

MC-CDMA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

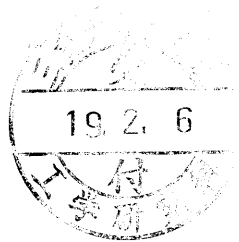
三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 電気電子工学専攻

澤 田 直 規

修士論文

MC-CDMA 通信方式の
非線形歪み補償方式に関する研究

A Study on Non-Linear Distortion
Mitigation Method for MC-CDMA 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

澤田 直規

目次

第 1 章 序論	・ ・ ・ ・ 1
第 2 章 次世代無線通信方式	・ ・ ・ ・ 3
2.1 無線通信方式の変移	・ ・ ・ ・ 3
2.2 CDMA 方式	・ ・ ・ ・ 4
2.3 OFDM 方式	・ ・ ・ ・ 7
2.4 MC-CDMA 方式	・ ・ ・ ・ 15
第 3 章 MC-CDMA 方式の問題	・ ・ ・ ・ 18
3.1 非線形歪み	・ ・ ・ ・ 18
3.2 従来の非線形歪み補償法	・ ・ ・ ・ 20
3.2.1 クリッピング&フィルタリング法	・ ・ ・ ・ 20
3.2.2 符号化法	・ ・ ・ ・ 23
3.2.3 選択マッピング(SLM)法	・ ・ ・ ・ 24
3.2.4 部分系列伝送 (PTS)法	・ ・ ・ ・ 25
3.2.5 IDAR 法	・ ・ ・ ・ 26
3.3 従来方式の問題点	・ ・ ・ ・ 28
第 4 章 MC-CDMA 用非線形歪み補償法の提案	・ ・ ・ ・ 32
4.1 提案する MC-CDMA 用の IDAR 法	・ ・ ・ ・ 32
4.1.1 周波数軸上の MC-CDMA 信号の特徴	・ ・ ・ ・ 32
4.1.2 提案方式のシステム構成	・ ・ ・ ・ 34
4.2 計算機シミュレーションによる評価	・ ・ ・ ・ 36
4.2.1 シミュレーション諸元	・ ・ ・ ・ 36
4.2.2 繰り返し回数と BER 特性の関係	・ ・ ・ ・ 37
4.2.3 IBO に対する BER 特性	・ ・ ・ ・ 39
4.2.4 C/N 対 BER 特性	・ ・ ・ ・ 41
第 5 章 PTS 法を用いた MC-CDMA 用 IDAR 法の提案	・ ・ ・ ・ 43
5.1 部分系列伝送(PTS)法	・ ・ ・ ・ 43
5.1.1 計算量削減法	・ ・ ・ ・ 43
5.1.2 PTS 法による PAPR 低減効果	・ ・ ・ ・ 46
5.2 PTS 法を組み合わせた提案方式の送受信機構成	・ ・ ・ ・ 47

5.3 計算機シミュレーションによる評価	・ ・ ・ ・ 49
5.3.1 シミュレーション諸元	・ ・ ・ ・ 49
5.3.2 IBO 対 BER 特性	・ ・ ・ ・ 50
5.3.3 C/N 対 BER 特性	・ ・ ・ ・ 52
第 6 章 まとめ	・ ・ ・ ・ 54
謝辞	・ ・ ・ ・ 56
参考文献	・ ・ ・ ・ 57

第1章 序論

近年、移動無線通信は急速に発展し、音声から画像・動画といった様々な形態のデータを無線通信でやり取りするマルチメディア無線通信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、高品質で高速なデータ通信を可能とする無線通信方式の実現が必須となる。

CDMA(Code Division Multiple Access)通信方式は、各移動端末に割り当てられた直交関係にある拡散符号を用いてデータ拡散し、同一の周波数で複数ユーザのデータを符号多重するため、複数ユーザを効率的に収容出来る。この特徴から、CDMA 通信方式は第3世代移動通信システムに採用されている[1][2][3]。しかし、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よる信号品質の劣化が問題となる。従来の単一キャリア伝送方式は、一般に広帯域伝送方式であることからシンボル時間間隔が短いため、マルチパスフェージング環境下におけるシンボル間干渉が大きい。この対策として、周波数軸上で複数のサブキャリアを用いて伝送する

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)通信方式が提案されている[4] [5]。OFDM 通信方式は、周波数軸上で互いに直交関係となる複数の狭帯域信号を利用することを特徴としている。これにより、周波数利用効率に優れ、またマルチパスフェージング環境下においてシンボル間干渉の軽減による優れたビット誤り率(BER: Bit Error Rate)特性を得ることが出来る。これらの特徴により、OFDM 通信方式を基本とした各種通信方式の研究開発が世界中で盛んに行われている。その中で、OFDM 通信方式と CDMA 通信方式を組み合わせた MC-CDMA (Multi

Carrier-Code Division Multiple Access) 通信方式は次世代無線通信システムの有望な通信方式の一つとして検討されている[6][7][8]。MC-CDMA 通信方式は、OFDM 通信方式と CDMA 通信方式を融合した通信方式であり、耐マルチパスフェージング特性と高い周波数利用効率、そして多元接続性に優れるという両方式の特徴を併せ持つ優れた通信方式である。また、周波数軸方向にシンボルを拡散するため、周波数ダイバーシティ効果を得ることが出来る。これまでに、MC-CDMA 通信方式に対して、マルチパスフェージング環境下の伝送路推定法、周波数軸等化法、移動通信環境下におけるドップラー補償法など様々な特性改善手法が提案されている。

MC-CDMA 通信方式の実用化における課題として、時間軸信号が大きな振幅変動を有するため、電力増幅器で非線形歪みが発生するという問題点が挙げられる。MC-CDMA 信号は OFDM 通信方式と同様に複数のサブキャリアを足し合わせるにより作られるため、サブキャリア数が多くなるにつれて高いピーク電力が発生する。これにより、非線形特性を持つ電力増幅器で非線形歪みが生じ、帯域外輻射電力の増加や BER 特性の劣化を招くことになる。非線形歪みの影響を避けるための最も簡単な方法は、①増幅器の動作点を線形領域に設定する、②線形性のよい電力増幅器を用いることである。しかし、①の場合、電力の有効利用という観点では利用効率が悪くなるため、経済的とは言えない。また、②の場合は装置が大型化し、更に高性能なデバイスを用いることで高コスト化することから移動無線通信の端末に用いるという点では不向きである。そこで、OFDM 通信方式において、小型・低コストの非線形増幅器の使用を前提に様々な非線形歪み補償法が提案されている。一般にピーク電力は、ピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak to Power Average

Power Ratio)で評価される。これまでに提案されている方式としては、この PAPR を低減することを目的とした方式であるクリッピング法[9]、符号化法[10][11]、選択マッピング法(SLM: Selected Mapping)[12][13]、部分系列伝送法(PTS: Partial Transmit Sequence)[14][15]等が挙げられる。以上の提案手法により、大幅な PAPR 低減効果を得ることが可能となる。しかし、非線形歪みを十分抑えられるほどの効果を得ることが難しいなど様々な問題点がある。一方、筆者等は、送信側で発生した非線形歪み成分を受信側で推定し、補償するという IDAR (Improve Decision Aided Reconstruction) 法[16]を提案してきた。IDAR 法は OFDM 通信方式において、優れた非線形歪み補償効果を得ることができ、非線形歪みによる BER 特性の劣化を大幅に改善することが出来る。しかし、IDAR 法は受信側で非線形歪み成分を推定する際に復調データを必要とする。MC-CDMA 通信方式の非線形歪み補償法として歪み補償効果の高い IDAR 法を適用することを考えた場合、MC-CDMA 信号は複数ユーザの多重信号であるため、復調データを取り出すには他ユーザも含めた逆拡散操作を必要とする。このため、歪み補償効果の高い IDAR 法を MC-CDMA 通信方式に直接適用することは困難であった。

本論文では、直接の適用は困難であるが、歪み補償効果が極めて高い IDAR 法を MC-CDMA 通信方式の非線形歪み補償法として適用する方式を提案する。提案方式は、MC-CDMA 通信方式の周波数軸上信号の特徴を利用する。MC-CDMA 周波数軸上信号は各ユーザのデータ情報を拡散符号で拡散した後、他ユーザと線形的に足し合わせて作られる。このため、MC-CDMA 周波数軸上信号の振幅は、各ユーザの変調方式で決まる最小振幅値をステップとした離散値をとる。提案方式では、IDAR 法で必要とする復調データの代わりに量子化された周波数軸上の受信信号を利用することを特徴とする。これにより、復調において他ユーザの拡散符号を用いた逆拡散操作を必要とせずに IDAR 法を適用することが可能となる。また、逆拡散操作を伴わないため、受信機構成は簡易な構成となる。さらに、ピーク電力を抑える方式である PTS 法を送信側で用いることにより、IDAR 法を単体で利用した時より更なる非線形歪み補償効果を得ることが可能となる。本論文では、これら提案方式の有効性を計算機シミュレーションにより実証する。

本論文は以下のように構成される。第 2 章では、MC-CDMA 通信方式の概要について説明し、第 3 章で MC-CDMA 通信方式の問題点である非線形歪みを取り上げ、従来方式の説明とその問題点を挙げる。第 4 章では提案方式の説明と計算機シミュレーションによる評価結果を示す。第 5 章では PTS 法を組み合わせた提案方式の説明と計算機シミュレーションによる評価結果を示し、第 6 章で本論文の結論を述べる。

第2章 次世代無線通信方式

本章では、MC-CDMA 方式の説明を行う。MC-CDMA 方式の説明を行うにあたり、2.1 節では無線通信方式の変移を説明し、2.2 節で CDMA 方式、2.3 節で OFDM 方式の説明を行い、2.4 節で2つの方式を組み合わせた MC-CDMA 方式の説明を行う。

2.1 無線通信方式の変移

近年、移動無線通信サービスが急速に発展している。その中では、音声だけでなく画像や動画といった形態のデータを無線通信でやり取りするマルチメディア無線通信サービスの需要が高まっており、高速通信・高品質伝送の実現が必要不可欠となる。しかし、周波数資源は限られており、割り当て帯域の拡大が困難であることから、今後周波数資源の不足が予想される。

CDMA 方式は、セルラー環境において拡散符号を用いてユーザの多重を行うことにより高い周波数利用効率を持ち、システムの大容量化が実現出来る。このため、CDMA 方式は第3世代移動通信方式に採用されている。

しかし、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よる信号品質の劣化が問題となる。この対策として、OFDM 方式が提案されている。OFDM 方式は周波数軸上で複数のサブキャリアを互いに直交関係となるよう配置するため、周波数の有効利用ができ、マルチパスによる周波数選択性フェージングの影響を低減出来る。これらの特徴から、OFDM 方式は無線 LAN (Local Area Network) や地上波デジタル放送へと採用されている。しかし、セルラー環境で用いることを考慮すると、隣接セルからの干渉が存在するため、セル毎に異なる周波数の割り当てが必要となり周波数効率を悪化させる。

そこで、近年 CDMA 方式と OFDM 方式を組み合わせた MC-CDMA 方式が提案されている。MC-CDMA 方式は、CDMA 方式の多元接続性と OFDM 方式の優れた周波数利用効率と耐マルチパスフェージング性を併せ持つため、次世代移動無線通信方式の有望な通信方式の一つとして検討されている。

2.2 CDMA 方式

移動無線通信システムにおいては、多くの移動局が基地局に対して通信を行う。各移動局は、システムに与えられた一定の周波数を多数の通信チャンネルに分割して通信に使用する。このような通信チャンネルへのアクセス方法を多元接続方式という。

多元接続方式は、周波数分割多元接続方式 (FDMA: Frequency Division Multiple Access)、時分割多元接続方式 (TDMA: Time Division Multiple Access)、符号分割多元接続方式 (CDMA: Code Division Multiple Access) の 3 つの方式がある。図 2.1 にこれらの概念図を示す。

CDMA 方式は、FDMA 方式や TDMA 方式のように周波数や時間といった物理的空間を分割するのではなく、同一周波数、同一時間空間に存在する個々のユーザを符号により識別する。通信チャンネルには、周波数や時間といった明確な区別がないため、CDMA 方式のチャンネル数は通信品質により決定される。

