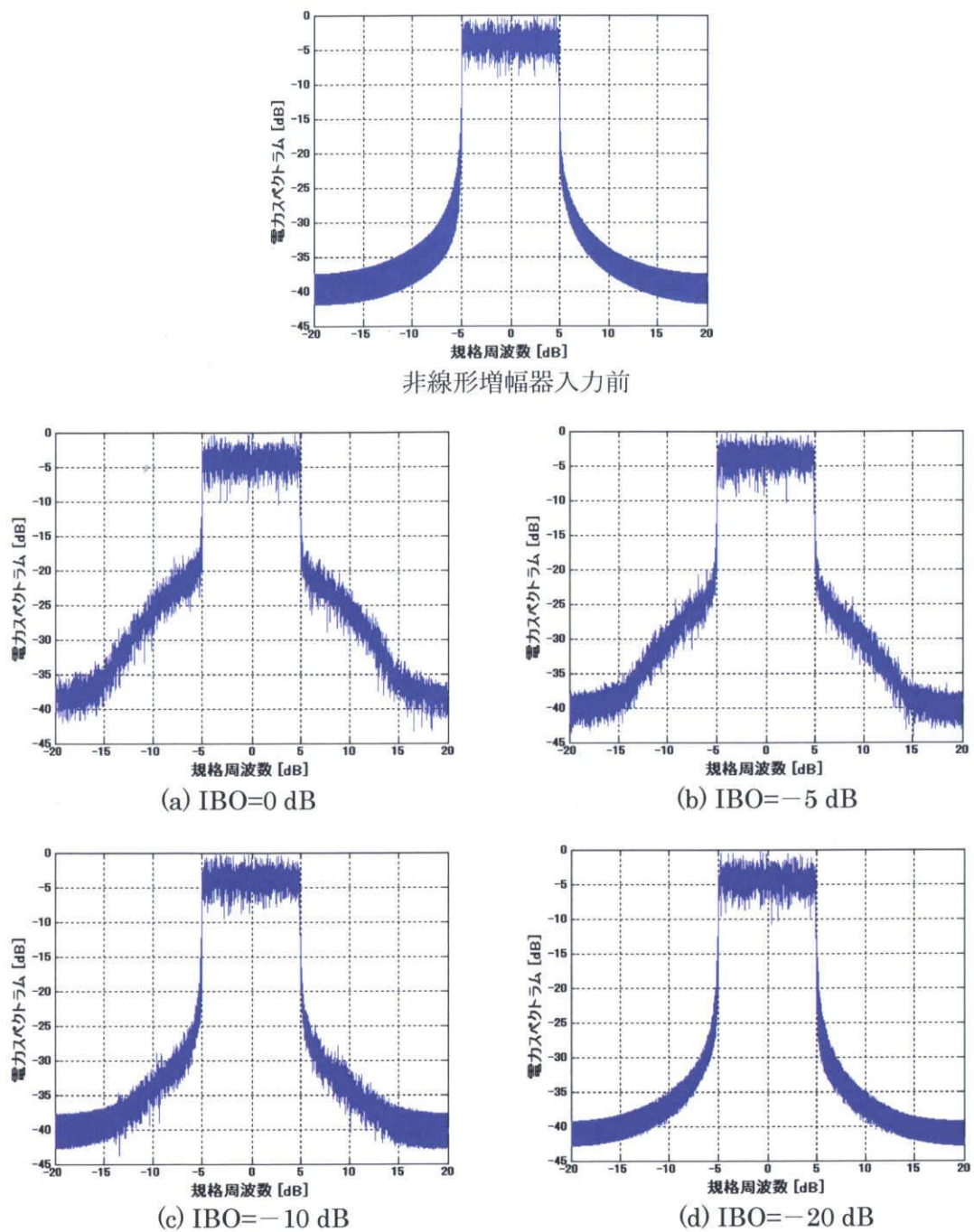


図 3.5 非線形増幅器後の電力スペクトラム

図 3.5 から分かるように、電力スペクトラム特性でも非線形歪みの影響を受けることにより、帯域外への広がりが発生する。これは隣接チャネル干渉の要因となる。非線形の強い IBO=0 [dB] の場合、帯域外への広がり大きい、IBO=-20 [dB] のような線形状態に近い場合、サイドローブの広がり殆どない。

一方、帯域内の非線形歪みは、受信側において誤り率（BER : Bit Error Rate）特性の劣化として表れる．図 3.6 に、IBO を 0, -5, -10, -20[dB]とした場合における C/N 比に対する BER 特性を示す．

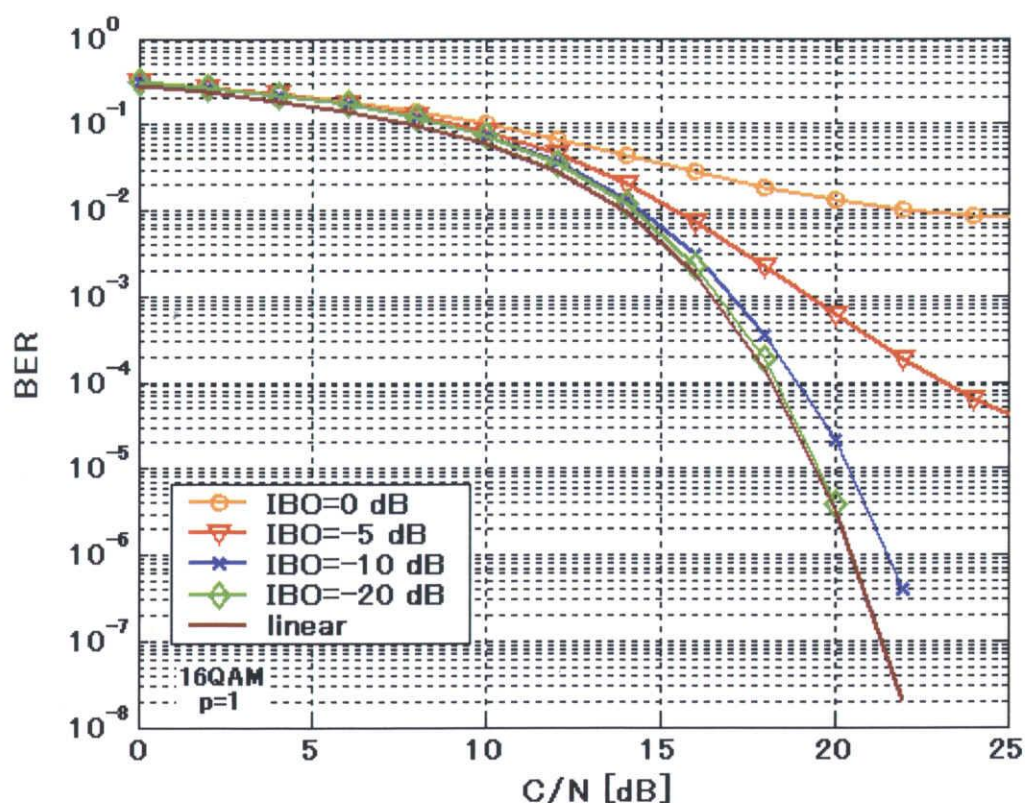


図 3.6 非線形増幅器通過後の誤り率特性

図 3.6 から、IBO を十分大きくとる場合は線形回線と同程度の特性が得られている．しかしながら、IBO を小さくとる程、非線形歪みの影響を大きく受け誤り率特性は劣化してしまう．

以上のように、非線形回線下における OFDM 通信方式では、電力増幅器で生じる非線形歪みの影響で伝送特性が劣化することが問題となっている．また、IBO を大きくとり線形領域で増幅器を動作させることで非線形歪みを避けることができる．しかし、この場合には IBO を大きくすることで送信電力が小さくなるため、非常に大きな電力増幅器を必要とし、装置規模、コスト、電力効率の点から望ましい解決策とは言い難い．特に、小型端末を利用する移動体通信システムや無線 LAN システムに適用する場合には大きな問題となる．

### 3.2 従来の非線形歪み補償方式

OFDM 通信方式の大きな課題である、非線形歪みによる特性劣化の改善方式として、多くの方式提案がなされている[15]-[25]。非線形歪みを補償する方式の一つとして、プレディストーション法を利用した LCP-OFDM 方式が提案されている。また、OFDM 信号の大きなピーク電力を低減する方式として、PRSA 方式が提案されている。本節では、これら従来の非線形歪み補償方式の原理と問題点について述べる。

#### 3.2.1 LCP-OFDM 方式

非線形増幅器の非線形補償法として、プレディストーション法が知られている[13][14]。プレディストーション法では、非線形増幅器に入力される前の信号に増幅器の入出力特性の逆特性を付加した後、非線形増幅器に入力することで生じる非線形歪みを事前に付加した逆特性で打ち消し、増幅器の非線形歪みを補償する方法である。このプレディストーション操作により、非線形増幅器の出力信号は、逆特性を付加する前の OFDM 信号を線形増幅した信号とみなせるため、非線形歪みを補償することができ、帯域外へ広がる電力スペクトラムを抑圧することができる。しかし、プレディストーション法で線形増幅できる信号電力の範囲は、増幅器の飽和電力以下であるため、増幅器の飽和電力より大きなピーク電力を持つ OFDM 信号は、プレディストーション法を用いても信号を線形増幅することはできない。

これを解決する方式として、LCP-OFDM (Linearized Constant Peak-power OFDM) 方式が提案されている。LCP-OFDM 方式では、プレディストーションを行う前に、信号振幅を線形縮小し、OFDM 信号のピーク電力を飽和電力以下に制限した後、プレディストーション法により線形増幅される。図 3.7 に送信機の構成図を示す。

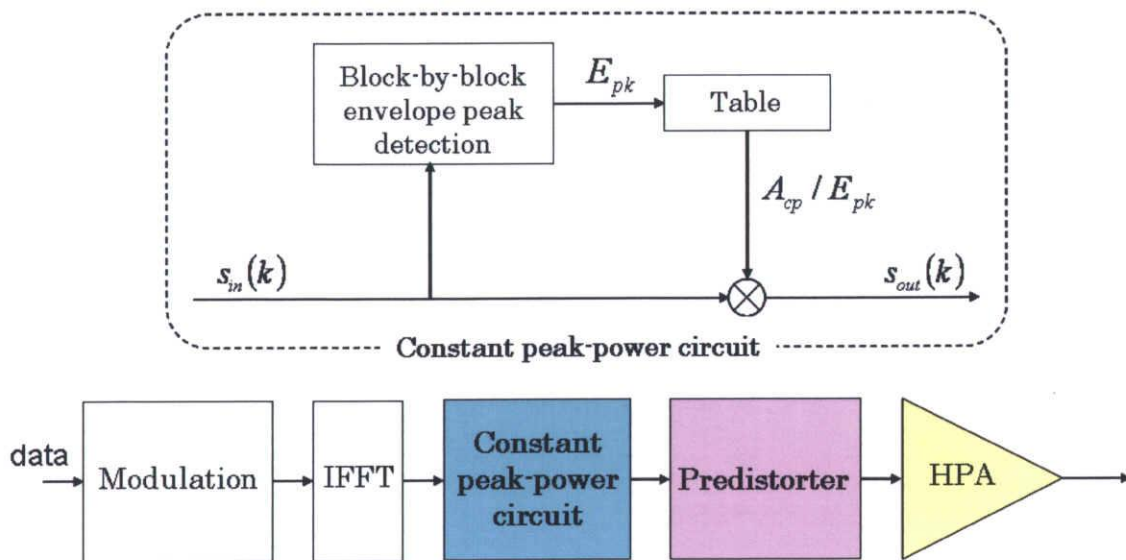


図 3.7 LCP-OFDM 方式の送信機構成

先ずピーク算出回路で、IFFT 後の OFDM 時間信号 1 シンボル内のピーク値  $E_{pk}$  を検出する．次に、同シンボル内の全サンプル点の振幅を線形縮小し、次式で表わされる出力信号  $s_{out}(k)$  を得る．

$$s_{out}(k) = s_{in}(k) \cdot A_{cp} / E_{pk} \quad (3.2)$$

ここで、 $A_{cp}$  は飽和電力を示す振幅値よりも小さな定数である．従って、 $s_{out}(k)$  は飽和電力以下の信号となるので、線形縮小回路の出力信号にプレディストーションを行った後、非線形増幅器に入力することで、線形増幅することができる．

LCP-OFDM 方式では、信号を線形増幅することができ、帯域外電力スペクトラムを抑えることができる．しかしながら、帯域外電力スペクトラムを発生させないように、ピークの大きい OFDM 信号を増幅器の飽和電力以下の小さな電力に制限するため、送信信号電力が小さくなることから雑音に弱くなるという欠点を持つ．

### 3.2.2 PRSA 方式

OFDM 信号のピーク電力を低減する方法として、送信側で PAPR 特性を軽減することを目的とした部分系列伝送方式 (PTS) や選択マッピング方式 (SLM) が提案されている．これらの方式では、正しく復調できるように位相重みを受信側へ知らせるサイド情報が必要という問題があった．そこで、サイド情報を必要としない方式として PRSA (Peak Reduction Signal Addition) 方式が提案されている．図 3.8 に PRSA 方式の送信機構成を示す．

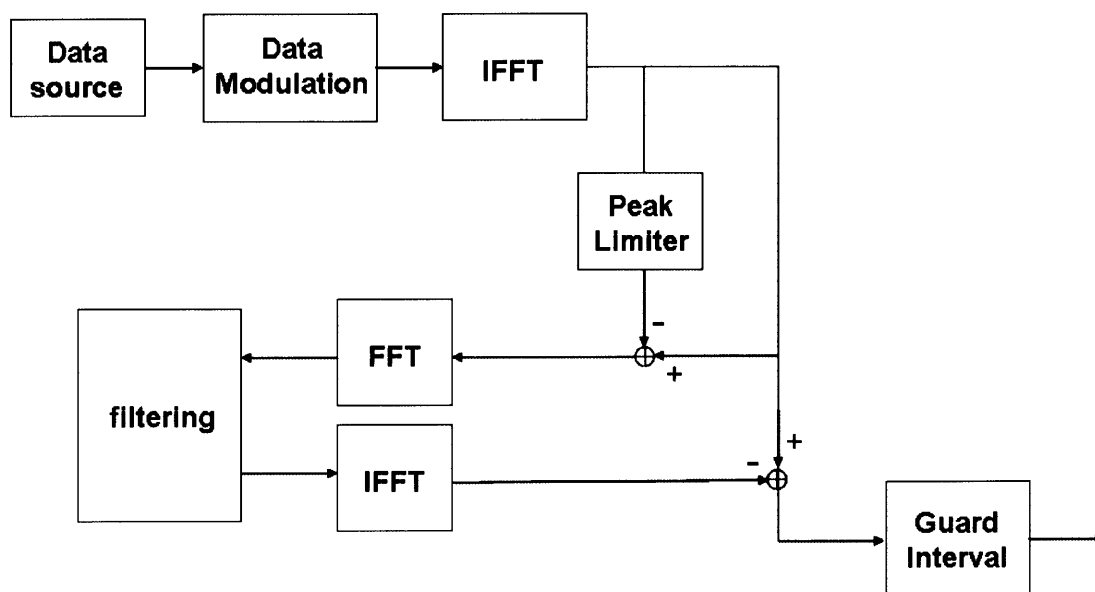


図 3.8 PRSA 方式の送信機構成

先ず、IFFT で変調した信号にピークリミッタを適用し、信号の瞬時電力が一定以上となる部分を取り除いた信号を作成する．次に、ピークリミッタ後の信号と元の信号の差信号を取り出す．こ

の差信号を FFT で周波数軸上に変換し、フィルタリングを行うことで、OFDM の帯域内の信号のみを取り出し、帯域外の信号を取り除く。帯域外を除去した信号を IFFT で再び時間軸上に変換し、ピーク制御信号として送信信号に加算する。数式で表わすと次のようになる。

フィルタリングにより帯域内に影響する信号のみを取り出し、ピーク制御信号  $\Delta S(t)$  とする。

$$\Delta S(t) = -\sum_{m=1}^M U_m(t) \exp(j\omega_c t) \quad (3.3)$$

ここで、 $U_m(t)$  は  $m$  番目のサブキャリアの帯域内信号である。

元の送信信号にピーク制御信号を加算することで、ピーク低減信号  $S_t(t)$  が得られる。

$$S_t(t) = S_p(t) + \Delta S(t) \quad (3.4)$$

$$S_t(t) = \sum_{m=1}^M \tilde{S}_m(t) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \tilde{S}_m(t) &= S_m(t) - U_m(t) \exp(j\omega_c t) \\ &= [b_m(t) - U_m(t)] \cdot \exp(j\omega_c t) \\ &= d_m(t) \cdot \exp(j\omega_c t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

ここで、 $S_p(t)$  は元の送信信号、 $\tilde{S}_m(t)$  は  $m$  番目のピーク低減信号、 $S_m(t)$  は  $m$  番目の元の送信信号、 $b_m(t)$  は  $m$  番目の帯域内信号、 $d_m(t)$  は  $m$  番目のピーク低減信号の帯域内信号である。

このような操作によって、帯域内のピーク点を低減することが可能となる。PRSA 方式では、帯域外電力スペクトラムの抑圧を可能としたが、信号成分を切り取るという点で誤り率特性の劣化が生じると考えられる。

## 第4章 非線形歪み補償方式の提案

第3章で述べた従来の非線形歪み補償方式の問題点を解決するため、本章では、非線形回線下において、誤り率特性の劣化と帯域外スペクトラムの拡大といった特性劣化の改善を目的とし、非線形歪みを補償する方式を提案する。提案方式は、送信側で非線形歪みを補償する方式である。以下、提案する非線形歪み補償方式について説明する。また、提案方式の有効性を実証するために、計算機シミュレーションにより特性評価を行う。

### 4.1 提案する非線形歪み補償方式の原理

提案方式では、OFDM 信号が送信側の非線形増幅器に入力する前に、デジタル信号処理により、希望送信信号から歪み信号を差し引いた信号を再度増幅器に入力する操作を繰り返し行うことで、非線形歪みを補償していく。図 4.1 に提案方式の送信機構成を示す。変調された周波数軸の信号は IFFT により時間軸信号に変換された後、GI が付加される。その後、非線形増幅器に入力する前に提案する非線形歪み補償操作を行う。

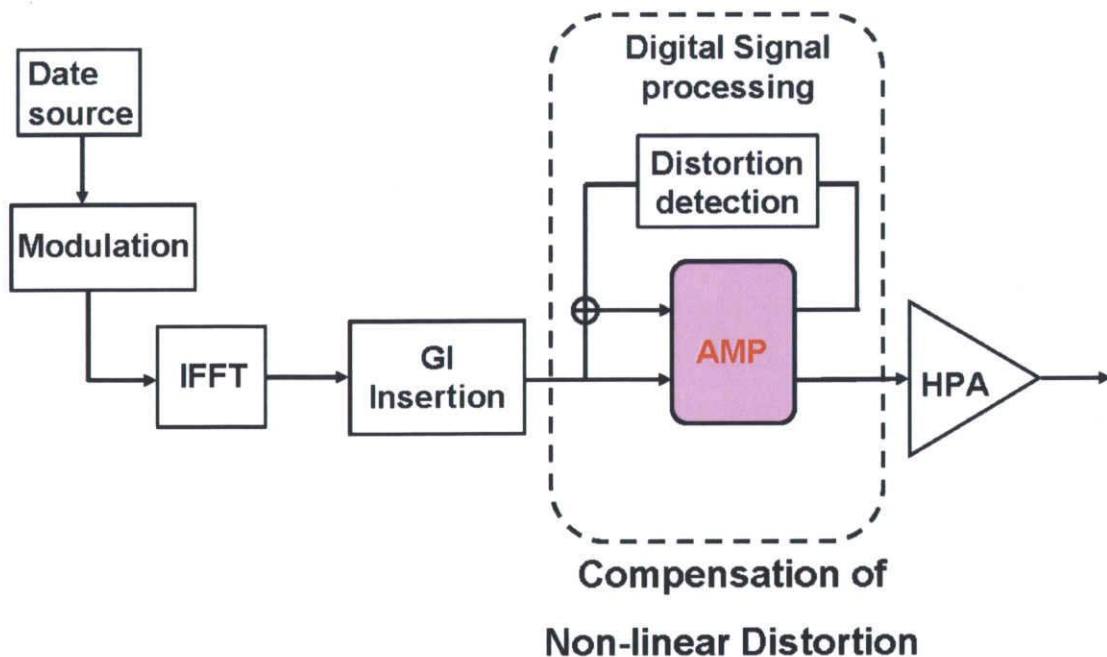


図 4.1 提案方式の送信機構成

図 4.2 に提案方式における非線形歪み補償の原理を示す。送信側において、非線形増幅器の入出力特性は事前に測定することにより既知とする。以下の全ての非線形歪み補償操作はデジタル信号処理を想定する。

先ず,  $x_k^{(1)}$  を希望送信信号とすると, 非線形増幅器の出力信号  $y_k^{(1)}$  は次式のように, 入力した希望信号とそれに対する非線形歪み信号の線形和で表されると仮定する.

$$y_k^{(1)} = x_k^{(1)} + \varepsilon_k^{(1)} \quad (4.1)$$

ここで,  $\varepsilon_k^{(1)}$  は非線形歪み信号を示す. 式(4.1)より非線形歪み信号は次式のように表される.

$$\varepsilon_k^{(1)} = y_k^{(1)} - x_k^{(1)} \quad (4.2)$$

次に, この非線形歪み信号を希望信号から差し引いた信号を非線形増幅器への2回目の入力信号として次式で与える.

$$x_k^{(2)} = x_k^{(1)} - \varepsilon_k^{(1)} \quad (4.3)$$

この信号を入力することで得られる2回目の出力信号  $y_k^{(2)}$  は, 式(4.1)と同様の仮定をすると次式のように表される.

$$\begin{aligned} y_k^{(2)} &= (x_k^{(1)} + \varepsilon_k^{(1)}) - (\varepsilon_k^{(1)} + \varepsilon_k^{(2)}) \\ &= x_k^{(1)} - \varepsilon_k^{(2)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

ここで,  $\varepsilon_k^{(2)}$  は  $\varepsilon_k^{(1)}$  に対する非線形歪み信号であり,  $\varepsilon_k^{(1)} > \varepsilon_k^{(2)}$  の関係が成立すると考えることができる. つまり, 2回目の出力信号は1回目の出力信号より非線形歪み信号は小さくなり, 希望信号に近似することができる.

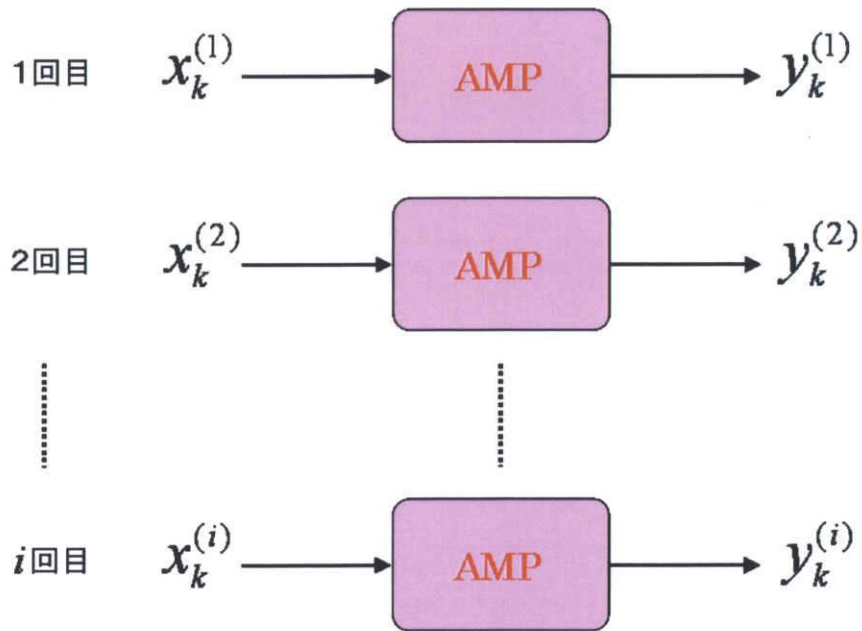


図 4.2 提案する非線形歪み補償の原理

この操作を複数回繰り返し歪み信号を小さくする．一般に， $i$ 回目の繰り返しにおける，非線形増幅器への入力信号  $x_k^{(i)}$ ，出力信号  $y_k^{(i)}$ ，歪み信号  $\varepsilon_k^{(i)}$  はそれぞれ次式のように表される．

$$x_k^{(i)} = x_k^{(i-1)} + \varepsilon_k^{(i-1)} \cdot (-1)^{i+1} \quad (4.5)$$

$$y_k^{(i)} = x_k^{(i)} + \varepsilon_k^{(i)} \cdot (-1)^{i+1} \quad (4.6)$$

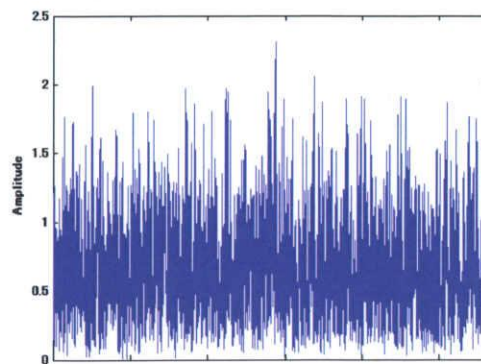
$$\varepsilon_k^{(i)} = \{y_k^{(i)} - x_k^{(i)}\} \times (-1)^{i+1} \quad (4.7)$$

複数回繰り返すことによって，非線形歪み信号を小さくすることができ，出力信号は希望信号により近似した信号となる．これらの複数回繰り返す操作を行った後，式(4.5)で得られた信号を実際の非線形増幅器の入力信号として入力することにより，非線形歪みを補償可能となる．

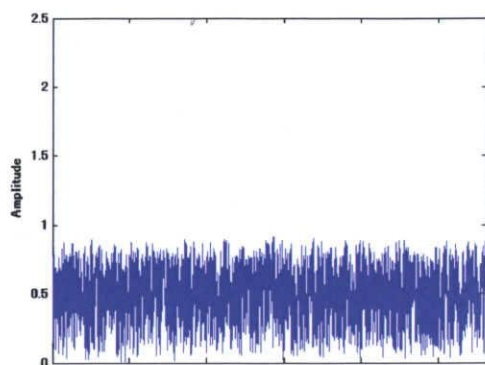
#### 4. 2 提案方式の非線形歪み補償効果

前節で述べた提案方式の非線形歪み補償効果を時間軸信号で見ていく．図 4.3 に，送信側における増幅器の入出力での平均電力レベルを等しくした場合，補償前後における非線形増幅器出力での時間軸信号電力を示す．但し，変調方式は 16 値 QAM，非線形増幅器は  $p = 1$  の SSPA とし， $\text{IBO} = -2$  [dB] とする．また，補償操作の繰り返し回数は 1 回，5 回，10 回の場合を比較する．

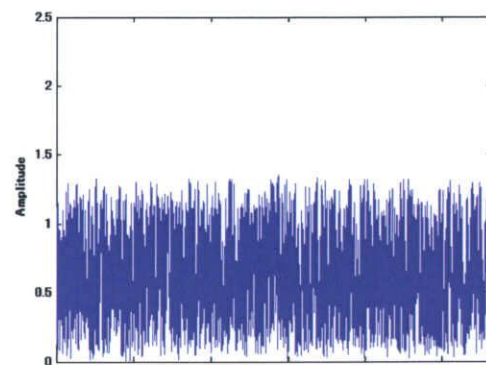
図 4.3 より，非線形増幅器に入力することで図 4.4 (a) のように時間軸信号が歪むが，補償操作を繰り返すことで入力前の信号に近い信号が得られることが分かる．これは繰り返し回数を増やすことで非線形増幅器に入力する前の希望信号に近似した信号としていき，提案方式が非線形歪みを補償することができていると言える．