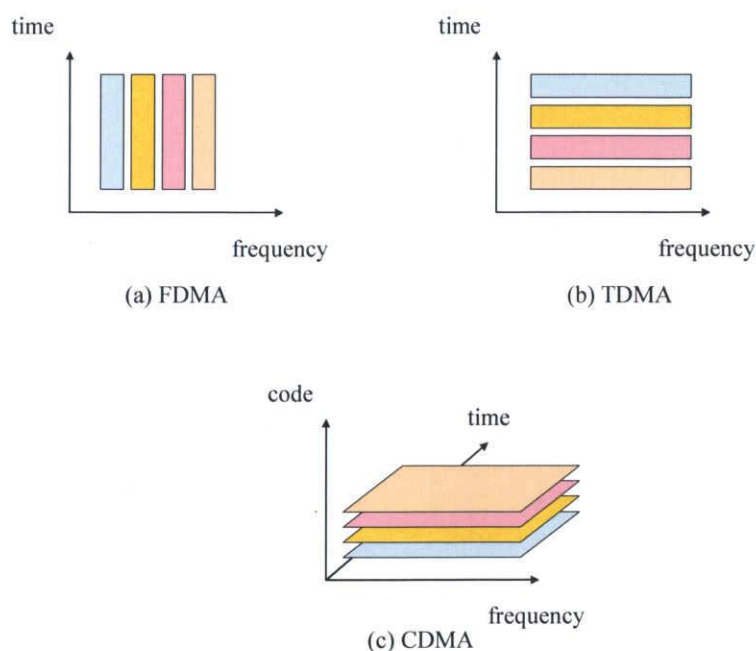


図 2.1 多元接続方式

CDMA 方式はスペクトル拡散技術のうち、符号によりユーザを識別出来る機能を活用した多元接続方式であり、スペクトル拡散多元接続方式(SSMA: Spread Spectrum Multiple Access)とも呼ばれる。スペクトル拡散通信は、拡散方法により、直接拡散(DS: Direct Sequence)方式と周波数ホッピング(FH: Frequency Hopping)方式に分けられる。CDMA 方式には直接拡散方式を使用されるのが一般的である。

直接拡散方式は、その名の通り、スペクトルを拡散させるべき信号に、それよりはるかに広帯域の信号を直接乗算させて、スペクトル拡散を実現する方式である。直接拡散方式の送信時には、図 2.2 に示すように従来の通信方式と同様の「情報変調」を行った後、更に雑音状の拡散符号を用いた「拡散変調」を行う。これにより、信号の帯域を数十から数千倍に広げる。受信側では送信側と同じ拡散符号を用いて、「拡散復調(逆拡散)」を行った後、情報の復調を行う。受信側で加わる干渉や雑音は拡散符号と相関がないため、逆拡散時に排除される。式で表すと以下になる。

変調波を $b(t)$ とし、その所要帯域幅を B とする。スペクトル拡散するための信号を $c(t)$ と表し、その帯域幅を W とする ($B \ll W$)。 $c(t)$ は、+1 と -1 の値をとる信号である。 $b(t)$ と $c(t)$ の乗算により得られる信号を $s(t)$ とすると、 $s(t)$ は次式のように記述される。

$$s(t) = b(t) \times c(t) \quad (2-2-1)$$

$s(t)$ の帯域幅は、 $b(t)$ と $c(t)$ のスペクトルの畳み込みの結果、ほぼ W となり、スペクトル拡散信号が得られる。

$s(t)$ から再び $b(t)$ を得るには、 $c(t)$ で $s(t)$ を割り算すればよい。しかし、 $c(t)$ は +1 と -1 をとるので、 $s(t)$ に $c(t)$ を乗算することで、割り算を実行出来ることになる。

$$\begin{aligned} s(t) \times c(t) &= b(t) \times c(t) \times c(t) \\ &= b(t) \times c(t)^2 \\ &= b(t) \quad (\because c(t)^2 = 1) \end{aligned} \quad (2-2-2)$$

直接拡散方式は、他の通信システムに与える干渉、他から受ける干渉の影響が小さい、マルチパスフェージングに強い、秘話性がある、多種類のデータ速度に対応できる、過負荷に対し品質が急激に劣化しないなどの特徴を持っている。

CDMA 方式を移動通信に適用した場合、図 2.3 に示すように各ユーザの情報はそれぞれのユーザに固有の拡散符号で拡散される。これらの信号は同じ周波数帯域で重ね合わせて送信され、受信側で受信したいユーザの拡散符号を用いて情報を取り出す。この時、干渉ユーザ数が多すぎなければ、情報信号帯域幅の中で希望ユーザの信号電力は干渉電力に比べて十分大きくなるため、希望信号を再生出来る。

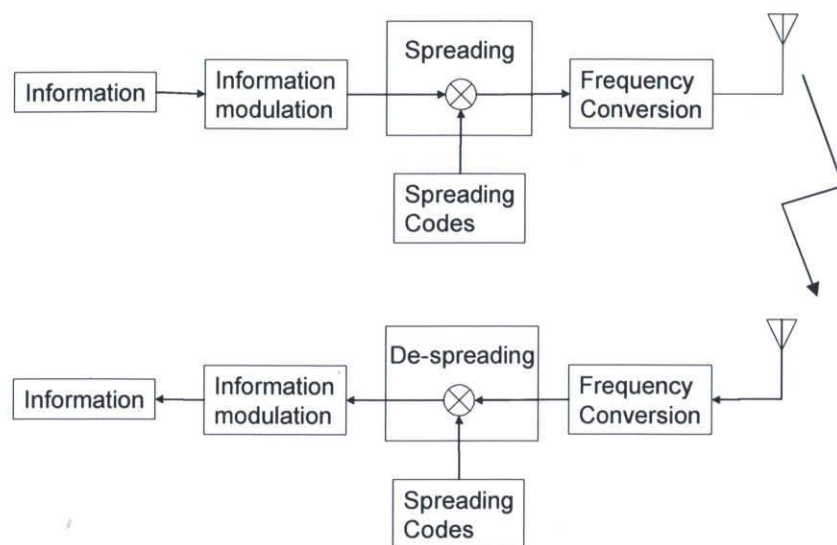


図 2.2 DS/CDMA 方式の基本構成

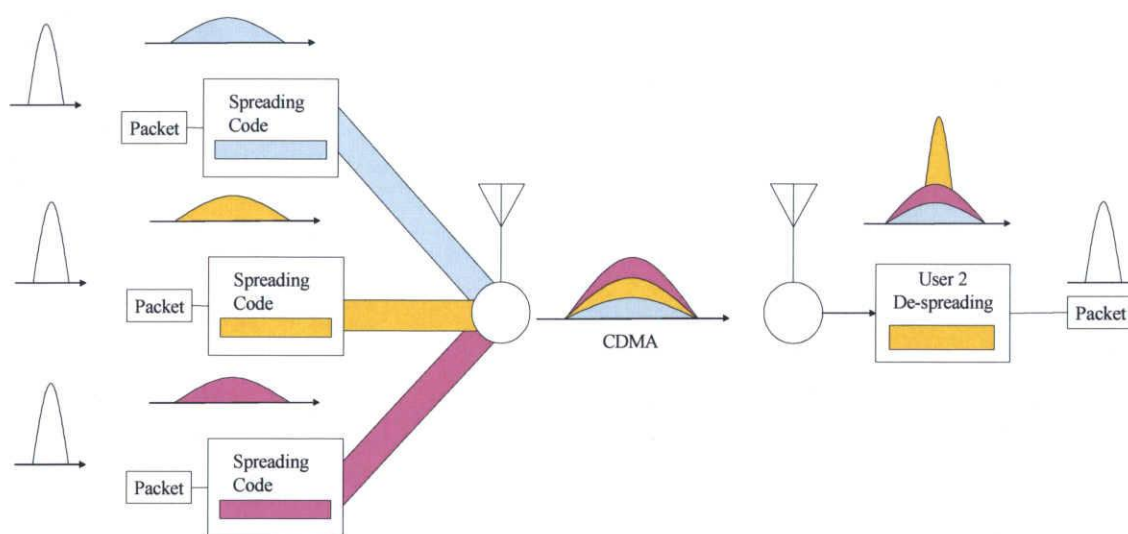


図 2.3 DS/CDMA 方式の動作

2.3 OFDM 方式

無線通信において、伝送路は様々な障害物等からの反射波によりマルチパスとなる。それぞれの伝搬遅延の違いにより、伝送路内の周波数特性は周波数選択性フェージングにより歪むという問題が起きる。これは、時間軸上において隣り合うシンボルが互いに干渉を起こす符号間干渉となつて、通信品質の劣化を招くこととなる。このような周波数選択性フェージングへの対応策の 1 つとして OFDM 方式がある。

OFDM 方式は、諸外国でのラジオ放送や、ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)、無線 LAN、地上波デジタルテレビ放送、一部の PLC(Power Line Communication)モデムなどにも盛り込まれており、移動体通信分野における第 4 世代(4G) システムの応用も検討されている。

OFDM は FDM の一種で、直交周波数分割多重方式のことであり、送信情報を複数の低レートな副搬送波(サブキャリア)に分割してデータを並列に送信するマルチキャリア伝送方式である。FDM 方式は、各キャリア間で隣接チャネル干渉が起これないように周波数軸上にガードバンドを設けて配置するのが一般的である。これに対し、OFDM 方式は各キャリア間が互いに直交関係を有するように配置されるため、サブキャリア間で干渉が発生せず、また高い周波数利用効率を得ることが出来る。この OFDM 方式の特徴の 1 つである高い周波数利用効率の原理について、以下に QPSK(Quaternary Phase Shift Keying)や QAM(Quadrature Amplitude Modulation)のような多値信号を例にして説明する。この場合、ベースバンド信号 A_k は複素表現により次式で表される。

$$A_k = a_k + jb_k \quad (2-3-1)$$

また、出力信号の総和は次式で表される。

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k e^{j2\pi kt/T_s} = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (2-3-2)$$

ここで $1/N$ は搬送波数で正規化するものとする。 $t=nT$ で標本化すれば、

$$x(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k e^{j2\pi kn/N} \quad (2-3-3)$$

となる。ここで、 $T_s=NT$ であり、 $x(nT) = x_n$ と置くと、次式のように表すことが出来る。

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k e^{j2\pi kn/N} \quad (2-3-4)$$

式(2-3-4)は A_k の離散逆フーリエ変換であり、これに対する離散フーリエ変換は、次式で表される。

$$A_k = \frac{1}{N} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x_n e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-3-5)$$

ここで、式(2-3-3)を実数表現すると、

$$x_I(nT) = \text{Re}[x(nT)] = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \{a_k \cos \frac{2\pi kn}{N} - b_k \cos \frac{2\pi kn}{N}\} \quad (2-3-6)$$

$$x_Q(nT) = \text{Im}[x(nT)] = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \{a_k \cos \frac{2\pi kn}{N} - b_k \cos \frac{2\pi kn}{N}\} \quad (2-3-7)$$

図 2.4 に OFDM 信号のスペクトラムを示す。

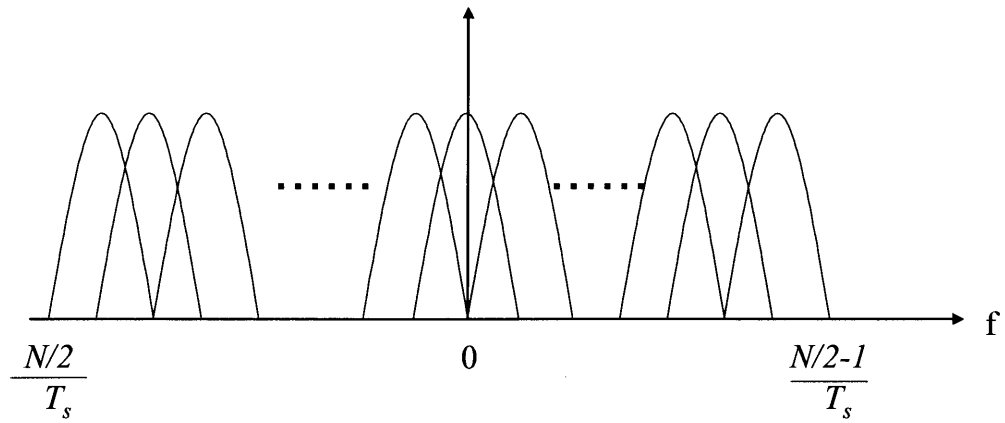


図 2.4 OFDM 信号のスペクトラム

復調は以下のように積分を行うことで、第 p 番目の信号 A_p は次式のように求まる。

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{N} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} x(t) e^{-\frac{j2\pi pt}{T_s}} dt \cong \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x(nT) e^{-\frac{j2\pi pnT}{NT}} T \\
& = \frac{1}{N} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x(nT) e^{-\frac{j2\pi pn}{N}} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi pn}{N}} \\
& = \frac{1}{N^2} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} e^{-\frac{j2\pi n(p-k)}{N}} = \frac{1}{N^2} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} A_k \frac{1 - e^{-\frac{j2\pi n(p-k)}{N}}}{1 - e^{-\frac{j2\pi (p-k)}{N}}} \\
& = \begin{cases} \frac{A_k}{N} : k = p \\ 0 : k \neq p \end{cases} \tag{2-3-8}
\end{aligned}$$