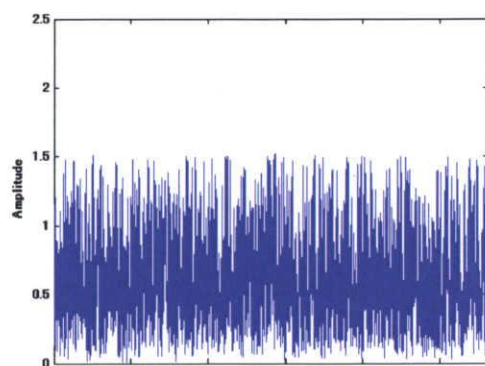
非線形増幅器入力前



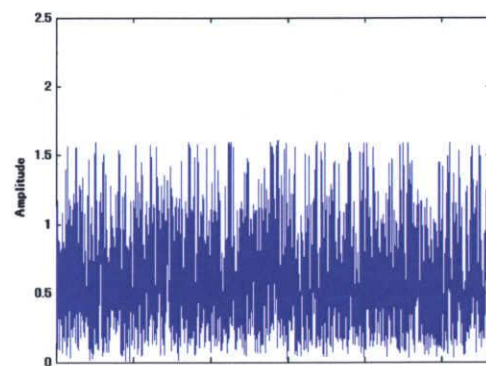
(a) 補償前



(b) 1 回繰り返し



(c) 5 回繰り返し



(d) 10 回繰り返し

図 4.3 補償後の増幅器通過後における時間軸信号電力

提案する非線形歪み補償操作の補償効果を見るため、送信側において、増幅器の入出力での電力レベルを等しくした場合の補償前後でのスキュータードダイアグラムを図 4.4 示す。但し、変調方式は 16 値 QAM、非線形増幅器は  $p=1$  の SSPA とし、 $\text{IBO}=0$  [dB]とする。また、補償操作の繰り返し回数は 1 回、5 回、10 回の場合を比較する。

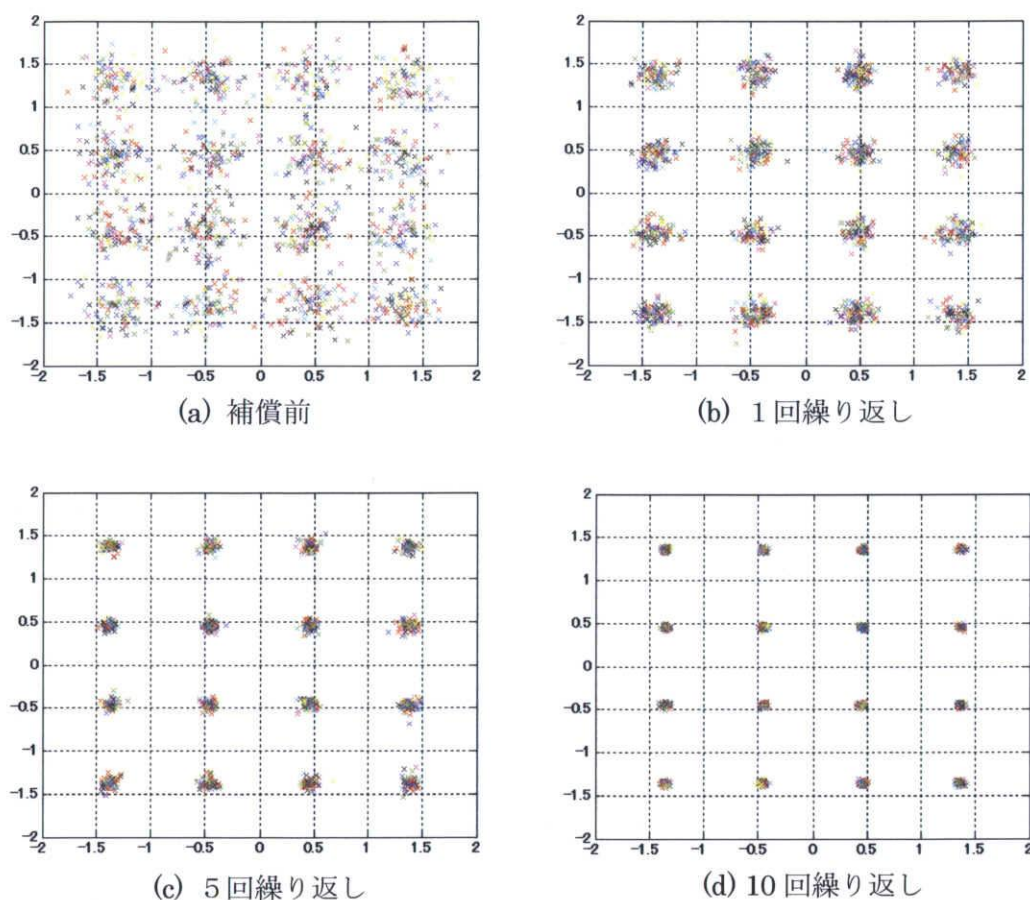


図 4.4 提案する非線形歪み補償後のスキュータードダイアグラム

図 4.4 より、補償操作を行うことで、非線形歪みによる信号点の広がりが小さくなっていることが分かる。また、補償回数を増やすことで、非線形歪みの影響をいかに小さくすることができる。

## 4. 3 計算機シミュレーションによる特性評価

### 4.3.1 システム構成とシミュレーション諸元

本節では，計算機シミュレーションにおいて用いるシステム構成とシミュレーション諸元について述べる．

図 4.5 に提案方式のシステム構成を示す．送信側の非線形増幅器入力前において，提案する非線形歪み補償操作をデジタル信号処理で行う．その後，実際の非線形増幅器に入力され，非線形歪みが補償された出力が送信される．AWGN 環境の伝送路を通過し，受信側では GI を除去した後，周波数軸に変換し復調されたデータを得る．

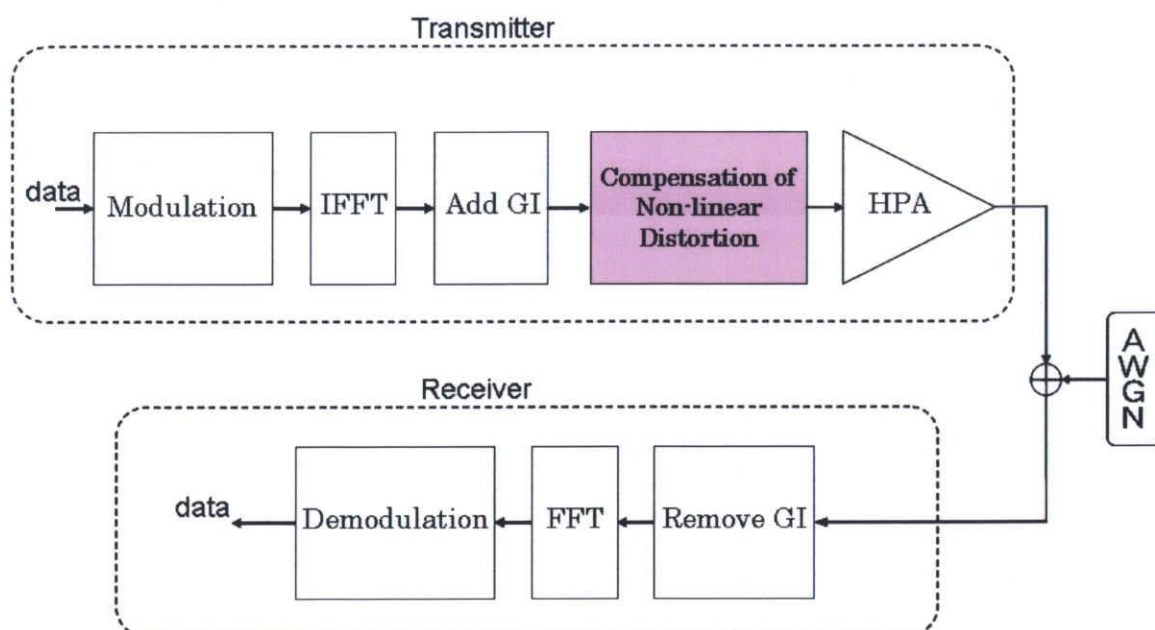


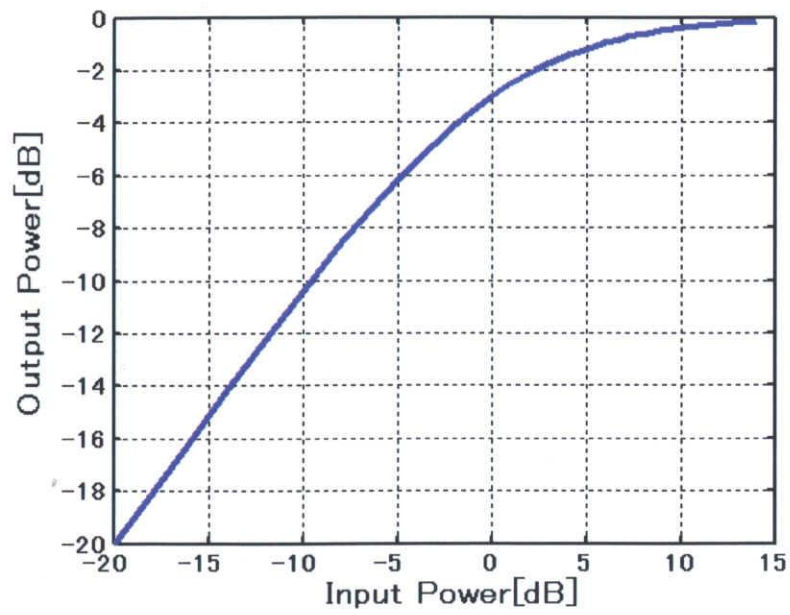
図 4.5 提案システムの構成

表 4.1 にシミュレーション諸元を示す.

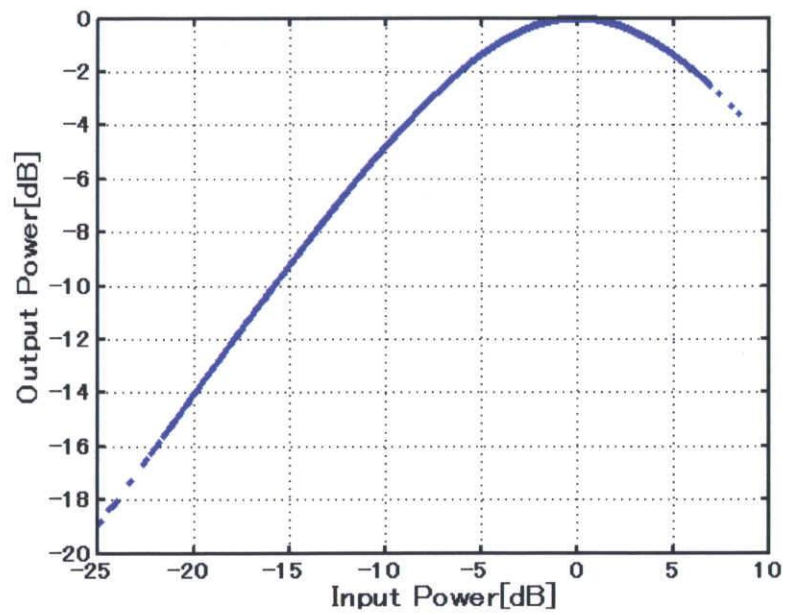
表 4.1 計算機シミュレーション諸元

Modulation method	16QAM, 64QAM
Number of FFT points	512
Number of subcarriers	128
Symbol duration	12.8 [ $\mu$ s]
Guard interval	1.2 [ $\mu$ s]
OFDM bandwidth	10 [MHz]
Model of non-linear amplifier	SSPA, TWTA
Non-linear parameter	p=1
Channel model	AWGN

変調方式は 16 値 QAM, 64 値 QAM とし, 伝播路のチャネルモデルとしては AWGN (Additive White Gaussian Noise) 環境を想定した. また, 非線形増幅器のモデルとしては, 図 4.4 に示すような入出力特性を有する SSPA, TWTA を想定した.



(a) SSPA

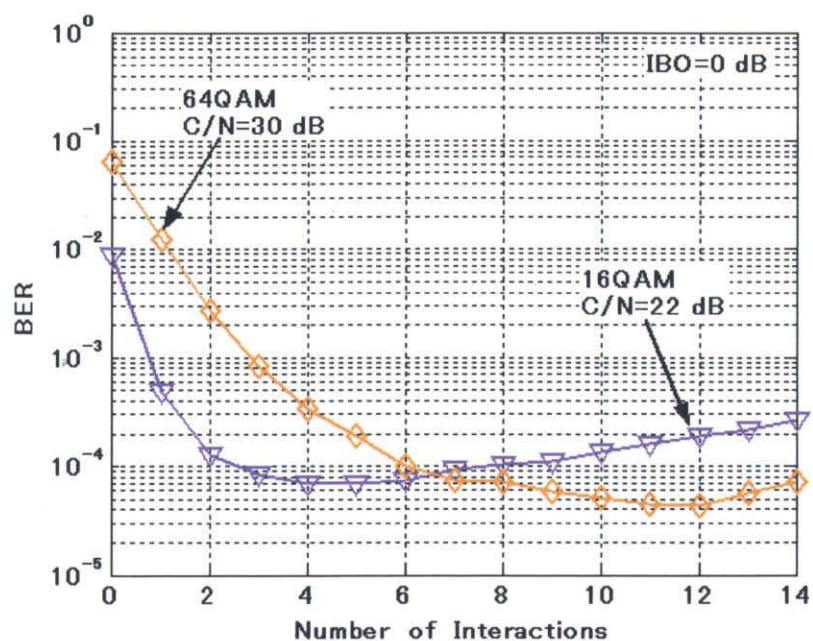


(b) TWTA

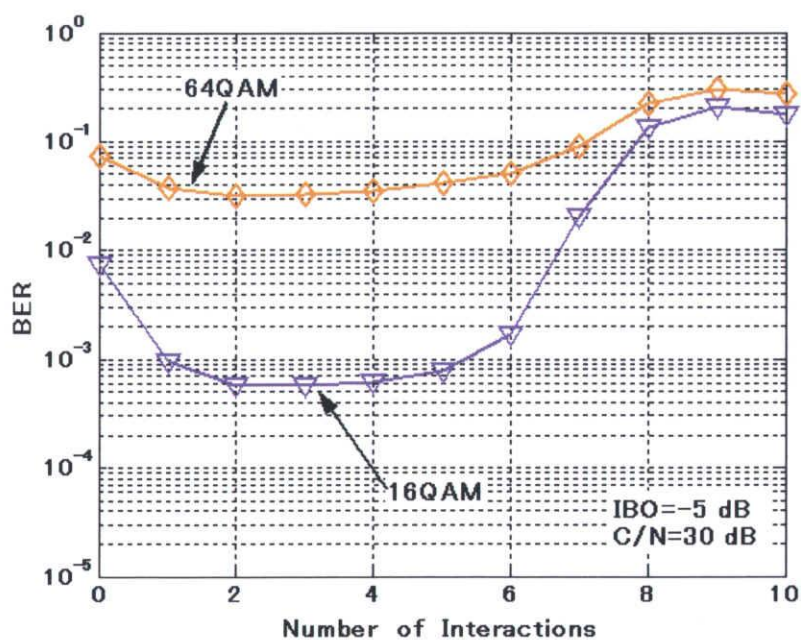
図 4.4 非線形増幅器モデルの入出力特性

### 4.3.2 補償繰り返し回数に対する BER 特性

提案方式において、最適な補償繰り返し回数を調べるため、増幅器の入力バックオフと C/N 比を一定値とし、補償繰り返し回数を変化させたときの誤り率特性を図 4.6 に示す。



(a) SSPA



(b) TWTA

図 4.6 補償繰り返し回数 対 BER 特性

図 4.6 より，数回繰り返せば，BER 特性は良くなっていることが分かる．しかし，更に繰り返し回数を増やすと，BER 特性は逆に悪くなっている．この原因について検討するために，一例として，16 値 QAM の SSPA の場合のスキタードダイアグラムを図 4.7 に示す．また，増幅器通過後の電力を図 4.8 に示す．

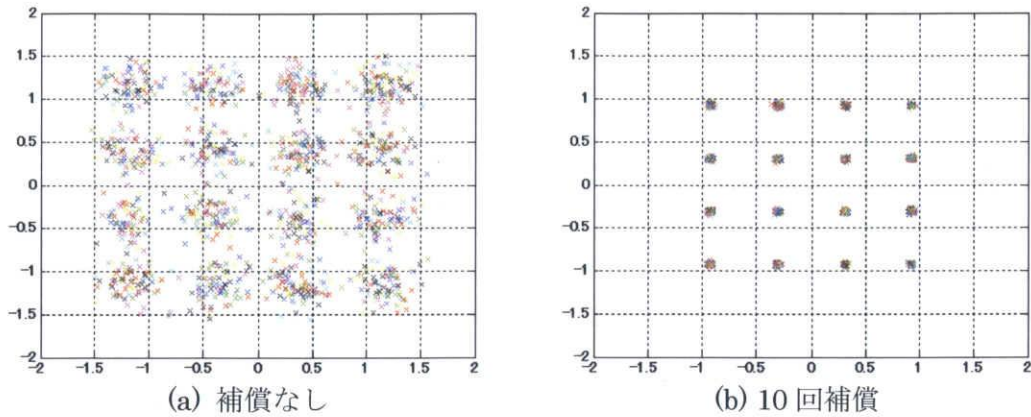


図 4.7 増幅器通過後のスキタードダイアグラム

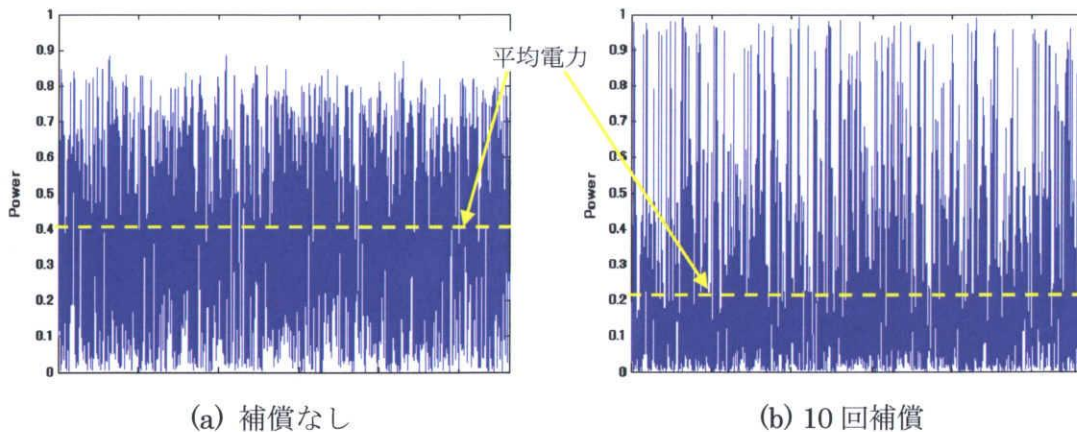


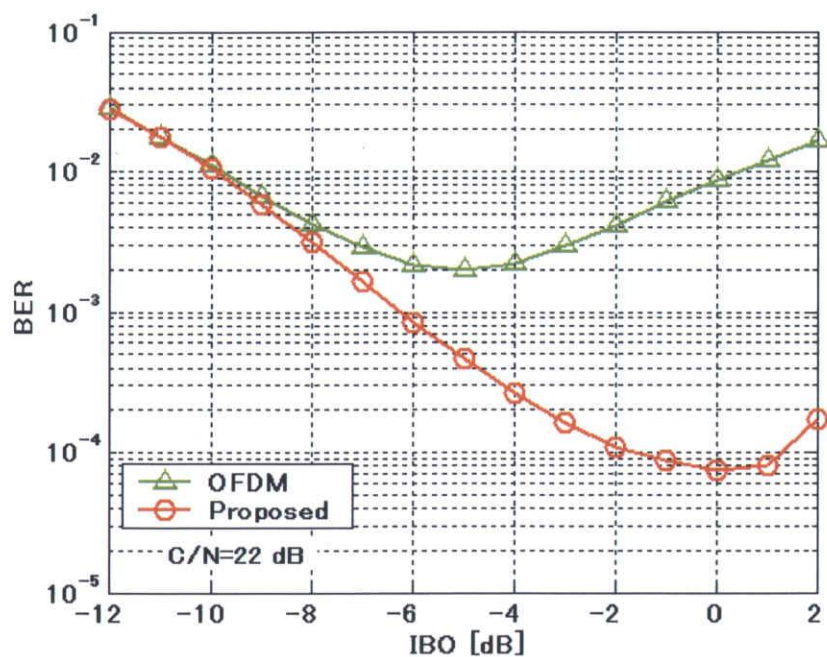
図 4.8 増幅器通過後の出力電力

図 4.7 から，補償操作を行うことで信号点の広がり小さくなっているが，信号間隔が狭くなっていることが分かる．これは，信号電力が小さくなったため，信号振幅が小さくなったと考えられる．図 4.8 から，補償を行うことで，増幅器出力において電力レベルが下がっていることが分かる．これらのことから，提案方式は補償繰り返し回数を増やすことで，非線形歪みを補償できるが，送信電力の低下により雑音に弱くなると言える．

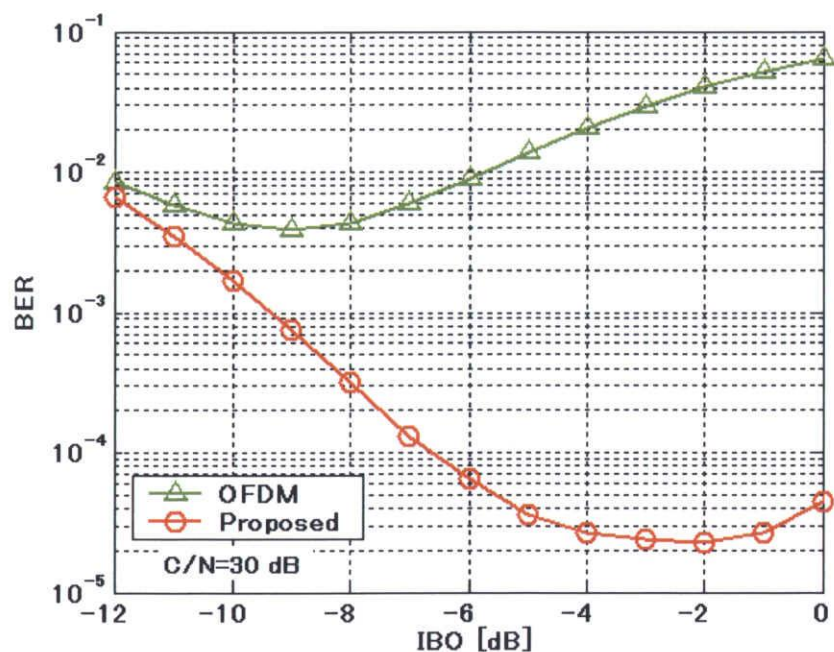
図 4.6 から，最も優れた BER 特性が得られたのは，SSPA の場合 16 値 QAM のときは 5 回，64 値 QAM のときは 12 回であることが分かる．同様に，TWTA の場合は 16 値 QAM のときは 3 回，64 値 QAM のときは 2 回であることが分かる．したがって，以降の特性評価では，提案方式の補償繰り返し回数はそれぞれこれらの回数とする．

### 4.3.3 非線形増幅器の入力バックオフに対する BER 特性

本節では、非線形増幅器の入力バックオフ (IBO) と BER 特性との関係を考察する。C/N 比を一定値とし、提案方式、及び従来の OFDM 方式における、IBO を変化させたときの BER 特性を図 4.9, 図 4.10 に示す。

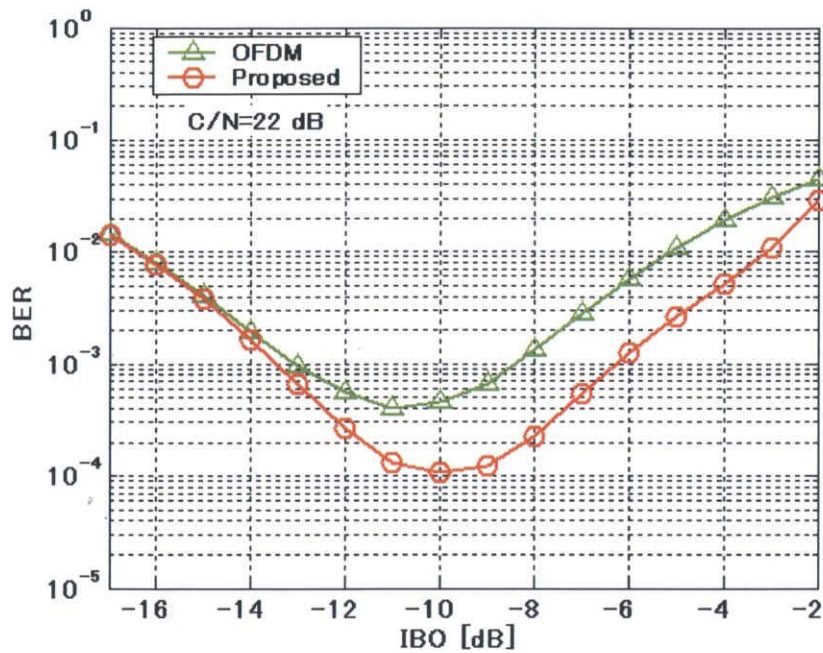


(a) 16 値 QAM

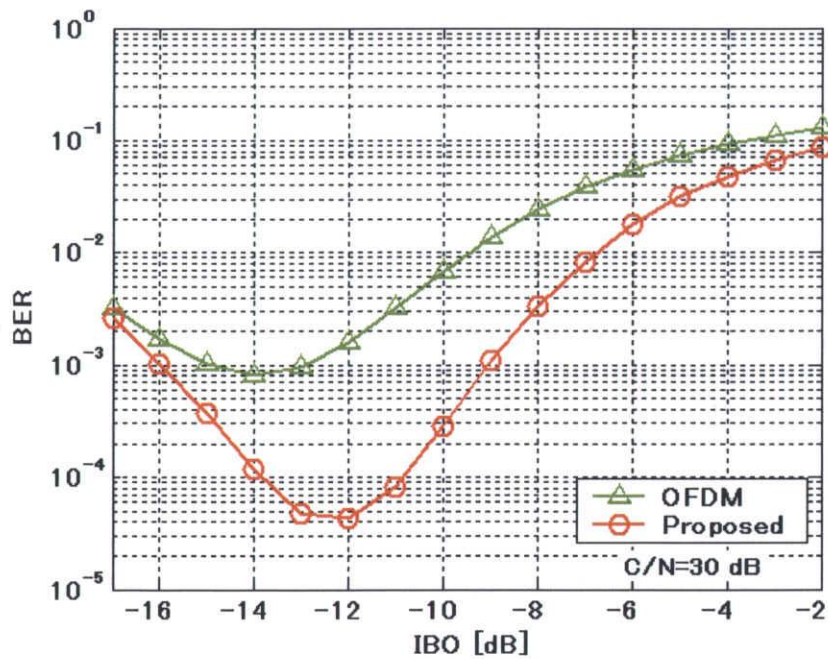


(b) 64 値 QAM

図 4.9 IBO 対 BER 特性 (SSPA)



(a) 16 値 QAM



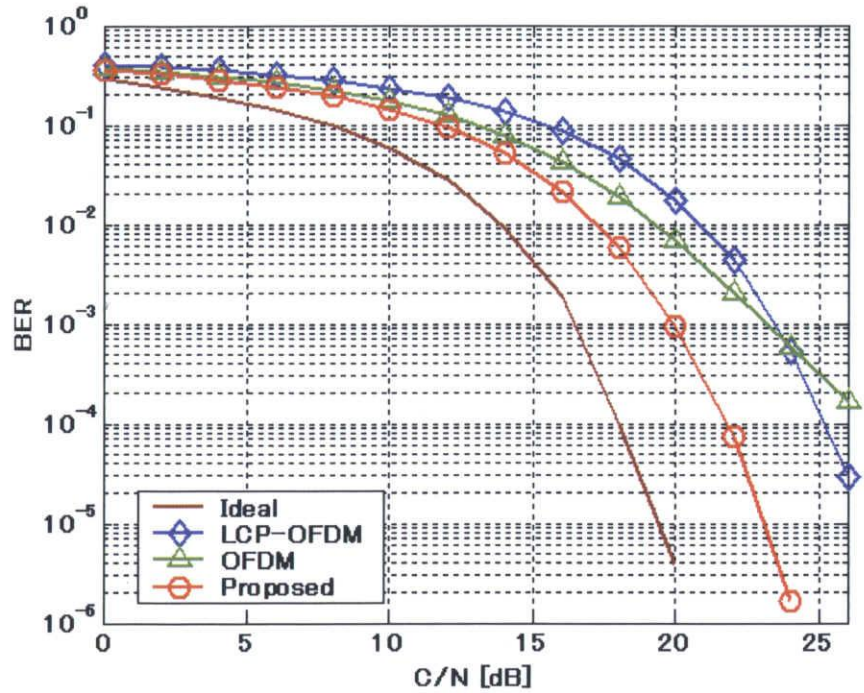
(b) 64 値 QAM

図 4.10 IBO 対 BER 特性 (TWTA)