OFDM 方式の 2 つ目の特徴は、ガードインターバルの付加によってマルチパスフェージングの影響を軽減出来ることである。以下にその原理について説明する。

伝送路においてビルなどの障害物が存在する場合、送信された信号は直接移動通信端末に受信される直接波に加えて、障害物等で反射した反射波が受信される(図 2.5)。マルチパスフェージングは、送信信号が時間遅延と電力変動を受けた複数の遅延波で表すことができ、受信信号は各遅延波の合成波で表される。その結果、受信信号は図 2.6 のように周波数軸上で電力変動を受ける。

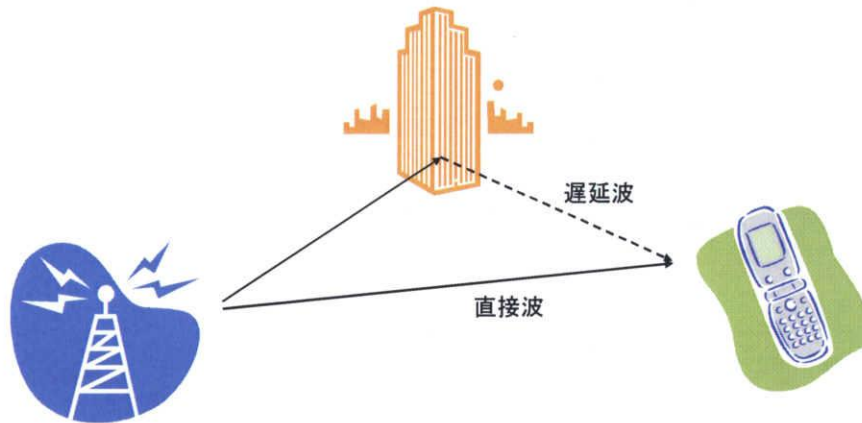


図 2.5 マルチパスフェージング

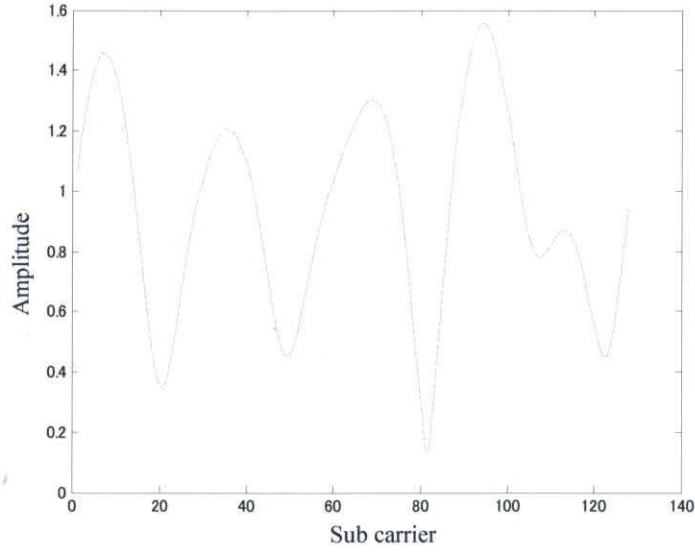


図 2.6 伝送路特性

直接波と遅延波の k 番目の時間軸上における受信信号は次式で表される。

$$b_k^d = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (2-3-9)$$

$$b_k^r = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\theta} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi n(k-\tau)}{N}} \quad (2-3-10)$$

よって、受信信号(直接波+遅延波)は次式で表される。

$$\begin{aligned} r_k &= b_k^d + b_k^r \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + P e^{j\theta} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi n(k-\tau)}{N}} \right) \end{aligned} \quad (2-3-11)$$

上式を DFT 復調して得られる i 番目の周波数軸上における復調データは次式で表される。

$$\begin{aligned}
\hat{a}_i &= \left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)^2 \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi(n-i)k}{N}} + P e^{j\theta} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi(n-i)k}{N}} e^{-\frac{j2\pi n\tau}{N}} \right\} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1 - e^{\frac{j2\pi(n-i)N}{N}}}{1 - e^{\frac{j2\pi(n-i)}{N}}} \right) + P e^{j\theta} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \left(\frac{1 - e^{\frac{j2\pi(n-i)N}{N}}}{1 - e^{\frac{j2\pi(n-i)}{N}}} \right) \cdot e^{-\frac{j2\pi n\tau}{N}} \\
&= \begin{cases} a_i \left(1 + P e^{j\theta} e^{-\frac{j2\pi i\tau}{N}} \right) = a_i H_i & : n = i \\ 0 & n \neq i \end{cases} \tag{2-3-12}
\end{aligned}$$

ここで、 H_i は*i*番目のサブキャリアの伝搬路特性を示す。以上より、遅延波の遅延時間がガードインターバル内であれば、ガードインターバルを付加することにより遅延波のサブキャリア間での直交性は保証される。図 2.7 にガードインターバルの構成を示す。

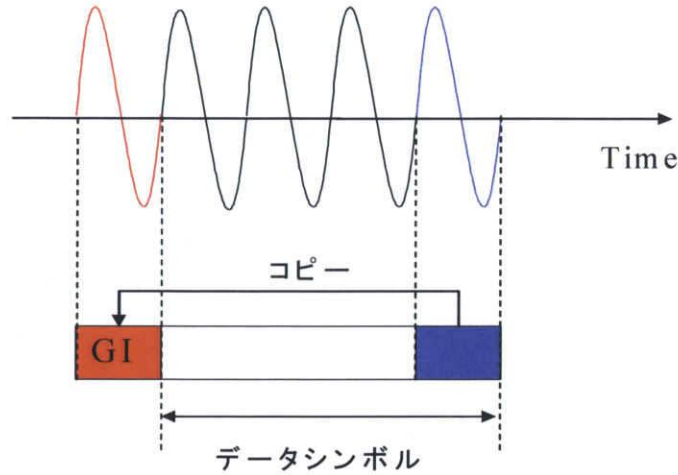


図 2.7 ガードインターバルの構成

高速度データ伝送を達成するためには、振幅成分も情報を載せる QAM 方式の採用が不可欠である。この場合には変調信号の振幅成分にも情報が含まれていることから PSK 方式で可能である遅延検波を利用したマルチパスフェージング補償方式を採用することが出来ない。QAM 等の多値変調方式を採用する場合には周波数軸等化を用いた同期検波方式が利用される。周波数軸等化に際しては、マルチパスフェージング環境下における伝送路特性を推定する必要がある。伝送路特性の推定には、受信側で既知パターンのプリアンブルシンボルを利用するのが一般的である。フレームの先頭で送信されたプリアンブルシンボルは、受信側において FFT 処理され次式に示すように周波数軸信号 $R_{l,i}$ に変換される。

$$R_{l,i} = a_{l,i} \cdot H_i + Z_{l,i} \tag{2-3-13}$$

ここで、 $a_{l,i}$ 、 $Z_{l,i}$ は1シンボル目に送信されるプリアンブルシンボルの*i*番目のサブキャリアの送信データ及び雑音成分を示す。式(2-3-13)で $a_{l,i}$ は受信側では既知であり、次式によって *i* 番目のサブ

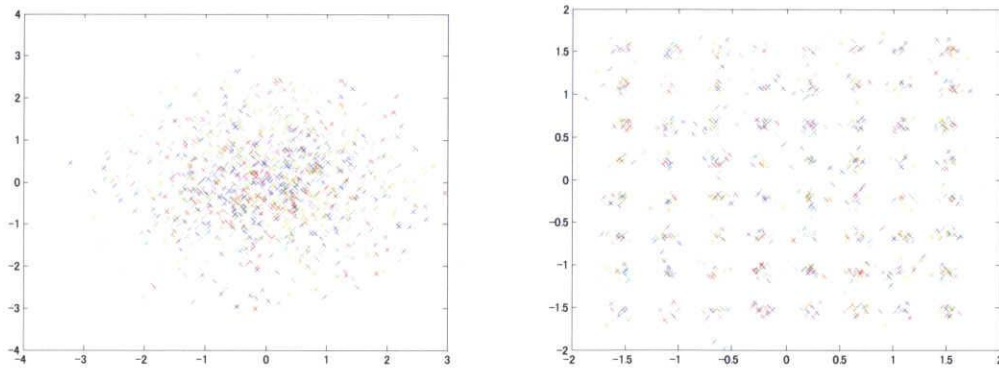
キャリアの伝送路特性を推定可能となる。

$$\begin{aligned}\hat{H}_i &= \frac{(a_{1,i} \cdot H_i + Z_{1,i})}{a_{1,i}} \\ &= H_i + \frac{Z_{1,i}}{a_{1,i}}\end{aligned}\tag{2-3-14}$$

式(2-3-14)で推定された伝送路特性を利用し、マルチパスフェージングに起因した伝送路歪みを受けた L 番目のデータシンボルは次式によって補償することが出来る。図2.8に周波数軸等化前後のスカタードダイアグラムを示す。

$$\begin{aligned}\hat{a}_{L,i} &= \frac{(a_{L,i} \cdot H_i + Z_{L,i})}{\hat{H}_i} \\ &= \frac{a_{L,i} \cdot H_i}{\hat{H}_i} + \frac{Z_{L,i}}{\hat{H}_i} \\ &\approx a_{L,i} + \frac{Z_{L,i}}{\hat{H}_i}\end{aligned}\tag{2-3-15}$$

但し、上式ではプリアンブルシンボルで推定された伝送路特性はデータシンボルを含む1フレーム内で時間的に変動しないという条件が必要となる。伝送路特性が端末の移動等に起因して時間的に変動する場合には、周期的に既知パターンであるパイロット信号をデータシンボルに挿入し、これらを利用した逐次的な伝送路推定を行なうことにより補償可能となる。



(a) 等化前

(b)等化後

図 2.8 周波数軸等化前後のスカタードダイアグラム

図 2.9 に一般的な OFDM 方式の送受信機構成について示す。

送信機では、 M 個の送信データ情報は S/P (直列/並列) 変換器により並列データ系列となる。次に、ゼロパディング回路では M 個のデータ系列の両側に複数の 0 が挿入され、 N 個のデータ系列となる。ゼロパディングは、送信機 D/A 変換器後に発生するエイリアス除去用アナログフィルタを簡易に実現するために必要となる。ゼロパディングされた N 個の周波数軸上データは、IFFT により時間軸信号に変換される。 N ポイントの時間軸信号には、 N_g ポイントの GI が付加されて $(N+N_g)$ ポイントの時間軸信号となり、P/S (並列/直列) 変換器により直列の信号系列とした後、D/A 変換器に入力される。D/A 変換後のアナログ信号は、アナログフィルタによりエイリアスが除去され、無線周波数に変換したのち増幅され、伝送路に送信される。

受信機では、基本的に送信機と逆の操作が行われ、送信データ情報が復調される。図中、受信機同期回路では、シンボル同期と周波数同期が行われる。また、遅延検波/同期検波回路では、変調方式として PSK 方式を利用する場合には遅延検波回路が、QAM 方式を利用する場合には、周波数軸等化を用いた同期検波がそれぞれ利用される。

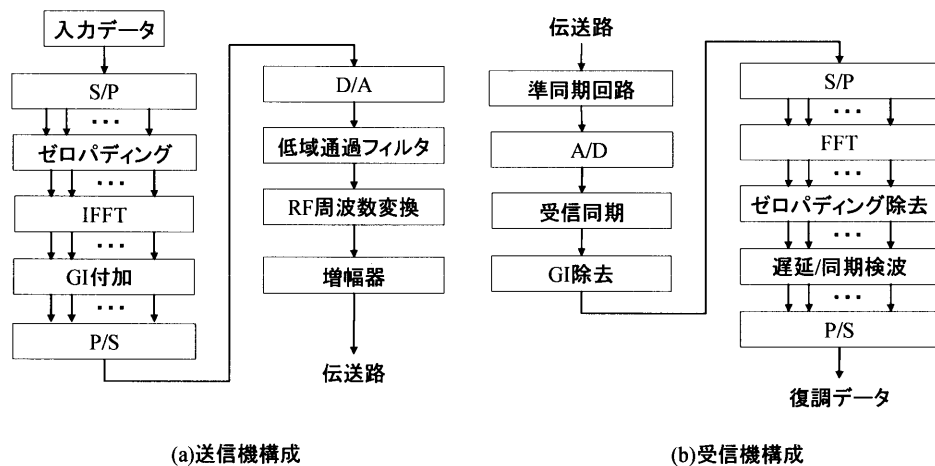


図 2.9 OFDM 送受信機構成

以下に OFDM の利点と欠点を示す。

《利点》

- 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に強くなる。
- シンボル期間が長いこととガードインターバルを設けることにより、マルチパス干渉を軽減出来る。
- 各キャリアの変調方式を変えることが出来るので、情報の多層化が可能。