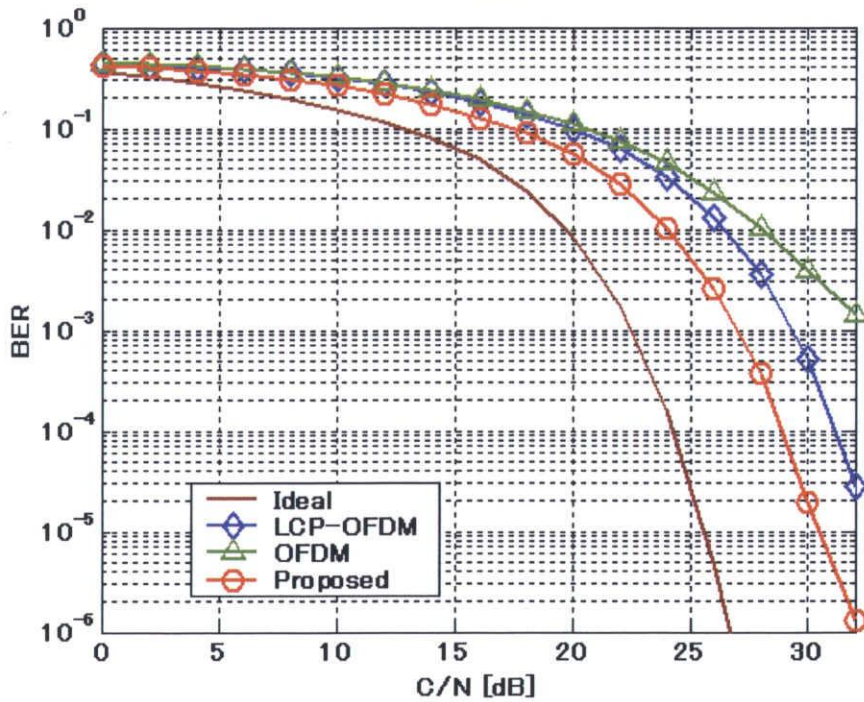
図 4.9 より、最も優れた BER 特性が得られたのは、SSPA における 16 値 QAM の場合では、従来の OFDM 方式は  $\text{IBO} = -5[\text{dB}]$ 、提案方式は  $\text{IBO} = 0[\text{dB}]$  のときであることが分かる。同様に、各場合における最適な IBO が図 4.9、図 4.10 から求められる。ここで、提案方式は最適な IBO を従来の OFDM 方式ほど大きくとる必要がなく、電力効率の点でも優れていることが分かる。

#### 4.3.4 C/N 比に対する BER 特性

前節で求めた最適な IBO を用いて、C/N 比に対する BER 特性を図 4.11 に示す。また、比較のために既存の非線形歪み補償方式である LCP-OFDM 方式の特性と理想的な線形回線下の特性も併せて示す。

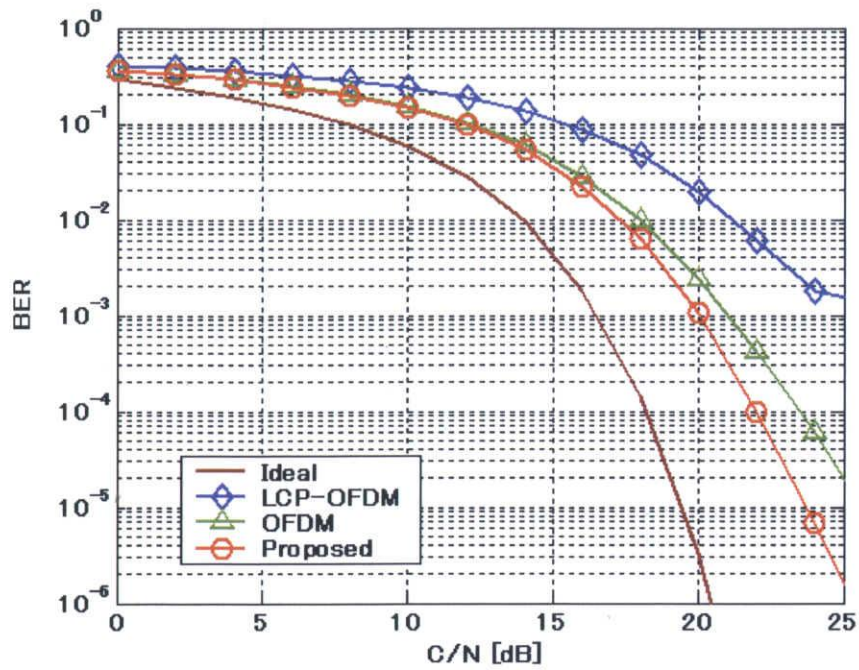


(a) 16 値 QAM

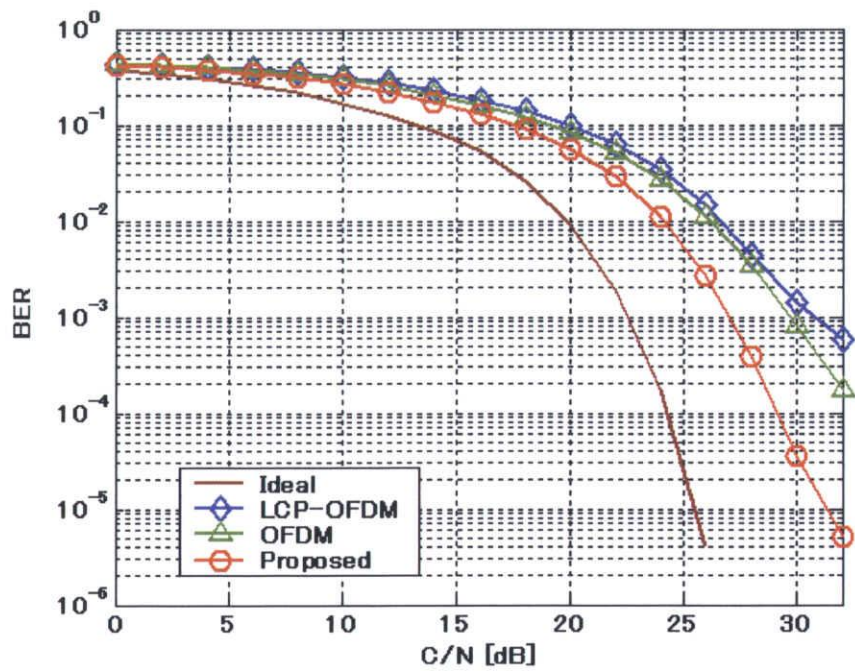


(b) 64 値 QAM

図 4.11 C/N 比 対 BER 特性 (SSPA)



(a) 16 値 QAM



(b) 64 値 QAM

図 4.12 C/N 比 対 BER 特性 (TWTA)

図 4.11, 図 4.12 から, それぞれの場合において, 提案方式は従来の OFDM 方式と比較して, 優れた BER 特性が得られることが分かる. これは非線形歪みの影響による BER 特性の劣化を改善することができたと言える. また, 既存の非線形歪み補償方式である LCP-OFDM 方式と比較しても, 提案方式は優れた BER 特性であることが分かる.

### 4.3.5 電力スペクトラム特性

前節で行った最適な IBO を用いて BER 特性を改善可能としたときの電力スペクトラム特性を図 4.13, 図 4.14 に示す。但し, 帯域外への広がりを見るために, 非線形増幅器に入力する前にバンドパスフィルタを用いている。また, 比較のために LCP-OFDM 方式の特性も併せて示す。

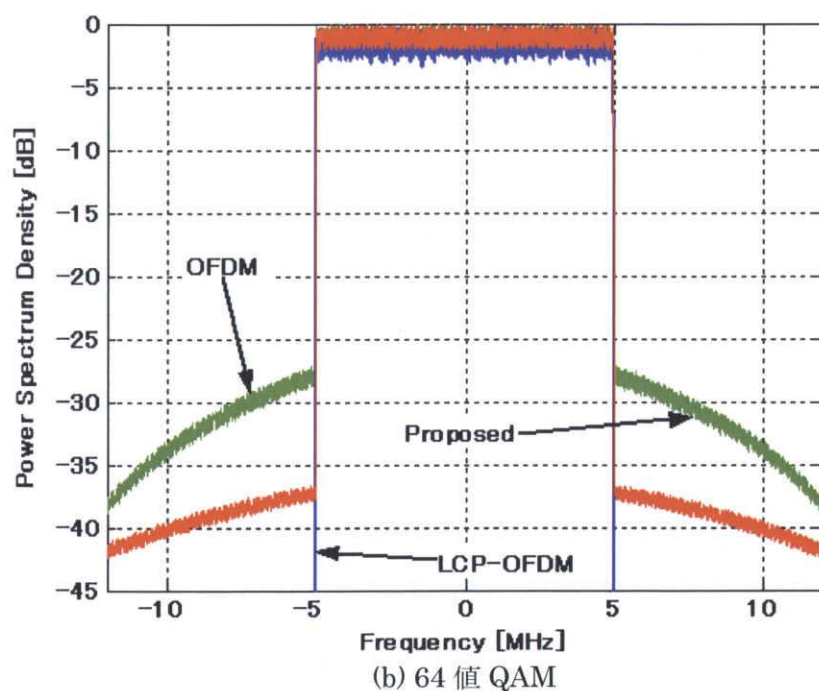
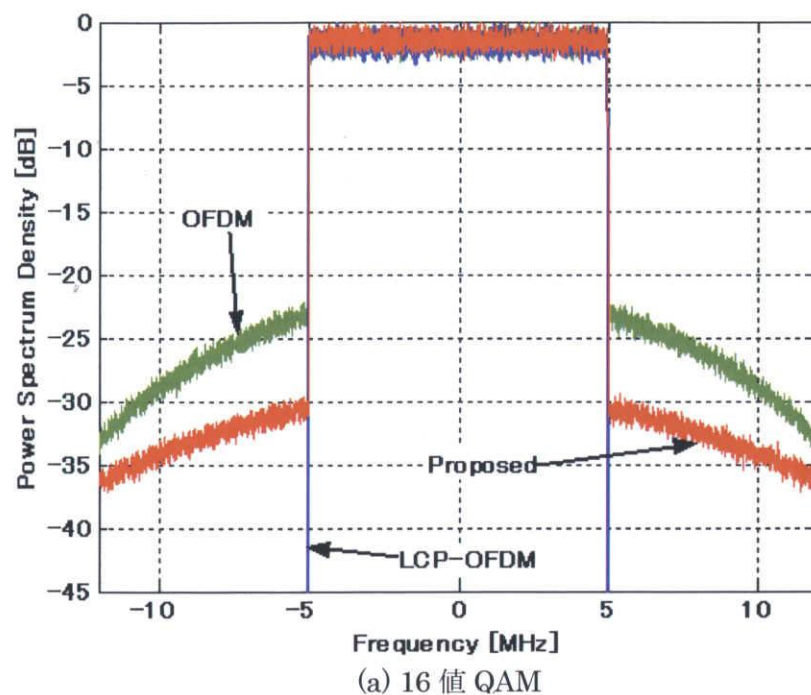


図 4.13 電力スペクトラム特性 (SSPA)

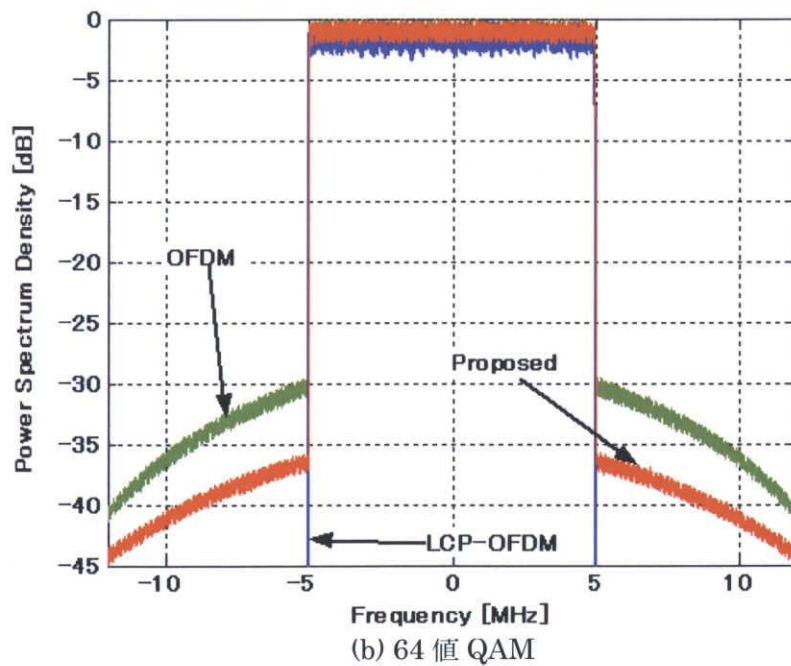
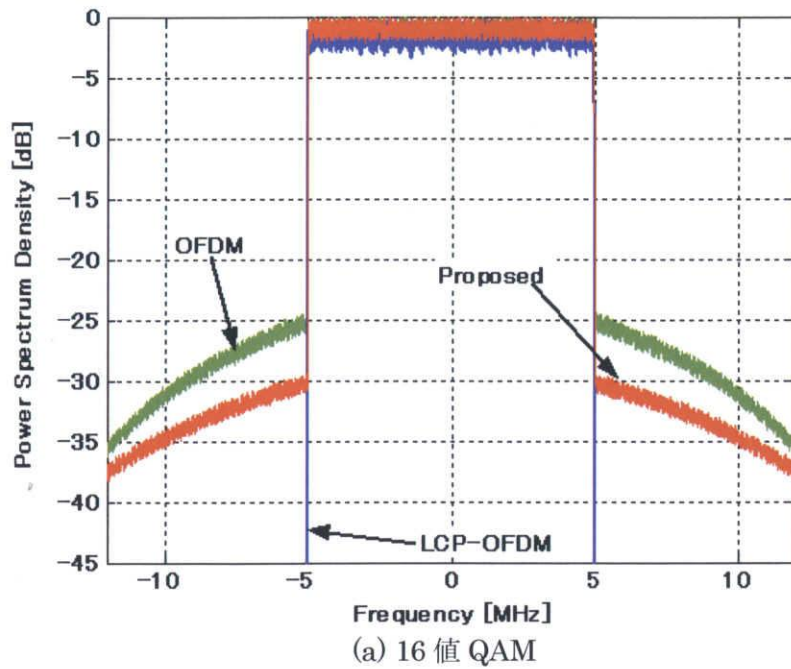


図 4.14 電力スペクトラム特性 (TWTA)

図 4.13, 図 4.14 から, それぞれの場合において, 提案方式は従来の OFDM 方式と比べて 5~8[dB] 程度の帯域外電力スペクトラムを抑制できていることが分かる. これは提案方式によって, 非線形歪みが補償され, 歪みの影響で帯域外に広がっていたスペクトラムを抑制したためだと考えられる. また, LCP-OFDM 方式では帯域外電力スペクトラムが発生しないように電力を縮小しているため帯域外への広がりはない.

## 第5章 ピーク電力低減法を併用した方式の提案

第4章で提案した非線形歪み補償方式では、電力スペクトラム特性の帯域外電力スペクトラムの改善効果は小さかった。本章では、従来のピーク電力低減方式である PRSA 方式と併用する方式を提案し、更なる電力スペクトラム特性の改善を目指す。

### 5.1 PRSA 方式を併用した方式

第4章での提案方式において帯域外電力スペクトラムに対する更なる改善を得るために、3.2.2 節で説明した既存のピーク電力低減法である PRSA 方式を併用することを考える。図 5.1 に提案する PRSA 方式を併用したときの送信側の構成を示す。

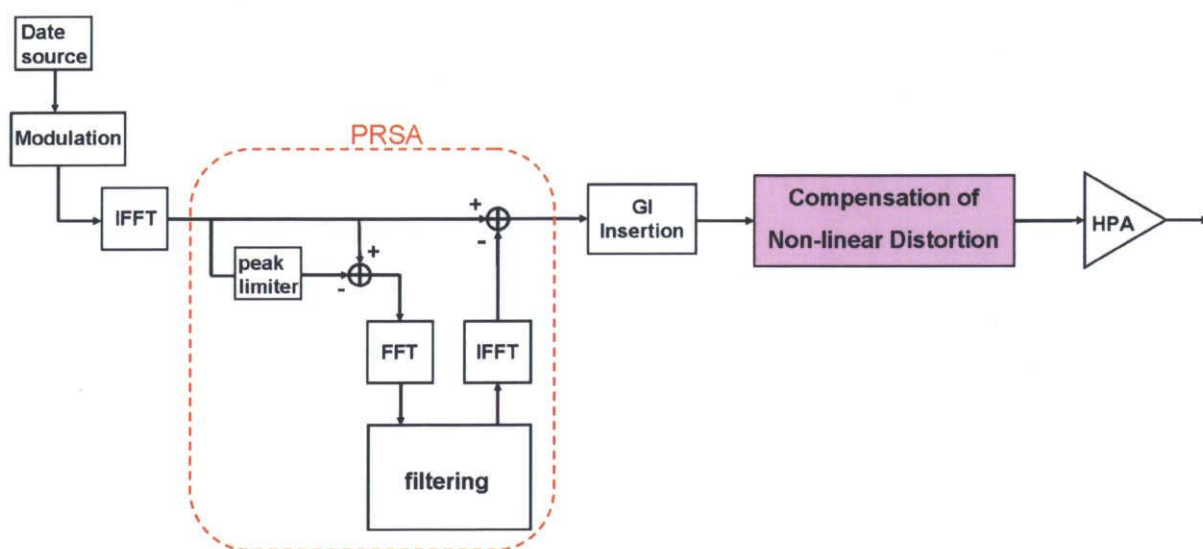


図 5.1 PRSA 方式を併用した提案方式の送信機構成

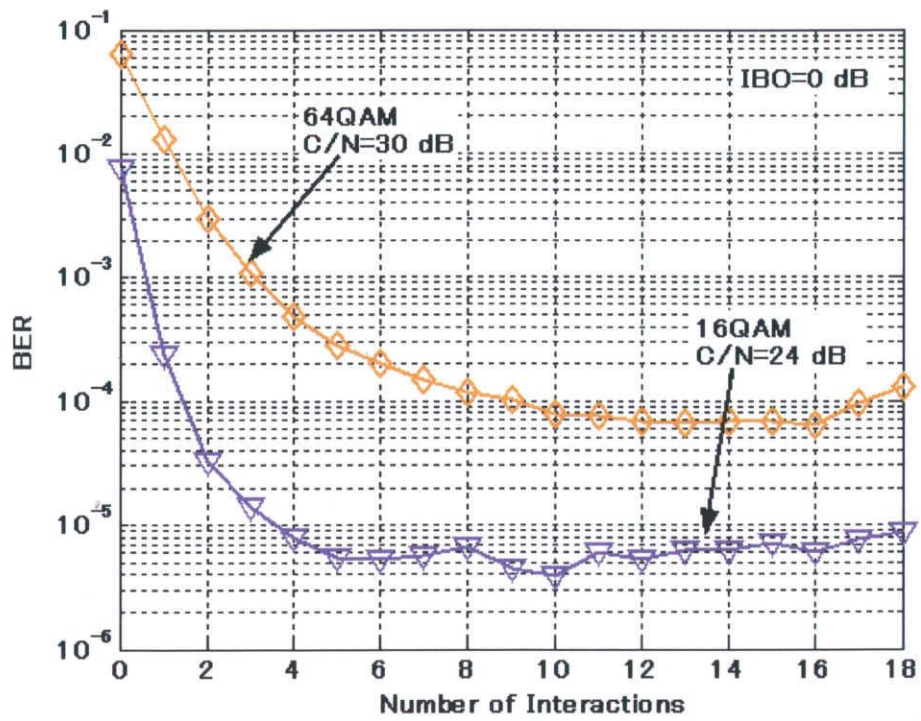
図 5.1 に示すように、IFFT 後の時間軸信号は PRSA 回路に入力される。PRSA 方式では、ピークリミッタを用いて、瞬時電力が一定値以上の信号を取り出す。この信号を周波数軸上に変換し、フィルタリングにより帯域外の信号を取り除く。帯域外成分を除いた信号を再び時間軸信号に変換し、ピーク制御信号として元の信号に加算する。ピーク制御信号を加算することでピーク電力が低減されたピーク低減信号が得られる。その後、提案した非線形歪み補償方式の入力信号とし、非線形歪みの補償を行う。帯域内のピーク信号を低減することで、帯域外へ広がる電力スペクトラムを更に抑圧する。

## 5. 2 計算機シミュレーションにより特性評価

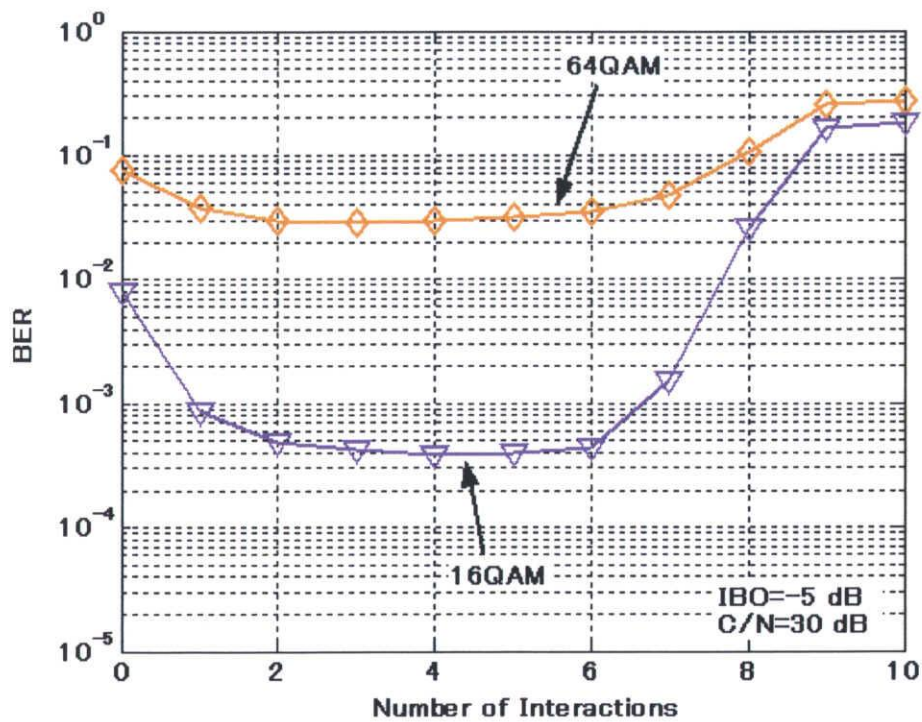
本節では、計算機シミュレーションにより、提案する PRSA 方式を併用した方式の特性評価を行う。但し、シミュレーション諸元は表 4.1 で示したものをを用いる。

### 5.2.1 補償繰り返し回数に対する BER 特性

PRSA 方式を併用した方式において、増幅器の入力バックオフと C/N 比を一定値とし、補償繰り返し回数に対する BER 特性を図 5.2 に示す。図 5.2 から、最も優れた BER 特性が得られたのは、SSPA の場合 16 値 QAM のときは 10 回、64 値 QAM のときは 16 回、TWTA の場合は 16 値 QAM のときは 4 回、64 値 QAM のときは 3 回であることが分かる。したがって、以降の特性評価では、PRSA 方式を併用する方式の補償繰り返し回数はそれぞれこれらの回数とする。ここで図 4.6 と比較して、最適な補償繰り返し回数が多いのは、PRSA 方式を併用したことでピーク電力が低減され、増幅器出力において電力レベルが下がる度合いが若干小さくなったためだと考えられる。



(a) SSPA

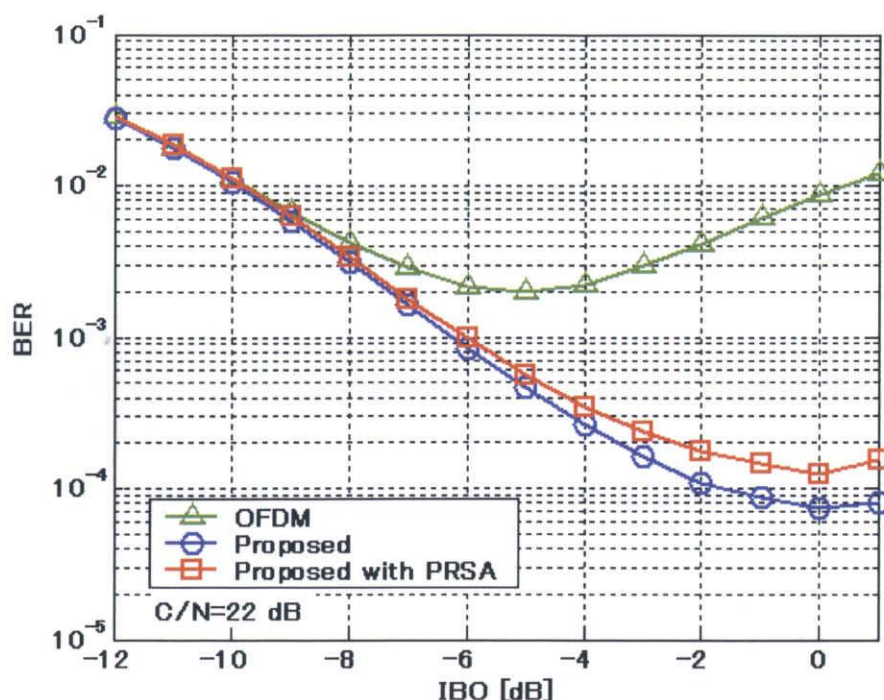


(b) TWTA

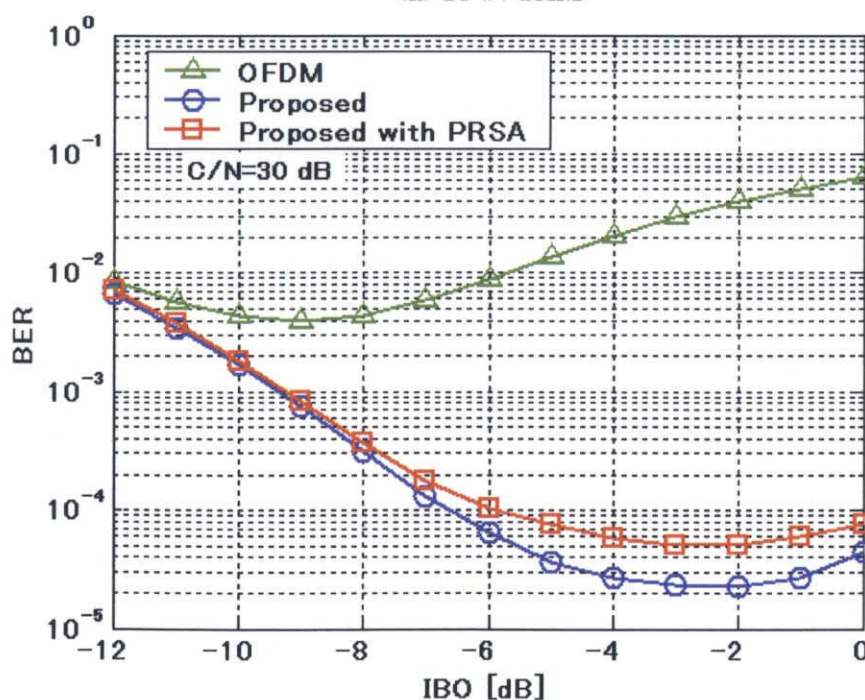
図 5.2 PRSA 方式を併用した方式の補償繰り返し回数 対 BER 特性

### 5.2.2 非線形増幅器の入力バックオフに対する BER 特性

PRSA 方式を併用した方式において、C/N 比を一定値とし、非線形増幅器の IBO を変化させた場合の BER 特性を図 5.3、図 5.4 に示す。また、PRSA 方式を併用していない提案方式、及び従来の OFDM 方式の特性も併せて示す。