《欠点》

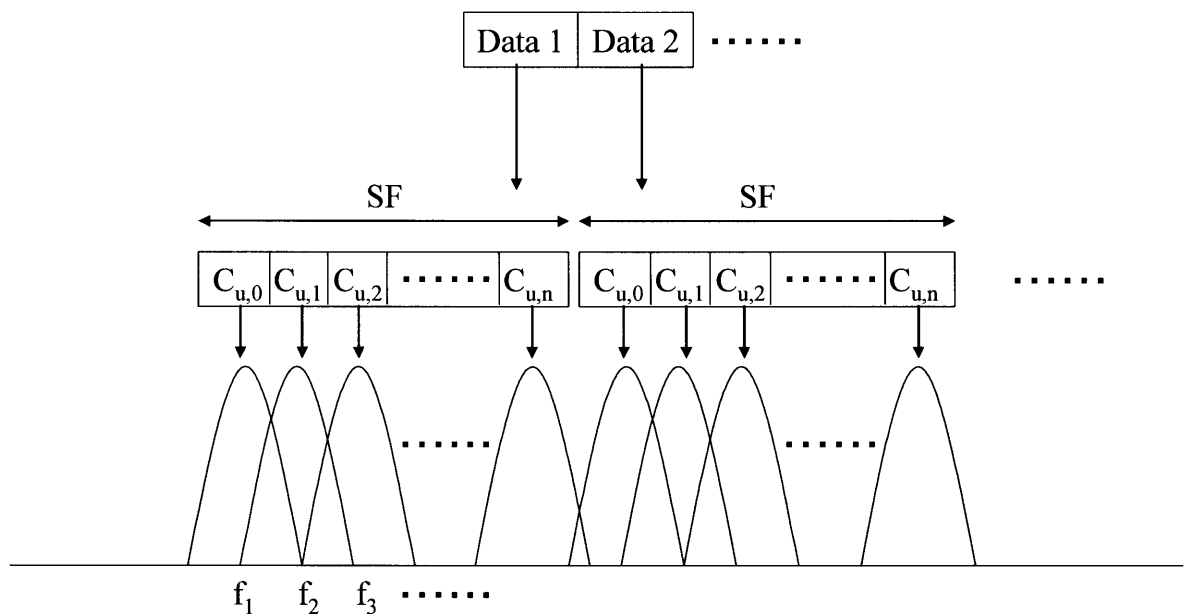
- ガードインターバルを設けることにより伝送効率が劣化する。
- サブキャリア数が多い場合、直交性を保つために送受信機構成が複雑となる。
- 時間軸信号の振幅変動が大きく、非線形回線下での劣化が大きい。

2.4 MC-CDMA 方式

OFDM 方式は優れたマルチパス特性を示すが、セルラー環境下で用いると隣接セルからの干渉が存在するため、セルごとに異なる周波数の割り当てが必要となり、周波数効率を悪化させる。一方、CDMA 方式は隣接セルにおいても同一の周波数割り当てができ、周波数を有効利用出来る。

そこで、CDMA 方式の多元接続性と OFDM 方式の耐マルチパスフェージング性と優れた周波数利用効率を備えた MC-CDMA 通信方式が広く検討されている。

図 2.10 に MC-CDMA のスペクトラムを示す。図に示すように、直交符号を用いてユーザシンボルを周波数上に直交周波数間隔で配置させたサブキャリア上に拡散し、多重化して送信する。拡散符号長を SF とすると、1 つのデータを SF 個のサブキャリアに拡散することになる。



$C_{u,n}$: Spreading Code ($n=0,1,2,\dots,SF-1$)

U : User index

SF: Spreading factor

図 2.10 MC-CDMA のスペクトラム

図 2.11 に MC-CDMA 方式の送受信機構成を示す。

各ユーザのデータ情報は符号化及び変調され、拡散符号を用いて周波数軸上で拡散し、直交関係にあるサブキャリアに割り当てられた後、多重化される。IFFT により時間軸信号に変換された後、ガードインターバルを付加して送信される。

受信側では、送信側で各ユーザに割り当てられた拡散符号と同一の符号を乗算し、拡散成分を加算する逆拡散操作を行う。逆拡散された信号は復号することによって各ユーザデータを得ることが出来る。

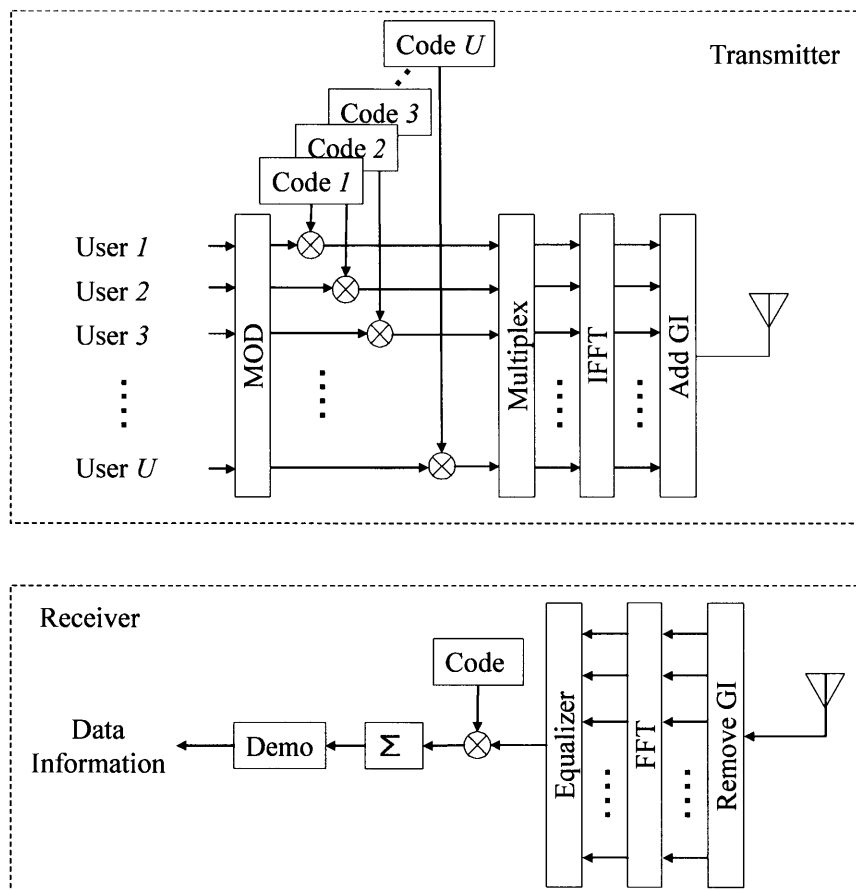


図 2.11 MC-CDMA 方式の送受信機構成

以上のような構成から、MC-CDMA 方式では以下のような特徴がある。

- 多数のサブキャリアを用いて低シンボルレート化することで、マルチパス干渉の影響を低減する。
- 各サブキャリアは周波数軸上に直交周波数間隔で配置されているため、1 サブキャリアの帯域幅を狭くした場合に非常に高い周波数利用効率が得られる。
- CDMA 方式であることから、セル毎の周波数配置や周波数利用効率の点から、セルラシステムに有効である。
- ユーザ間で送信シンボルが同期していなければならないので、下りリンクには有効であるが、同期が困難な上りリンクには適さない。

第3章 MC-CDMA 方式の問題

本章では、MC-CDMA 方式の問題である非線形歪みについて説明する。これまで、非線形歪み問題に対する解決手法は OFDM 方式で様々な手法が提案されている。それらの従来手法は送信側で PAPR (Peak to Average Power Ratio)を減らす方法がほとんどである。PAPR は次式によって定義される。

$$PAPR[dB] = 20 \log \left\{ \frac{\text{Max}[|s_k|]}{E[s_k]} \right\} \quad (3-1)$$

ここで、 s_k は MC-CDMA 時間軸信号、 $\text{Max}[\cdot]$ は最大値を出力する関数、 $E[\cdot]$ は平均値を出力する関数とする。

本章では、3.1 節で非線形歪みについて説明し、3.2 節で従来の非線形歪み補償法を説明する。そして、3.3 節で従来方式の問題点を整理する。

3.1 非線形歪み

MC-CDMA 方式で残された大きな問題として、時間軸信号の振幅変動が従来の単一キャリア伝送方式に比べて非常に大きい点が挙げられる。MC-CDMA 信号の振幅変動が大きい理由は、OFDM 方式と同様にランダムな周波数軸上の情報を IFFT 処理することにより時間軸信号が生成されることに起因している。振幅変動の大きい時間軸信号は図 3.1 のように非線形伝送路で相互変調波が自らのキャリアに重畳されるため、BER 特性は大きく劣化し、電力スペクトラム密度の広がりによる隣接チャネル干渉雑音が増加する[17]。この非線形歪みによる問題の最も簡単な解決策は、非線形増幅器の動作点を線形領域に設定する、又は高性能な電力増幅器を利用することであるが、電力の利用効率、コスト、装置規模の観点では望ましくない。特に、小型端末の利用を前提とした移動通信システムや無線 LAN システムの通信方式としてマルチキャリア伝送方式を採用する場合には大きな問題となる。

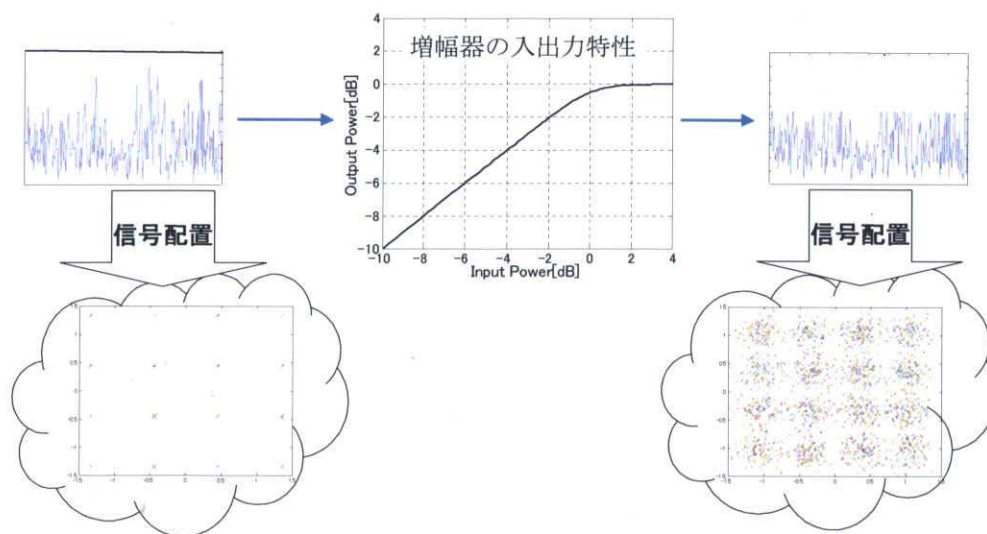


図 3.1 非線形歪みによる送信信号の変化

3.2 従来の非線形歪み補償法

本節では、OFDM 方式で提案されている非線形歪み補償法を説明する。3.2.1 節から 3.2.4 節までは送信側で PAPR を低減することを目的としたクリッピング&フィルタリング法、符号化法、SLM 法、PTS 法を紹介し、3.2.5 節では受信側で非線形歪み成分を推定する IDAR 法を紹介する。

3.2.1 クリッピング&フィルタリング法

クリッピング&フィルタリング法は、簡易な回路で PAPR 特性を大きく改善出来ることが知られている。クリッピング回路は、図 3.2 に示すように時間軸信号の振幅値があらかじめ定められたスレッショルド値以下の場合には入力信号をそのまま通過させる。振幅値がスレッショルド値を超えると、位相成分は元の値を維持しながら振幅レベルをスレッショルド値に制限する。また、クリッピング回路を通過した信号にはクリッピング歪みにより帯域外スペクトラムが広がってしまう。この帯域外スペクトラムの広がりには隣接チャネル間干渉の原因となり、周波数利用効率の問題になる。そこで、クリッピング回路の後にデジタル前置フィルタを設置することにより帯域外スペクトラムを除去する。