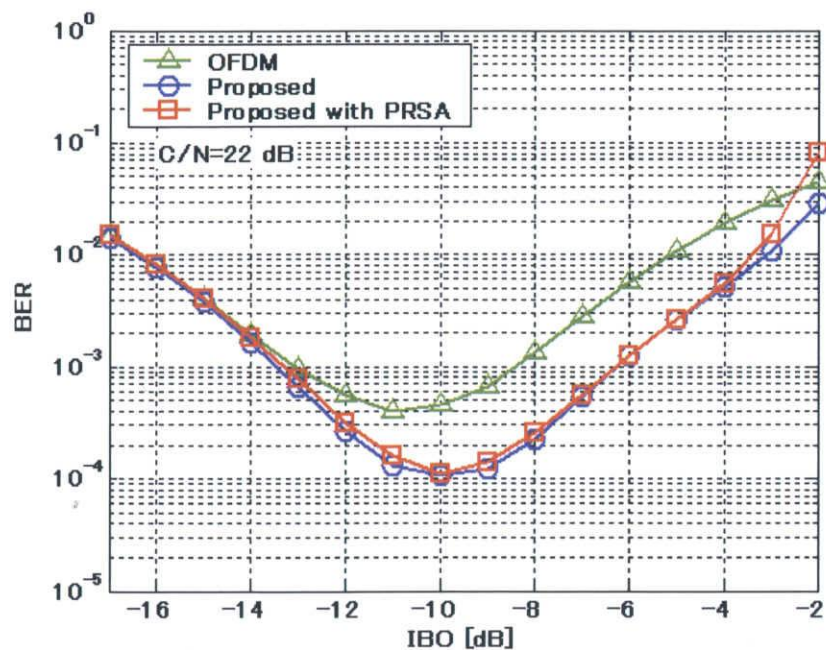


(a) 16 値 QAM

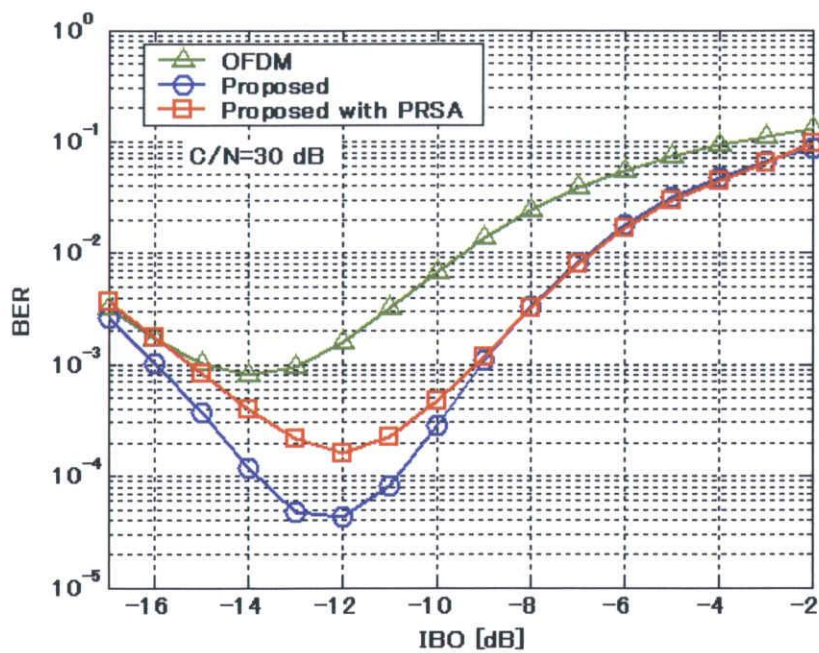


(b) 64 値 QAM

図 5.3 PRSA 方式を併用した方式の IBO 対 BER 特性 (SSPA)



(a) 16 値 QAM



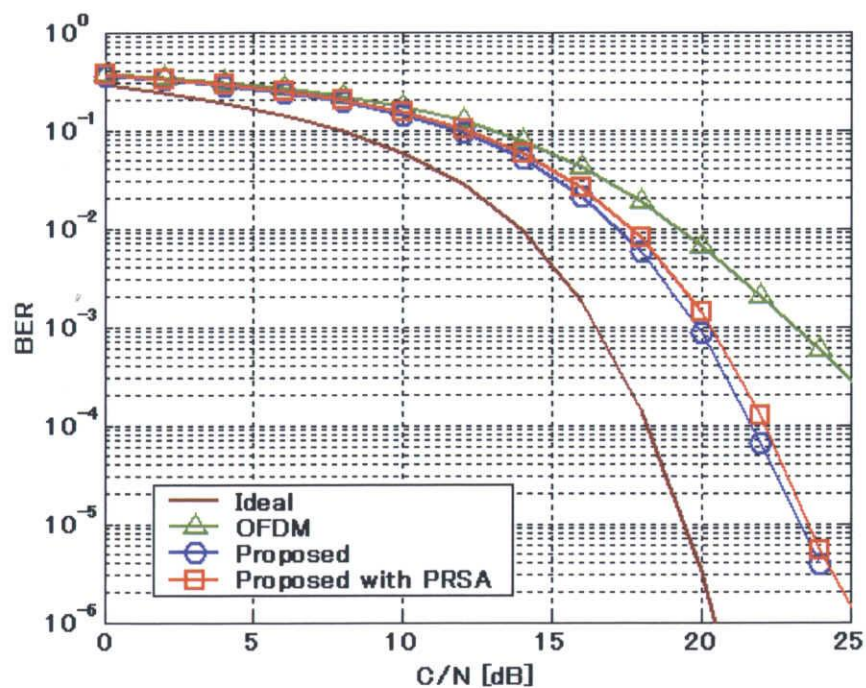
(b) 64 値 QAM

図 5.4 PRSA 方式を併用した方式の IBO 対 BER 特性 (TWTA)

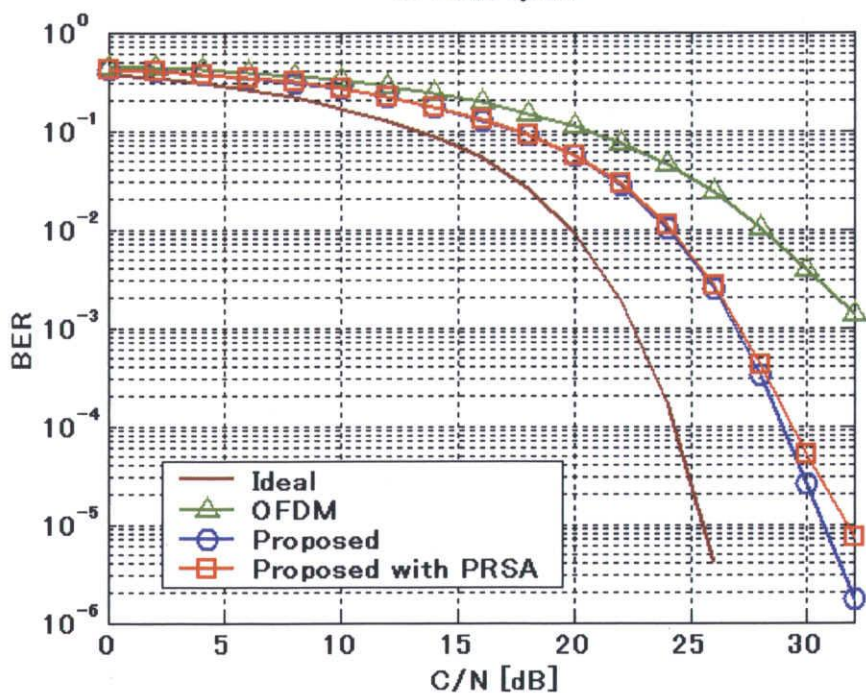
図 5.3, 図 5.4 より, 最適な IBO が求められることができる. PRSA 方式を併用した方式も, PRSA 方式を併用していない提案方式の最適な IBO と同じ値が得られ, 電力利用効率の点で, 従来の OFDM 方式と比べて優れていることが分かる.

### 5.2.3 C/N 比に対する BER 特性

前節で求めた最適な IBO を用いて、C/N 比に対する BER 特性を図 5.5、図 5.6 に示す。また、PRSA 方式を併用していない提案方式、及び従来の OFDM 方式の特性、及び理想的な線形回線下の特性も併せて示す。

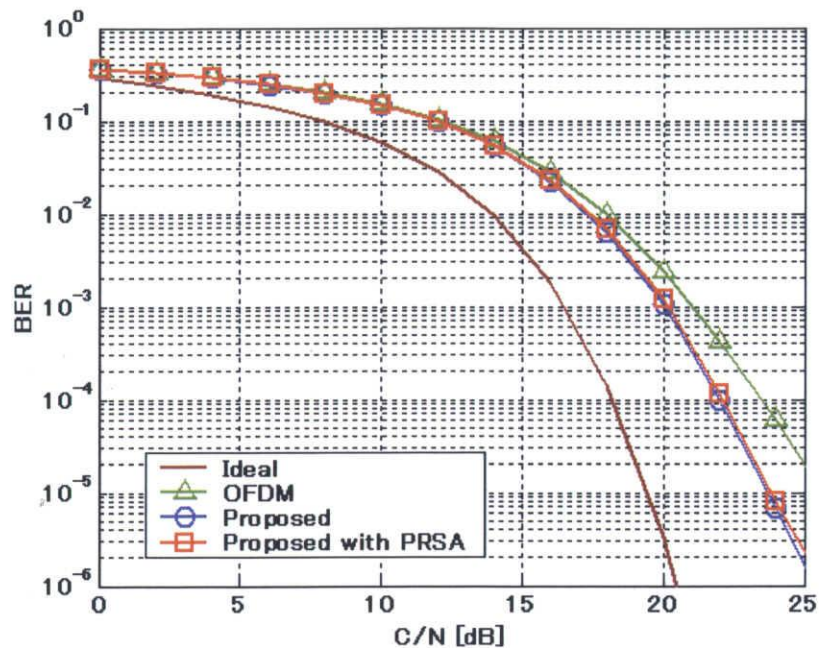


(a) 16 値 QAM

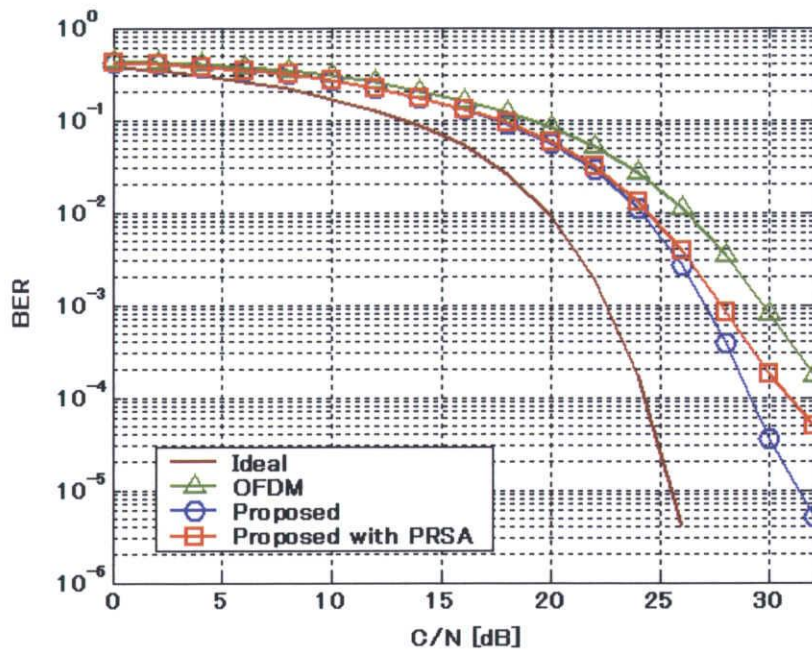


(b) 64 値 QAM

図 5.5 PRSA 方式を併用した方式の C/N 比 対 BER 特性 (SSPA)



(a) 16 値 QAM



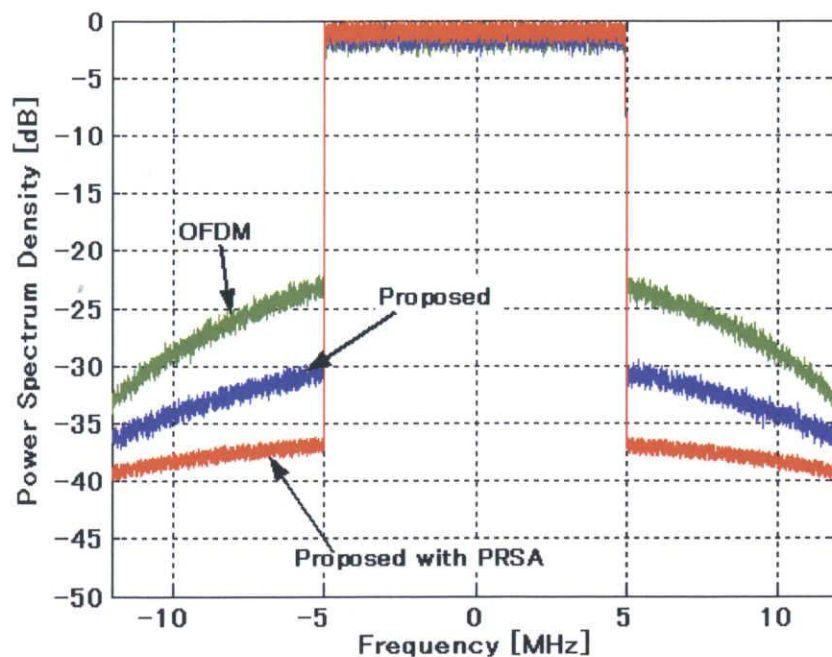
(b) 64 値 QAM

図 5.6 PRSA 方式を併用した方式の C/N 比 対 BER 特性 (TWTA)

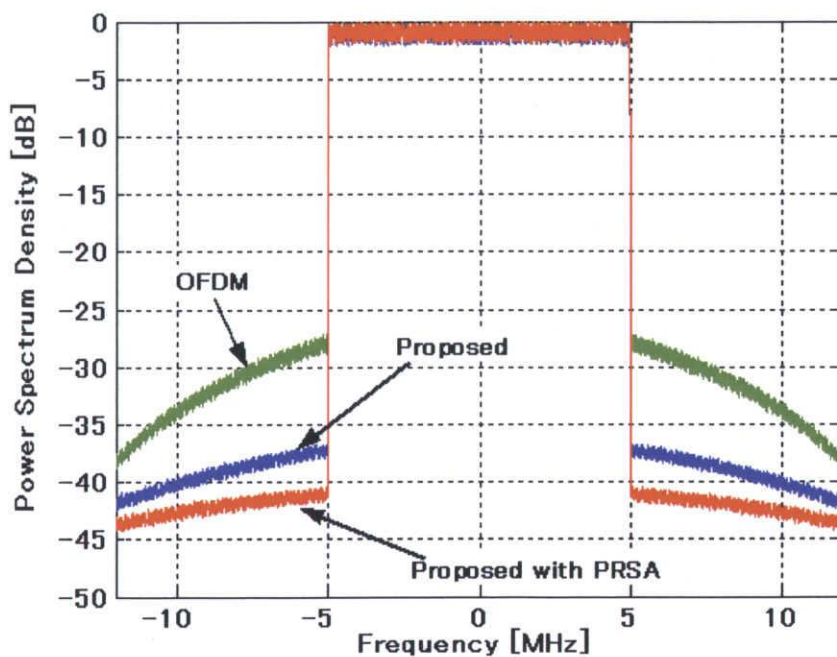
図 5.5, 図 5.6 から, それぞれの場合において, PRSA 方式を併用した方式は, PRSA を併用しない提案方式と比べて若干 BER 特性が悪くなっている. これは PRSA 方式において, ピークカットされた信号と加算されるピーク低減信号が直交関係になっていないため, BER 特性が若干劣化すると考えられる. 一方, 従来の OFDM 方式と比較すると, PRSA 方式を併用した場合でも優れた BER 特性が得られることが分かる.