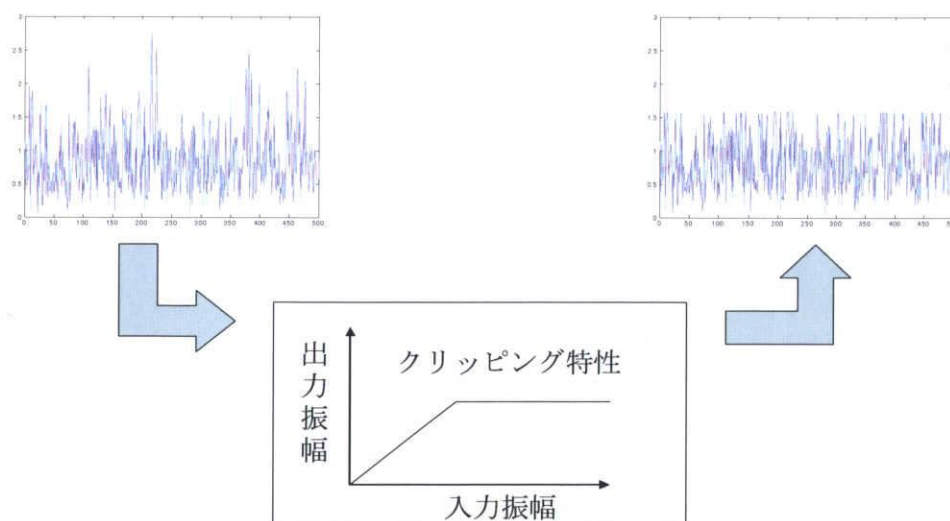


図 3.2 クリッピングによる時間軸信号の変化

図 3.3 にクリッピング&フィルタリング法を適用した送信機構成を示す。MC-CDMA 方式における各ユーザ情報はユーザ毎に割り当てられた拡散符号により OFDM サブキャリア上に拡散され、全ユーザの拡散情報が多重されて一つのシンボルとなる。MC-CDMA 方式の周波数軸上における n 番目のサブキャリアにおける送信情報データ S_n は IFFT 処理により時間軸信号 s_k に変換される。次に、時間軸信号 s_k は非線形素子であるクリッピング回路に入力され、次式に示すように振幅値が一定レベル A 以下に制限される。但し、信号振幅値が A 以上のクリッピングされた MC-CDMA 信号の位相値は元の位相値が保存される。

$$C_k = \begin{cases} s_k & |s_k| < A \\ Ae^{j\arg(s_k)} & |s_k| > A \end{cases} \quad (3-2-1)$$

式(3-2-1)で、 A はクリッピングレベルを示す。本節では、次式で示すようなクリッピングレベル A を送信信号の平均電力 E_s で規格化したクリッピングレベル CL を定義する。

$$CL[dB] = 10 \log \left\{ \frac{A^2}{E_s} \right\} \quad (3-2-2)$$

但し、MC-CDMA 時間軸信号が非線形素子であるクリッピング回路を通過すると、クリッピングにより発生する歪み成分 d_k は次式のように表される。

$$d_k = \begin{cases} 0 & |s_k| < A \\ \{|s_k| - A\} e^{j\arg(s_k)} & |s_k| > A \end{cases} \quad (3-2-3)$$

式(3-2-3)を用いることにより、クリッピング回路の出力信号 C_k は次式によって表される。

$$C_k = s_k - d_k \quad (3-2-4)$$

ここで、クリッピングによる歪み成分は帯域内と帯域外の両方に発生することとなる。帯域内の歪み成分は BER 特性の劣化に、帯域外の歪み成分は周波数スペクトラムの拡大となって現れる。帯域外スペクトルの拡大は隣接チャネル干渉の原因になり、周波数利用効率の問題となる。そこで、クリッピング回路の出力信号を前置フィルタへ通して帯域外スペクトラムを除去する。その後、増幅器へ入力して伝送路上に送信される。

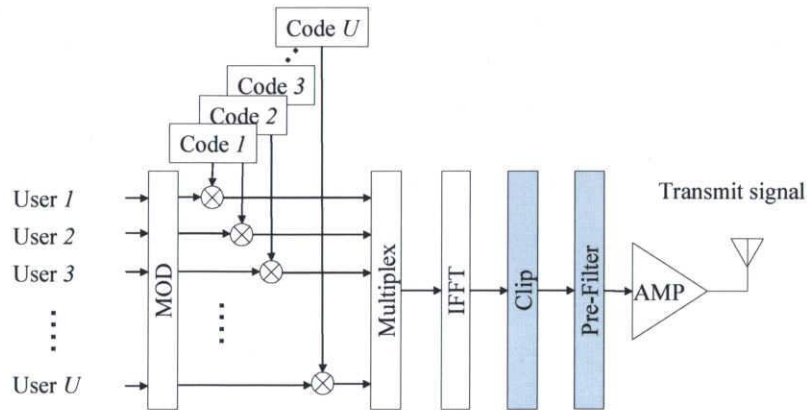


図 3.3 クリッピング&フィルタリング法を用いた送信機構成

クリッピングを行うことにより PAPR を大幅に低減可能だが、クリッピングによって生じるクリッピング歪みは帯域内スペクトラムにも影響を与えるため、受信機で復調をする際に誤りを起こす。そこで、クリッピングによって生じたクリッピング歪みを補償するため、受信機でクリッピング歪み補償法[18]

を行う。

図 3.4 にクリッピング歪み補償法を用いた受信機構成を示す。受信信号を FFT 処理により周波数軸上信号に変換すると、次式に示す信号となる。

$$C_n = S_n - D_n \quad (3-2-5)$$

但し、 D_n はクリッピングによる時間軸上の歪み成分 d_k の周波数軸上の信号を示す。次に式 (3-2-5) の信号に逆拡散操作を行い復調する。ここで復調された信号は次式によって表せる。

$$\hat{S}_n = S_n + F_n \quad (3-2-6)$$

但し、 F_n は判定結果における誤り系列を示し、次式によって表される。

$$F_n = \begin{cases} 0 & \text{if } \hat{S}_n = S_n \\ \hat{S}_n + S_n & \text{if } \hat{S}_n \neq S_n \end{cases} \quad (3-2-7)$$

一方、式(3-2-6)の判定結果は IFFT により時間軸信号に変換され、式(3-2-3)に示したクリッピング回路に入力される。ここで、式(3-2-6)を IFFT した信号は、次式によって表せる。

$$\hat{s}_k = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi nk/N} + \sum_{n=0}^{N-1} F_n e^{j2\pi nk/N} \quad (3-2-8)$$

式(3-2-8)の右辺第二項は、式(3-2-7)で示される誤り信号を IFFT した信号を示す。ここで、式 (3-2-8) から明らかなように、復調誤り数が少ない場合にはこれら誤り成分はシンボル時間拡散され、希望信号成分に与える影響が軽減される。従って、復調誤りが少ない場合に式(3-2-8)を式(3-2-3)に入力して得られる歪み信号は、元の歪み信号に非常に近い波形となることが分かる。ここで再生された歪み信号は、図 3.4 のように FFT され、式(3-2-5)の信号に対して周波数軸上で補正される。補正された信号は、再び判定回路に入力され復調される。以上の操作を繰り返すことにより、クリッピング歪みを補償し、BER 特性を改善することが出来る。

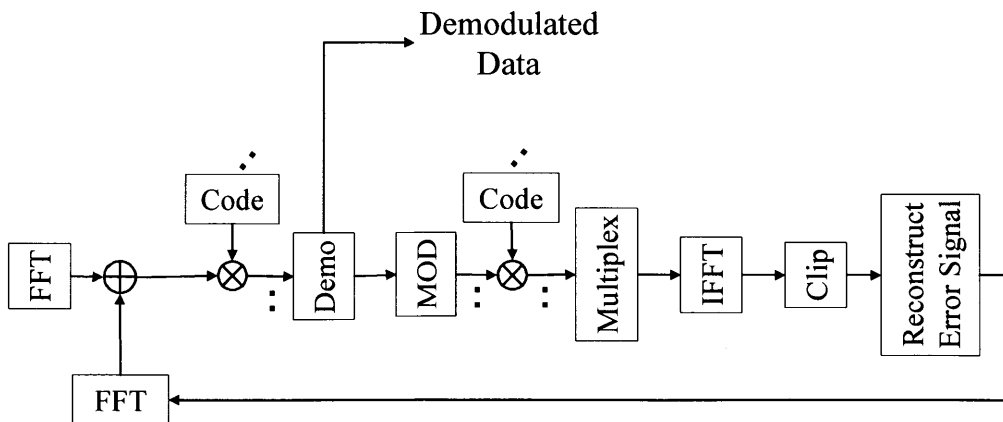


図 3.4 クリッピング歪み補償受信機構成

3.2.2 符号化法[10][11]

符号化法は、入力データを低PAPRとなるように符号化する方法である。一例として、BPSK 変調方式においてサブキャリア数を 4 本とした時の入力ビットに対する PAPR を表 3.1 に示す。ここで、 d_{sec} は入力系列番号である。16 系列のうち、4 系列の PAPR は 16.00 となり、この 4 系列を使わなければ、PAPR を大きく低減出来ることになる。これは入力データの d_1, d_2, d_3, d_4 を大きな PAPR を含まない 5 ビットの符号語 c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 にマッピングするブロック符号化によって実現可能である。符号語 c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 の最初の 4 ビットは入力ビット d_1, d_2, d_3, d_4 であり、最後のビット c_5 は奇偶検査パリティチェックビットである。

表 3.1 サブキャリア数 4 本、BPSK 変調時の PAPR

d_{sec}	d_1	d_2	d_3	d_4	PAPR[dB]
0	0	0	0	0	16.00
1	0	0	0	1	7.07
2	0	0	1	0	7.07
3	0	0	1	1	9.45
4	0	1	0	0	7.07
5	0	1	0	1	16.00
6	0	1	1	0	9.45
7	0	1	1	1	7.07
8	1	0	0	0	7.07
9	1	0	0	1	9.45
10	1	0	1	0	16.00
11	1	0	1	1	7.07
12	1	1	0	0	9.45
13	1	1	0	1	7.07
14	1	1	1	0	7.07
15	1	1	1	1	16.00

3.2.3 選択マッピング(SLM: Selected Mapping) 法[12][13]

SLM法のシステム図を図3.5に示す。SLMでは、IFFT処理前に系列長がキャリア数と等しい $U-1$ 個の異なる位相系列 $b_m(m=1,2,\dots,U-1)$ をシンボル系列に掛け、元のシンボルを含めて合計 U 個の系列を作る。その中から、 N ポイントのIFFT処理後に最も低いPAPRを持つものを選択して送信信号を作る。使用した位相系列はサイド情報として送信し、受信側で位相の逆回転を行った後復調する。SLM法は線形操作であるため、特性劣化につながる非線形歪みを生じないという特徴を持つ。SLM法のPAPR低減効果は位相系列の候補数によって決まり、候補数が多いほど低いPAPRを得ることが出来る。

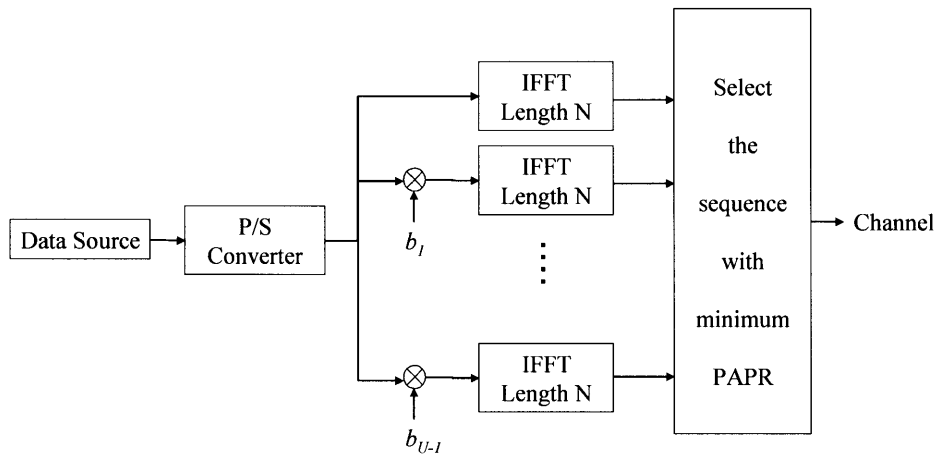


図 3.5 SLM のシステム図

3.2.4 部分系列伝送(PTS:Partial Transmit Sequence)法[14][15]

PTS 法のシステム図を図 3.6 に示す。入力データは S/P 変換後、周波数軸上で K サブキャリアずつクラスタ化される。この時、全キャリア数を M とすると、クラスタ数は M/K となる。PTS 法ではクラスタ毎に位相回転を与える複素重みを掛け合わせることで送信信号のピーク電力を低減する。ここで、位相回転を与える重み係数(WF:Waiting Factor)が4相であれば、位相回転のステップは $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ となる。各クラスタにそれぞれの位相回転を行った後、最も PAPR が低い位相回転量を選択し、サイド情報として受信機へと伝送される。

受信機では FFT 回路に入力して周波数軸上信号へ変換した後、送信機で加えた位相回転と逆の回転を与える。その後、復調により情報データを取り出す。

PTS 法は SLM 法と同様に線形操作であるため、特性劣化につながる非線形歪みを生じないという特徴を持つ。又、PTS 法の PAPR 低減効果は WF の相数とクラスタ数で決定され、それぞれの数が大きい値をとるほど PAPR を低減することが出来る。

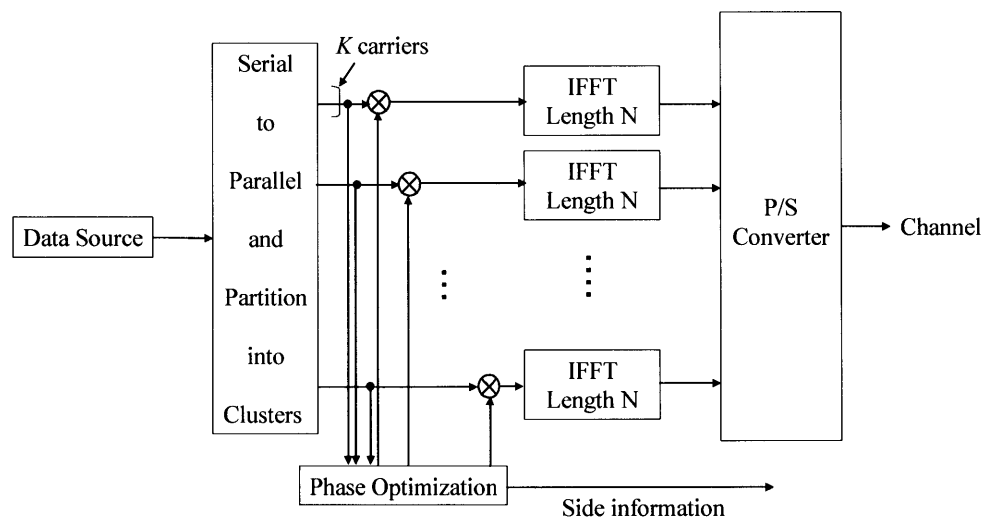


図 3.6 PTS 法のシステム図

3.2.5 IDAR 法[16]

IDAR 法は、前節までの送信機側で PAPR を低減する方式に対して、送信機側で発生した非線形歪みを受信機側で推定し、補償する方式である。これにより復調誤りを低減出来るため、非線形回線下でも優れた BER 特性を得ることが出来る。また、IDAR 法は受信機側で非線形歪みを推定するため、送信機構成は図 2.10 の従来の MC-CDMA 送信機構成を変更する必要はない。これは、送信機を基地局と考えた場合、既存の基地局を変更する必要がないため、大幅なインフラ設備を再構築する必要がないという利点がある。

図 3.7 に IDAR 法を適用した OFDM 方式の受信機構成を示す。非線形回線下において受信された MC-CDMA 方式の周波数軸上信号 R_n は次式によって表すことが出来る。

$$R_n = S_n + E_n + W_n \quad (3-2-9)$$

ここで、 S_n 、 E_n 、 W_n はそれぞれ n 番目のサブキャリアにおける送信情報データ、非線形歪み成分、白色ガウス雑音を示す。IDAR 法では、周波数軸上信号に変換された受信信号を一旦復調する。これにより、非線形歪みの影響が小さいサブキャリアのデータは、送信情報データに近似したデータとなる。次に、この復調データを時間軸信号 r_k に変換する。

$$r_k = s_k + e_k + w_k \quad (3-2-10)$$

ここで、 s_k 、 e_k 、 w_k はそれぞれ、 k 番目にサンプリングされた送信情報データ、非線形歪み成分、白色ガウス雑音の時間軸信号である。この r_k を非線形増幅器モデルに入力する。但し、送信側で用いられた非線形増幅器の入出力特性は受信側では既知とし、非線形歪み成分を推定するために用いられる非線形増幅器のモデルは送信機で用いられた増幅器と同じ入出力特性を持つものとする。この操作は全てデジタル演算処理されるものとする。すると、非線形増幅器モデルの出力 a_k は次式のように表すことが出来る。

$$\begin{aligned} a_k &= r_k + \hat{e}_k \\ &= (s_k + e_k + w_k) + \hat{e}_k \end{aligned} \quad (3-2-11)$$

但し、 \hat{e}_k は受信機側の増幅器モデルで発生した非線形歪み成分の時間軸上信号である。

そして、非線形増幅器モデルの入出力信号の差を取ると次式のように表すことが出来る。

$$\begin{aligned} a_k - r_k &= (s_k + e_k + w_k) + \hat{e}_k - (s_k + e_k + w_k) \\ &= \hat{e}_k \end{aligned} \quad (3-2-12)$$

(3-2-12) 式を時間軸信号でみると図 3.8 のようになり、増幅器の入出力特性は送信機と同じ特性と仮定しているため、 \hat{e}_k は送信機で発生した非線形歪み成分と見なすことが出来る。推定された時間軸上の非線形歪み成分 \hat{e}_k は、周波数軸信号 \hat{E}_n に変換された後、次式により受信信号 R_n の非線形歪み成分を補償する。

$$\begin{aligned} R_n &= (S_n + E_n + W_n) - \hat{E}_n \\ &\cong S_n + W_n \end{aligned} \quad (3-2-13)$$

以上の操作を複数回繰り返すことにより、非線形歪み成分の推定は次第に正確なものとなっていくため、非線形歪みによる BER 特性の劣化を大きく改善することが出来るようになる。

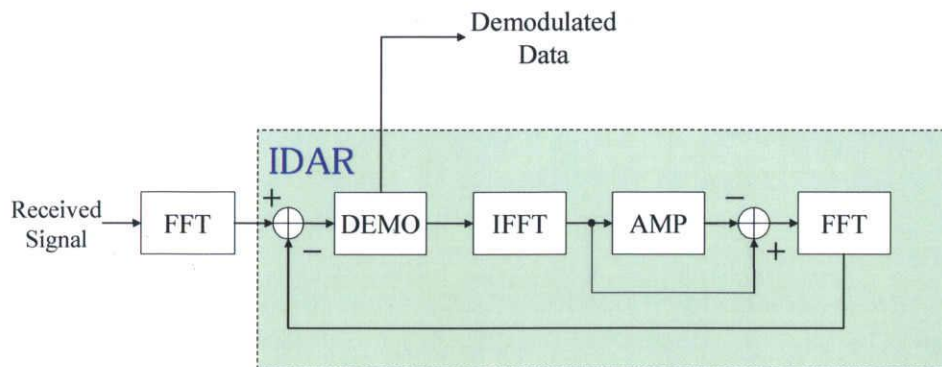


図 3.7 IDAR 法を用いた OFDM 受信機構成

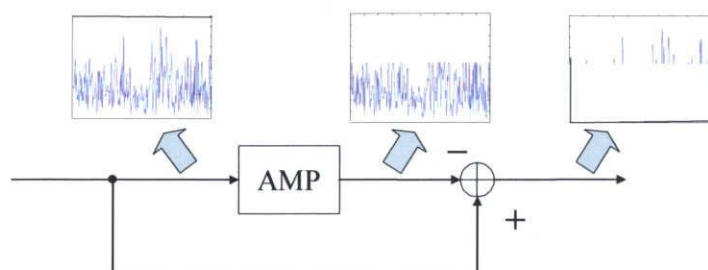


図 3.8 非線形増幅器モデルの入出力信号の差

3.3 従来方式の問題点

前節まで、従来の非線形歪み補償法を述べてきた。本節では、非線形回線下における従来方式の問題点をそれぞれ述べる。非線形増幅器のモデルとしては、SSPA(Solid-State Power Amplifier)の AM/AM 特性の近似モデルとして知られている次式を採用した[17]。

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\{1 + (\rho/B)^{2p}\}^{1/2p}} \quad (3-3-1)$$

但し、 ρ は入力信号波の振幅値、 B は出力飽和レベル、 p は非線形特性の度合いを示すパラメータである。また、SSPA の入出力特性を図 3.9 に示す。

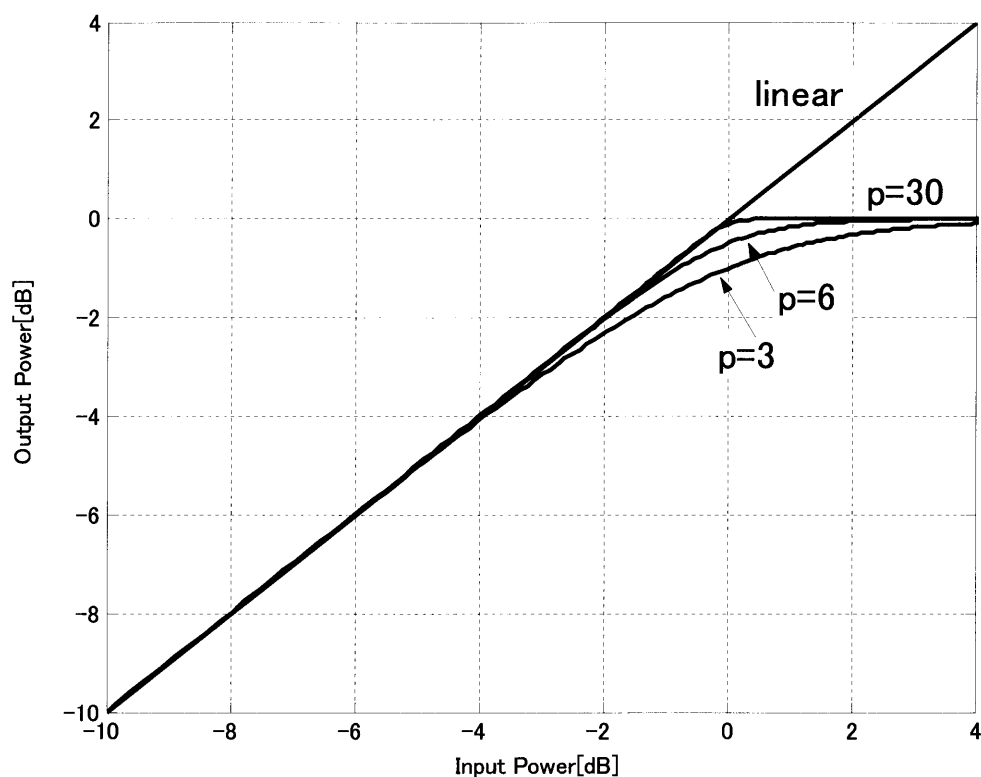


図 3.9 SSPA の入出力特性

クリッピング&フィルタリング法では、クリッピングレベルは式(3-2-2)で表され、クリッピングレベルが小さいほど時間軸信号 s_k のピーク振幅値は小さくなり、PAPRを低減出来ることが分かる。しかし、クリッピングレベルを小さくしていくとそれに伴いクリッピング歪みが増大するため、クリッピング歪み補償法を用いても BER 特性の改善が出来なくなる。

図 3.9 に、線形回線下におけるクリッピングレベルをパラメータとしたクリッピング歪み補償法の BER 特性改善効果を示す。図のように、クリッピングが 0dB の時は MC-CDMA 方式の理論値と比べて、クリッピング歪み補償法を行っても BER 特性を大きく改善することが出来なくなっているのが分かる。一方、クリッピングレベルが 1dB の時は BER 特性を大きく改善することが出来ており、理論値に近い BER 特性を得ることが出来るのが分かる。