#### 5.2.4 電力スペクトラム特性

前節と同様に、最適な IBO を用いたときの電力スペクトラム特性を図 5.7, 図 5.8 に示す。但し、帯域外への広がりを見るために、非線形増幅器に入力する前にバンドパスフィルタを用いている。また、PRSA 方式を併用していない提案方式、及び従来の OFDM 方式の特性も併せて示す。

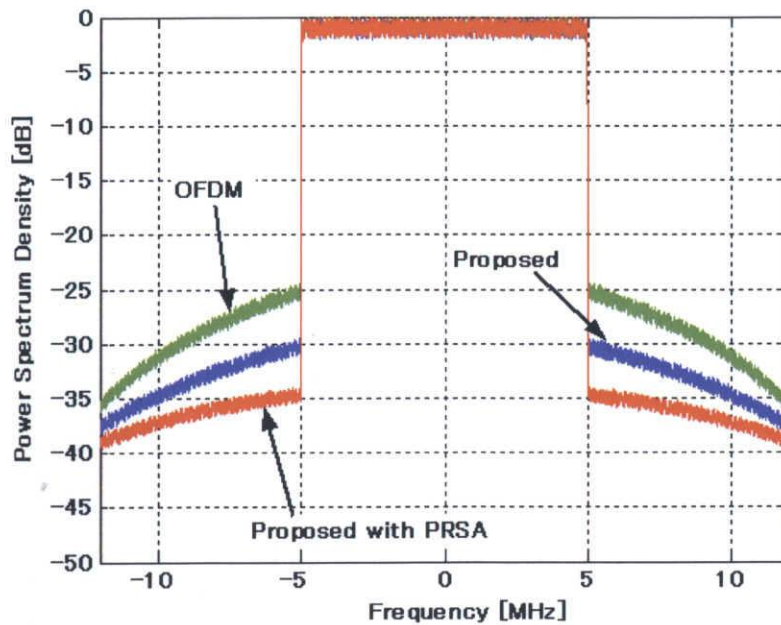


(a) 16 値 QAM

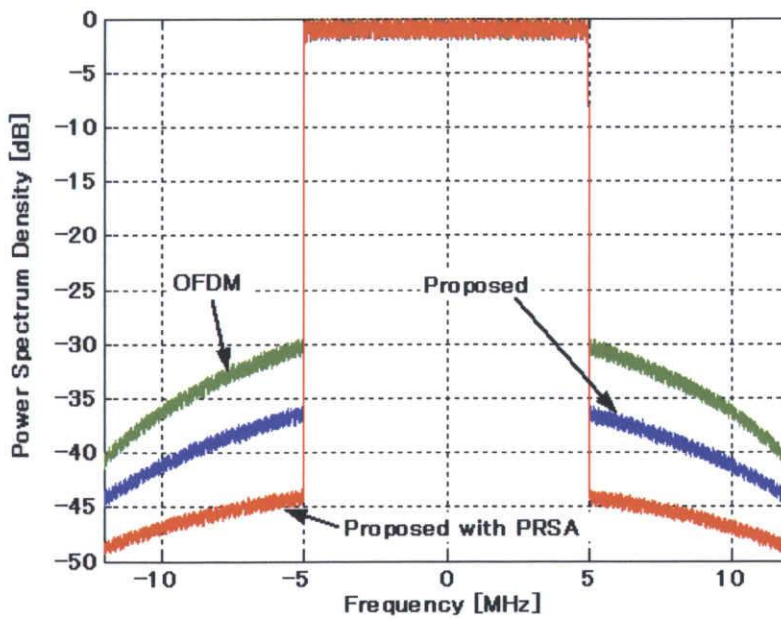


(b) 64 値 QAM

図 5.7 PRSA 方式を併用した方式の電力スペクトラム特性 (SSPA)



(a) 16 値 QAM



(b) 64 値 QAM

図 5.8 PRSA 方式を併用した方式の電力スペクトラム特性 (TWTA)

図 5.7, 図 5.8 から, それぞれの場合において, PRSA 方式を併用することで更に帯域外電力スペクトラムを抑制できていることが分かる. PRSA 方式を適用していない提案方式と比較して, 4 ~ 7[dB]程度の改善がみられる. 従来の OFDM 方式と比べると, それぞれ 10[dB]以上の帯域外電力スペクトラムを抑制できていることが分かる. これらの改善は帯域外に影響を与えるピーク信号を除去して, ピーク電力を低減したためだと考えられる.

## 第6章 まとめ

OFDM 通信方式は、周波数利用効率に優れ、マルチパスフェージングに耐性があることから、次世代無線通信システムの有望な通信方式として検討されている。しかし、非線形回線下において OFDM 通信方式を採用した場合、非線形歪みが生じることにより、誤り率特性が劣化し、更に電力スペクトラムの帯域外への広がりが生じることが大きな問題となっている。この非線形歪みによる特性劣化の改善方式として多くの検討がなされている。従来の非線形歪み補償方式では、電力スペクトラムの広がりを抑圧することができるが、誤り率特性が劣化するという問題があった。

本論文では、非線形増幅器の利用を前提とした無線通信において、従来の OFDM 通信方式で問題となっていた非線形歪みによる誤り率特性の劣化改善と、帯域外スペクトラムの拡大を抑えることを目的とし、非線形歪み補償方式の提案を行った。提案方式では、送信側での増幅器の出力信号は入力信号と歪み信号との線形和で表されると仮定し、非線形増幅器に入力する前に、希望送信信号から歪み信号を差し引くことで歪み信号を軽減していく。この操作を複数回繰り返すことで、出力信号を希望信号に近似した信号とし、非線形歪みを補償可能とした。

提案方式の有効性を実証するため、計算機シミュレーションによる特性評価を行った。その結果、従来の OFDM 通信方式と比較して、非線形回線下において優れた誤り率特性が得られた。また、非線形増幅器の最適な入力バックオフを小さくできることから提案方式では優れた電力利用効率を可能とした。しかしながら、提案方式は誤り率特性の改善が得られたが、帯域外電力スペクトラムの改善効果は小さかった。

そこで、更なる帯域外電力スペクトラムの抑圧を目的として、ピーク電力低減方式である PRSA 方式と提案した非線形歪み補償方式を併用する方式を提案した。計算機シミュレーションによる特性評価の結果、誤り率特性では、PRSA 方式を併用しない方式と同特性か若干劣る程度だが、従来の OFDM 通信方式と比べると優れた特性が得られた。一方、電力スペクトラム特性では PRSA 方式を併用することで、PRSA 方式を併用しない提案方式よりも更に帯域外電力スペクトラムを抑えることが可能となった。以上の結果より、提案した非線形歪み補償方式と PRSA 方式を併用することで誤り率の改善と帯域外スペクトラムの拡大を大幅に改善することが明らかになった。これより、隣接チャネル干渉を軽減することが可能と考えられる。

次世代無線通信システムの有効な通信方式である OFDM 方式において、低価格化や小型化に伴い非線形性の強い電力増幅器が不可欠となるが、本論文の提案方式を採用することにより、更なる電力増幅器の小型化や低価格化が期待できる。

今後の課題として、更に非線形性の強い非線形増幅器（class-C 等）での評価、及び時間変動を伴うマルチパスフェージング環境下での特性改善方式の検討が挙げられる。

## 謝辞

本研究を行うにあたり，ご多忙の中多大なご指導と助言をして下さった三重大学工学部電気電子工学科 小林英雄教授，森香津夫助教授，内藤克浩助手に深く感謝申し上げます。

そして，貴重な時間を割いて本修士論文を査読していただいた三重大学工学部電気電子工学科 残間忠直助手に深く感謝致します。

最後に，研究室の設備等で陰ながら支えて下さった山本好弘技官，ならびに通信工学研究室院生，学部生に深く感謝致します。

## 参考文献

- [1] A.S. Bahai, and B.R. Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications," Kluwer Academic Pub., 1999.
- [2] 福地一, "OFDM 技術の原理と利用動向 ～デジタル放送から次世代移動通信まで～," 電波技術協会報, No.232, May.2003.
- [3] 小林英雄著, "OFDM 通信方式の基礎と応用技術," トリケップス, 2004.
- [4] 川崎 永長 森 小林, "Pre-FFT 処理による OFDM 信号のピーク電力低減方式に関する検討," 信学技報, Vol.101, no.280, RCS2001-110, pp59-66, Sep.2001.
- [5] D Dardari, V. Tralli and A Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems," IEEE Trans. on Comm., Vol.48, no.10, pp.1775-1764, Oct 2000.
- [6] S.G. Kang, J.G. Kim, and E.K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," IEEE Trans. Broadcast., Vol.45, no.3, pp.333-338, Sept. 1999.
- [7] L.J. Cimini, Jr., and N.R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," IEEE. 1999.
- [8] 大久保尚人, 大槻知明, "選択マッピング (SLM) を用いた MC-CDMA の PAPR 低減," 信学技報, RC2002-87, 2002.6.
- [9] S. Tomisato, and H. Suzuki, "A peak reduction scheme based on control signal insertion for multi-carrier mobile communication," IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, no.6, pp.1910-1916, June.2003.
- [10] S. Uwano, Y. Matsumoto, and M. Mizoguchi, "Linearized Constant Peak-power coded OFDM transmission for Broadband wireless access systems," Proc. IEEE PIMRC'99, pp.358-362, Sept.1999.
- [11] J. Tellado, "Multicarrier Modulation with Low PAR Application to DSL and Wireless," Kluwer Academic Pub., 2000.
- [12] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK /OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System," in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp. 179-184, Oct. 22-24, 1991.
- [13] K. Wesolowski, J. Pochmara, "Efficient algorithm for adjustment of adaptive predistorter in OFDM transmitter," Proc. IEEE VTC 2000, pp.2491-2496, Sept.2000.
- [14] Y. Seto, S. Mizuta, and Y. Akaiwa, "An RF-Band Adaptive Predistorter Power Amplifier," IEICE Trans. Commun., Vol.E85-B, no.12, pp.2726-2731, 2002.12.
- [15] P. Boonsrimuang, K. Mori, H. Kobayashi and T. Paungma, "Proposal of Clipping and Inter-Modulation Noise Mitigation Method for OFDM Signal in Non-linear Channel,"

IEICE Trans. Commun. vol.E88-B, no.2, pp.427-435, Feb.2005.

- [16] 小林, 森, 永長, “低ピーク電力OFDM通信方式におけるクリッピング歪補償方式に関する検討,” 信学技報, RCS2002-102, 2002.7.
- [17] 堀内, 楊, 大槻, 笹野, “プレディストーション及び部分系列伝送を用いたOFDM非線形ひずみ補償法の特性評価,” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J85-B, no.11, pp.1865-1873, 2002.11.
- [18] 丁, 佐野, “非線形増幅器の適応ひずみ補償についての一提案,” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J87-A, no.4, pp.569-573, 2004.4.
- [19] H.D. Han, and P.A. Hoeher, "Simultaneous Predistortion and Nonlinear Detection for Nonlinearly Distorted OFDM signals," in Proc. 14th IST Mobile & Wireless Commun. Summit, Dresden, June 2005, paper no.75.
- [20] 上杉充, “OFDM信号ピークカットによる波形歪みの補償方法,” 信学技報, RCS2002-265, 2003.1.
- [21] 山岡, 山里, 岡田, 片山, “衛星回線でのOFDM伝送における非線形増幅歪みを軽減する反復歪み補償法の提案,” 信学技報, SAT2005-56, 2006.2.
- [22] O. Takyu, T. Ohtsuki, M. Nakagawa, “Criterion for Reducing Error Rate Degradation by Nonlinear Amplifier for Multicarrier Transmission,” IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, no.7, July.2005.
- [23] 牟田, 赤岩, “マルチキャリア伝送方式における適用送信電力制御下でのピーク電力低減方式,” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J83-B, no.3, pp.289-296, 2000.3.
- [24] Y. Hashimoto, S. Sampei, N. Morinaga, “Peak Power Reduction Technique for Subcarrier Transmit Power Control Applied OFDM Systems,” IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, no.7, July.2003.
- [25] 合澤, 牟田, 赤岩, 佐和橋, “OFCDM信号の電力増幅におけるピーク電力低減と適応プレディストータの効果,” 信学技報, RCS2004-407, 2005.3.