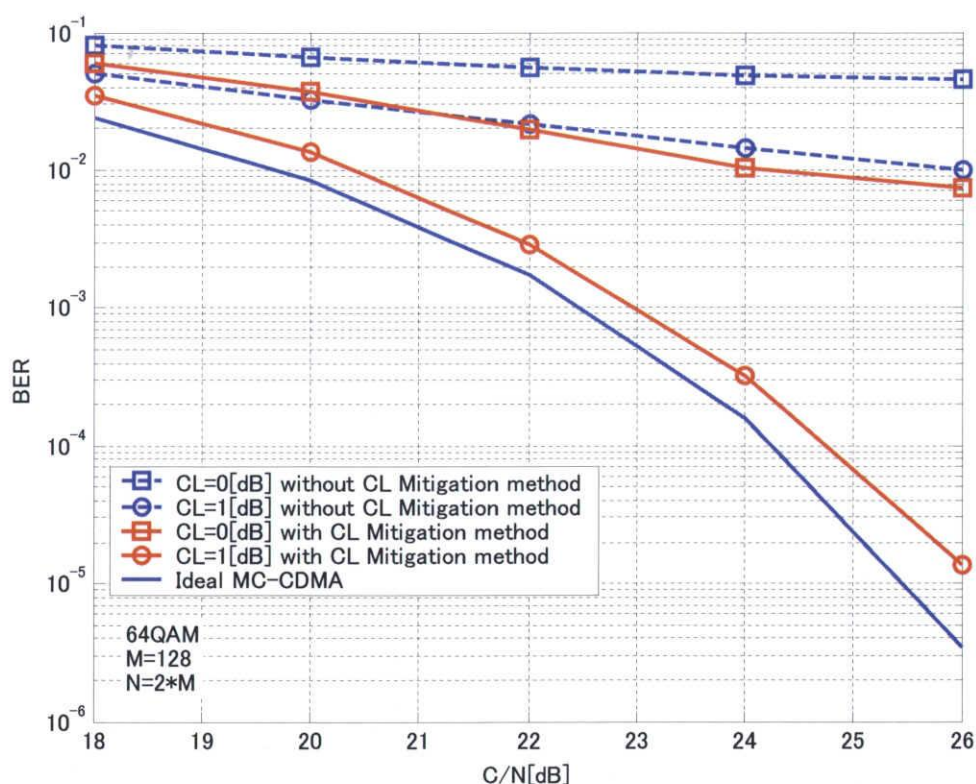


図 3.9 クリッピングレベルとクリッピング歪み補償法の効果

次に、非線形回線下におけるクリッピング&フィルタリング法の効果を確かめるため、図 3.10 に非線形増幅器に入力する信号の入力バックオフ (IBO: Input Buck Off) 値を変化させた場合、つまり、非線形増幅器の動作点を変化させた場合のクリッピング歪み補償法を適用した MC-CDMA 方式の BER 特性を示す。クリッピングレベルは 1dB、IBO 値は-4dB と-7dB と設定した。クリッピング本来の目的は、低 PAPR の MC-CDMA 信号を作り、非線形歪みによる BER 特性の劣化を防ぐことである。図 3.10 の結果より、非線形回線下でのクリッピング&フィルタリング法を適用した MC-CDMA 方式では、IBO 値が-4dB ではクリッピング歪み補償法を適用しても BER 特性の劣化を大きく改善することが出来なくなってしまっており、IBO 値が-7dB ではクリッピングを行っても特性は大きく変わらないことも分かる。従って、クリッピング&フィルタリング法は非線形回線下では、BER 特性の劣化を大幅に改善することが出来ず、クリッピング本来の目的が達成出来なくなってしまう。

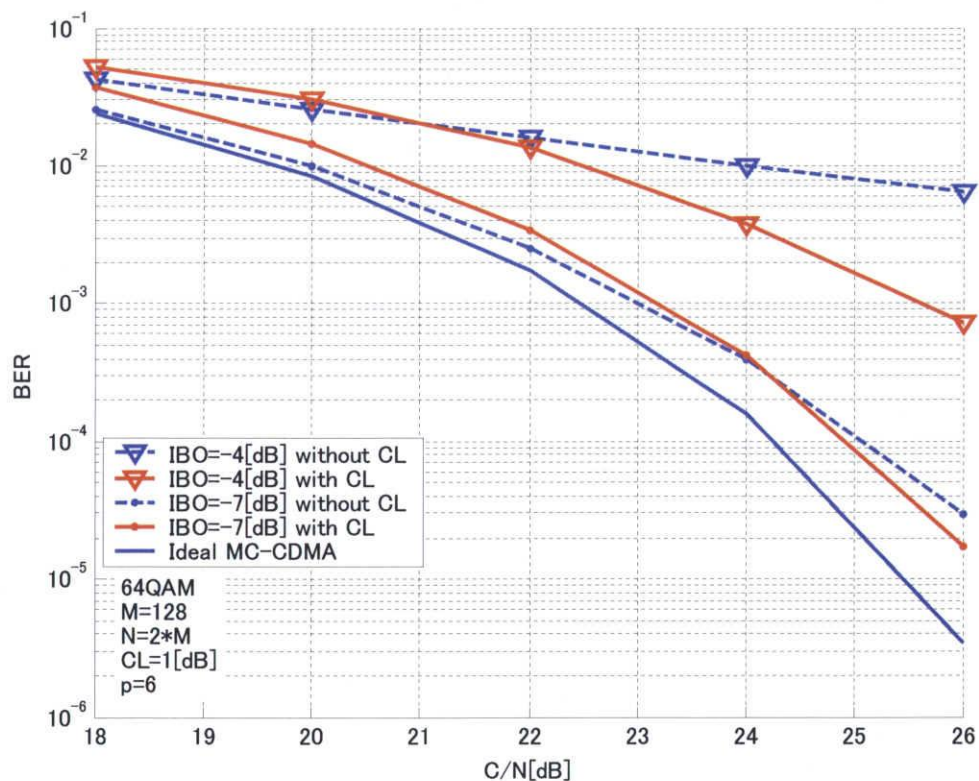


図 3.10 非線形回線下でのクリッピング&フィルタリング法を用いた場合の BER 特性

また、別の PAPR 低減法である符号化法は、入力データを低い PAPR を持つデータに符号化することにより PAPR を低減する。符号化法は PAPR の低減に有効である。しかしながら符号化率に応じて所要帯域幅が拡大するという問題点が生じる。

SLM 法や PTS 法では、線形操作であるためクリッピング & フィルタリングのように信号品質が劣化するという問題は起きない。しかし、移動端末などの電力制限の厳しい送信機では IBO 値が非線形領域に設定されるため、SLM 法や PTS 法により非線形歪みを十分抑えられるほど PAPR を低減すると非常に多くの計算量が必要となる。また、実行可能な計算量で行った場合、非線形歪みを十分抑えられる程の PAPR 低減効果は期待出来ず、非線形歪みの発生は避けられない。

一方、IDAR 法は OFDM 方式においては非常に優れた BER 特性を得ることが出来る。しかし、IDAR 法は受信側で非線形歪み成分を推定するのに復調データを必要とする。MC-CDMA 方式は複数ユーザの情報データを基地局でユーザごとに割り当てられる拡散系列によって拡散し、多重化されたものを 1 シンボルの信号としている。よって、IDAR 法を MC-CDMA 方式に適用する場合、受信信号から復調データを得る際は図 3.11 に示すように、他ユーザも含めた全ユーザの拡散系列を用いて逆拡散操作をする必要がある。しかし、移動端末は一般に他ユーザの拡散系列を知らないため、逆拡散を伴う復調操作をすることが出来ない。仮に他ユーザの拡散系列を知っていたとしても、逆拡散操作を伴うため受信機構成が複雑になってしまう。このため、MC-CDMA 方式に復調データの利用を前提とした IDAR 法を直接適用することは困難である。

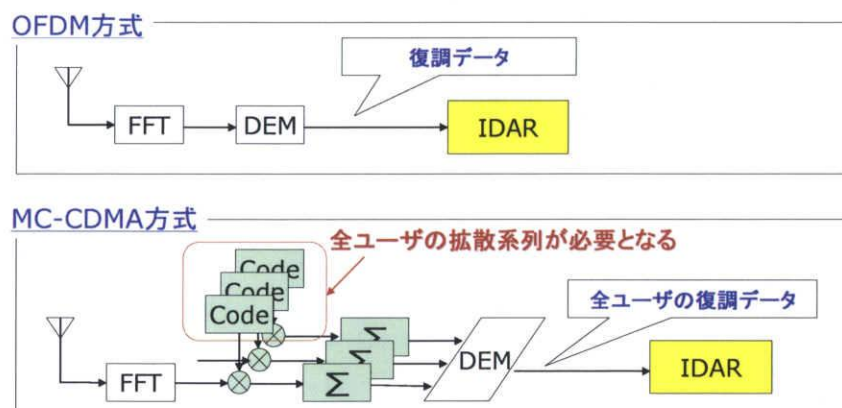


図 3.11 MC-CDMA 方式における IDAR 法の適用時の問題点

第 4 章 MC-CDMA 用非線形歪み補償法の提案

第 3 章では従来の代表的な非線形歪み補償法を紹介した。その中で、OFDM 方式において、IDAR 法は優れた非線形歪み補償効果を得られることが実証されている。IDAR 法を MC-CDMA 方式に適用することを考えた場合、符号多重伝送である MC-CDMA 方式に直接適用することが出来ない点は 3.3 節で述べた。しかし、IDAR 法は非線形歪み補償効果が極めて高く、BER 特性を改善する手法としてとても有効である。そのため、本章では MC-CDMA 方式に IDAR 法を適用する際の問題点を解決した IDAR 法を基にした非線形歪み補償法を提案する。4.1 節では提案方式で利用する MC-CDMA 送信信号の特徴を説明し、4.2 節で MC-CDMA 方式に IDAR 法を適用する手法を提案する。そして、4.3 節で計算機シミュレーションによる特性評価の結果を示す。

4.1 提案する MC-CDMA 用の IDAR 法

4.1.1 周波数軸上の MC-CDMA 信号の特徴

前章で説明した通り、OFDM 方式で提案されている IDAR 法は、受信側で非線形歪みを推定する際に復調データを必要とする。そのため、歪み補償効果は高いが IDAR 法を MC-CDMA 方式に直接適用することは困難であった。提案する非線形歪み補償法は、OFDM 方式用の IDAR 法で用いる復調データを使わず、送信される MC-CDMA 周波数軸上信号の特徴を利用した MC-CDMA 方式用の IDAR 法である。

図 4.1 は、一例として拡散率 4、ユーザ数 4 で変調方式として多値 QAM を仮定した場合の MC-CDMA 送信信号の作り方を示したものである。多値 QAM において、位相変調されたユーザ情報を複素表示すると、実軸、虚軸共に振幅値は全て最小振幅値の整数倍である。よって、拡散されたユーザ情報を多重化して作られる MC-CDMA 送信信号は、周波数軸上において各ユーザ情報の線形和で表されるため、変調方式で決まる最小振幅値をステップとした離散値となる。この特徴を利用して、MC-CDMA 用の IDAR 法では、従来の IDAR 法で用いた復調データの代わりに量子化された受信信号を用いるものとする。

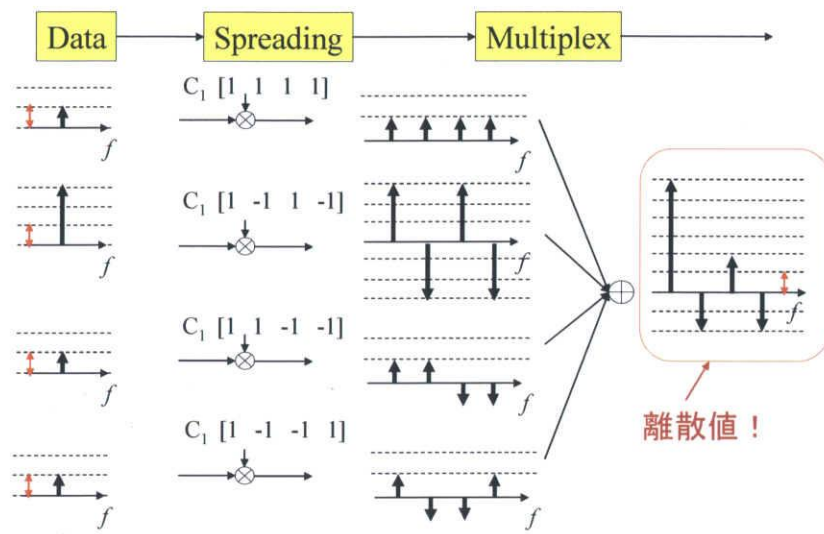


図 4.1 周波数軸上の MC-CDMA 信号の特徴

4.1.2 提案方式のシステム構成

以下に提案する MC-CDMA 用 IDAR 法の手順を示す。

図 4.2 に提案する受信機構成を示す。受信した MC-CDMA 信号は式 (3-2-9) と同様、FFT 処理により周波数軸信号 R_n に変換される。

$$R_n = S_n + E_n + W_n \quad (4-1-1)$$

S_n 、 E_n 、 W_n はそれぞれ、 n 番目のサブキャリアの送信情報データ、非線形歪み成分、白色ガウス雑音を表す。

ここで、提案方式は周波数軸上信号に次式で表される量子化ステップ Q により量子化補正される。

$$Q = m * \frac{X}{\sqrt{SF}} \quad (m = 0, \pm 1, 2, \dots) \quad (4-1-2)$$

但し、 X は変調方式で決定される複素表示信号の実軸、虚軸の最小振幅値、 SF は拡散率を表す。量子化された受信信号は以降、従来の IDAR 法と同様に IFFT 処理により時間軸信号 r_k に変換され、非線形増幅器モデルに入力される。非線形増幅器モデルの出力信号は次式で表される。

$$\begin{aligned} a_k &= r_k + \hat{e}_k \\ &= (s_k + e_k + w_k) + \hat{e}_k \end{aligned} \quad (4-1-3)$$

次に、非線形増幅器モデルの入出力信号の差を取ることで、非線形歪み成分 \hat{e}_k を受信側で推定する。

$$\begin{aligned} a_k - r_k &= (s_k + e_k + w_k) + \hat{e}_k - (s_k + e_k + w_k) \\ &= \hat{e}_k \end{aligned} \quad (4-1-4)$$

推定した非線形歪み成分は FFT 処理により周波数軸上信号 \hat{E}_n に変換され、次式で表されるように受信信号 R_n と差を取る。

$$\begin{aligned} R_n &= (S_n + E_n + W_n) - \hat{E}_n \\ &\cong S_n + W_n \end{aligned} \quad (4-1-5)$$

以上の操作を繰り返すことにより、非線形歪み成分を補償することが可能となる。

一方、提案方式は歪み成分の推定に受信信号の復調データを用いるため、回路上においては図 4.2 の FFT 後の受信信号と非線形歪み推定の処理を行った FFT 後のデータの差を取る際に同期が必要となる。このため、提案方式を用いる際には FFT 後の受信データを一旦メモリに蓄えておく。そして、1 シンボルの非線形歪み推定操作が終わった後、メモリに蓄えられていた受信データの非線形歪み成分に対して補償操作を行う。

また、データ量に対する遅延の大きさは処理速度が $\mu \text{ sec}$ の範囲であるため、データ量に限らずほぼ同じ速度と考えられる。よって、データ量に限らず同じ操作で行うことが可能である。

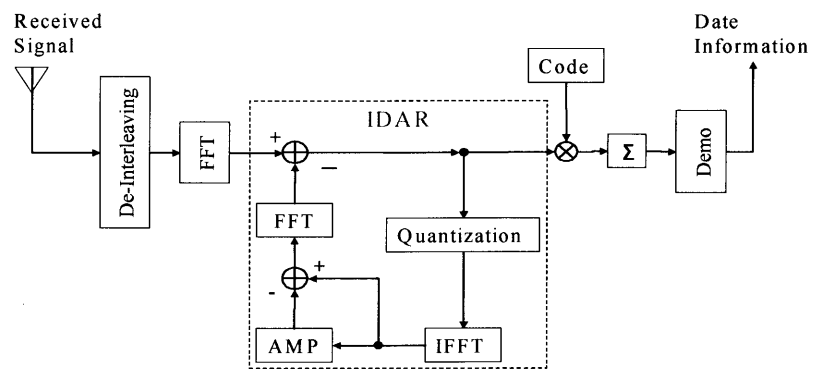


図 4.2 提案方式を適用した受信機構成

4.2 計算機シミュレーションによる評価

4.2.1 シミュレーション諸元

本節では提案方式の有効性を実証するため、以下のパラメータを用いてシミュレーションを行った。シミュレーションでは、変調方式として 16QAM と 64QAM を用い、サブキャリア数は 256、FFT ポイント数は 512 とし、拡散率は 16、ユーザ数は 16 とした。また、シミュレーションで用いた非線形増幅器モデルは式(3-3-1)で表される SSPA モデルの AM/AM 特性を想定し、非線形の強さを表すパラメータ p は文献[19]において 2 から 3 に設定した場合、非線形増幅器の入出力特性をよく近似出来ることが報告されているため、本シミュレーションでは p の値を 3 とした。また、通信環境は AWGN (Additive White Gaussian Noise) チャンネルを想定した。

表 4.1 シミュレーション諸元

Modulation Method	16QAM ,64QAM
Number of sub-carriers	256
Number of FFT points	512
Symbol duration	12.8 μ s
OFDM bandwidth	10MHz
Spreading code	Walsh Hadamard
Spreading factor SF	16
Number of users	16 (full load)
Model of num-linear amplifier	SSPA
SSPA Parameter p	3
Cannel model	AWGN

4.2.2 繰り返し回数と BER 特性の関係

IDAR 法は非線形歪みの推定操作を複数回繰り返すことで非線形歪みの推定精度を上げることが出来る。本節では、IDAR 法の最適な繰り返し回数を決めるため、繰り返し回数に対する BER 特性を示す。

図 4.3 と図 4.4 に、16QAM と 64QAM それぞれの変調方式における、繰り返し回数に対する BER 特性を示す。ここで用いたパラメータは 16QAM では $C/N=19\text{dB}$ と $C/N=20\text{dB}$ 、 $\text{IBO}=-5\text{dB}$ とし、64QAM では $C/N=24\text{dB}$ と $C/N=25\text{dB}$ 、 $\text{IBO}=-7\text{dB}$ とした。

それぞれの図より、16QAM と 64QAM それぞれ、繰り返しの 1 回行くと BER がほぼ一定となっているのが分かる。このため、以降の評価では各変調方式とも繰り返し回数を 1 回と設定して行った。

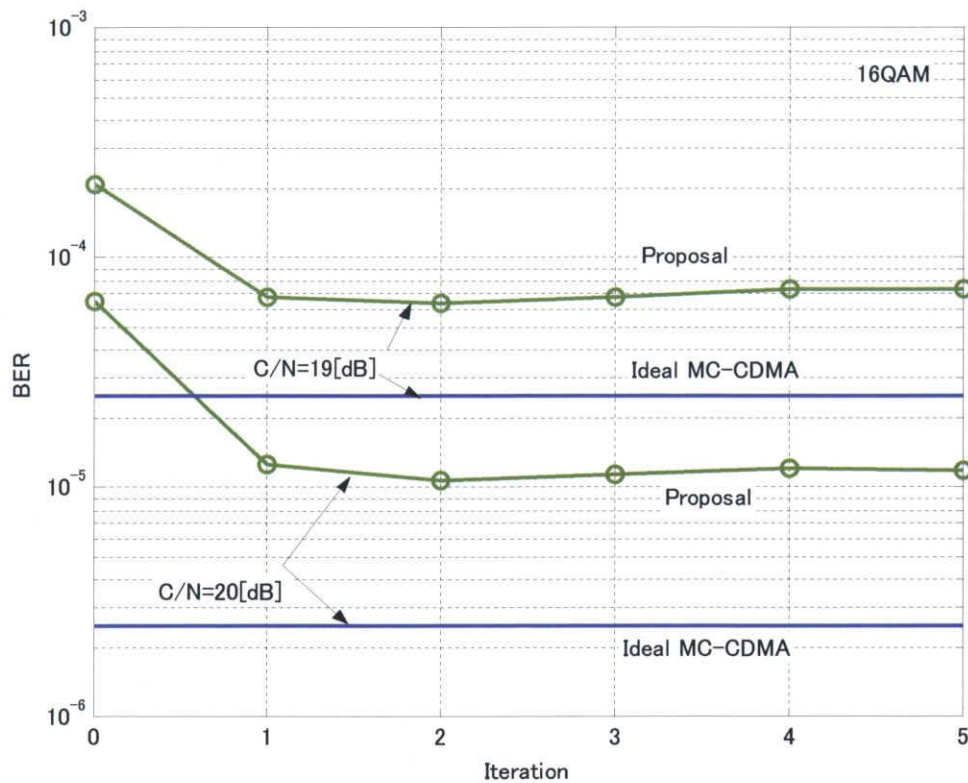


図 4.3 補償の繰り返し回数に対する BER 特性(16QAM)

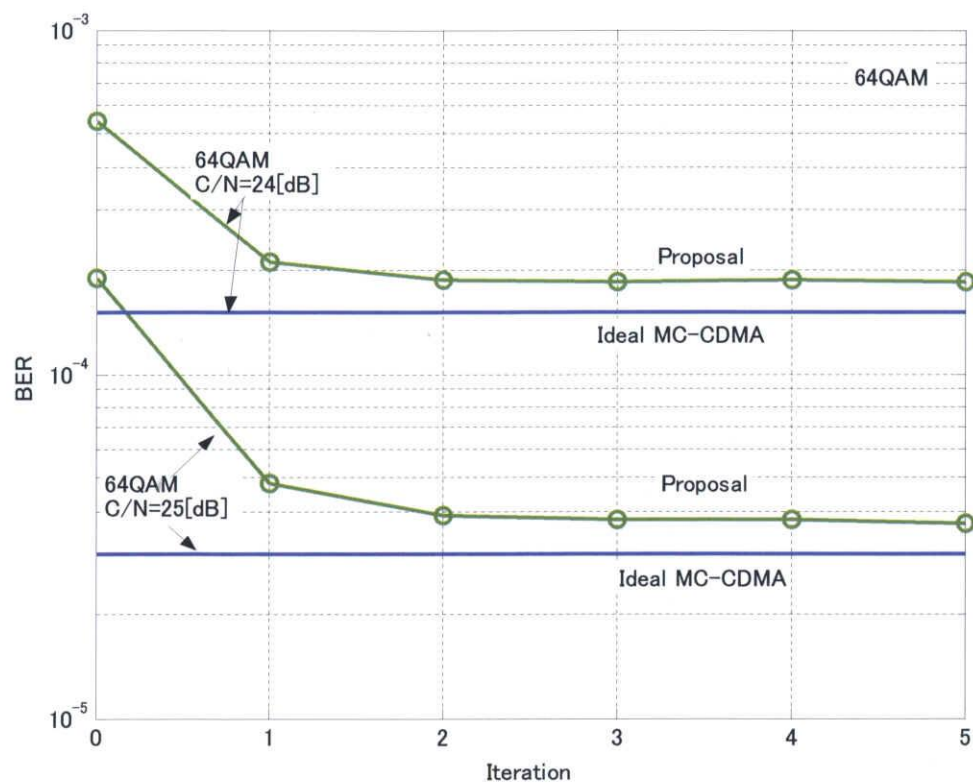


図 4.4 補償の繰り返し回数に対する BER 特性(64QAM)

4.2.3 IBO に対する BER 特性

非線形増幅器の入力バックオフ値に対する BER 特性を示す。ここでは、C/N 値を一定に固定し、入力バックオフ値の変化に対して BER 特性の変化を確認していく。図 4.5 に 16QAM、図 4.6 に 64QAM における従来の MC-CDMA 方式の特性と提案方式を適用した場合の特性をそれぞれ示す。それぞれの図より、非線形特性の強い領域に動作点を置く (IBO=0 に近い領域で動作させる) ほど MC-CDMA 信号の特性が悪化していくのが分かる。しかし、提案方式を用いるとそれぞれの変調方式で従来の MC-CDMA 信号の特性に対して特性の改善が得られているのが分かる。これは、提案方式による非線形歪み補償効果が現れていることを示しており、同じ電力増幅器を用いた場合、それぞれの変調方式において 1dB から 2dB の電力の有効利用が図れることが分かる。

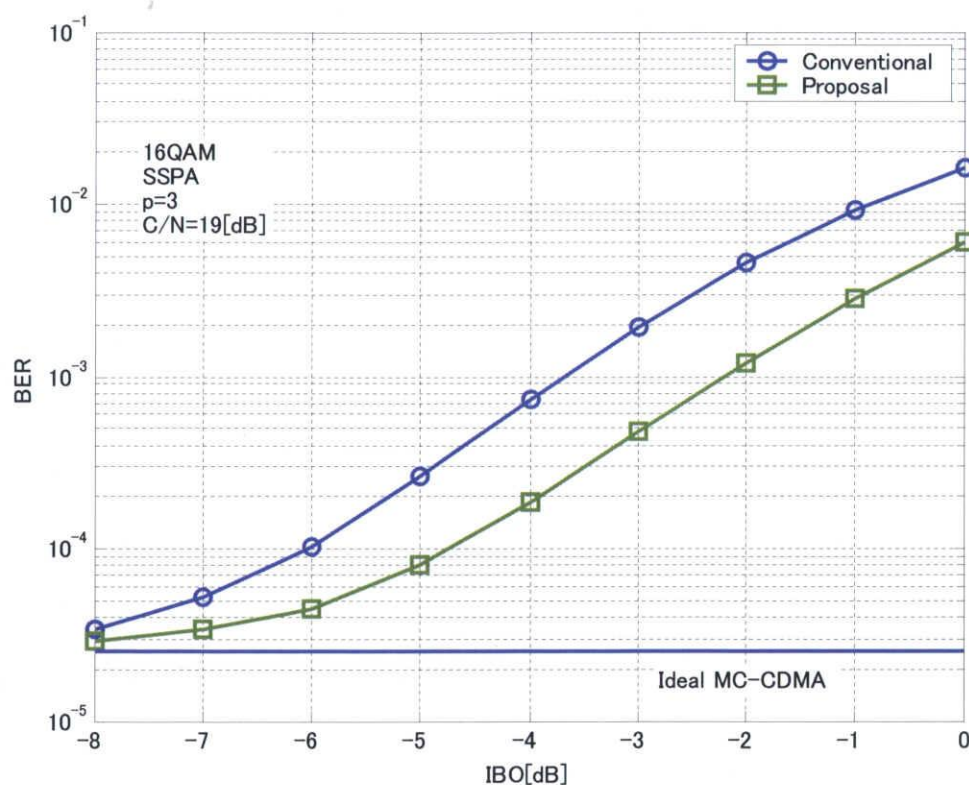


図 4.5 非線形増幅器の IBO 値に対する BER 特性(16QAM)

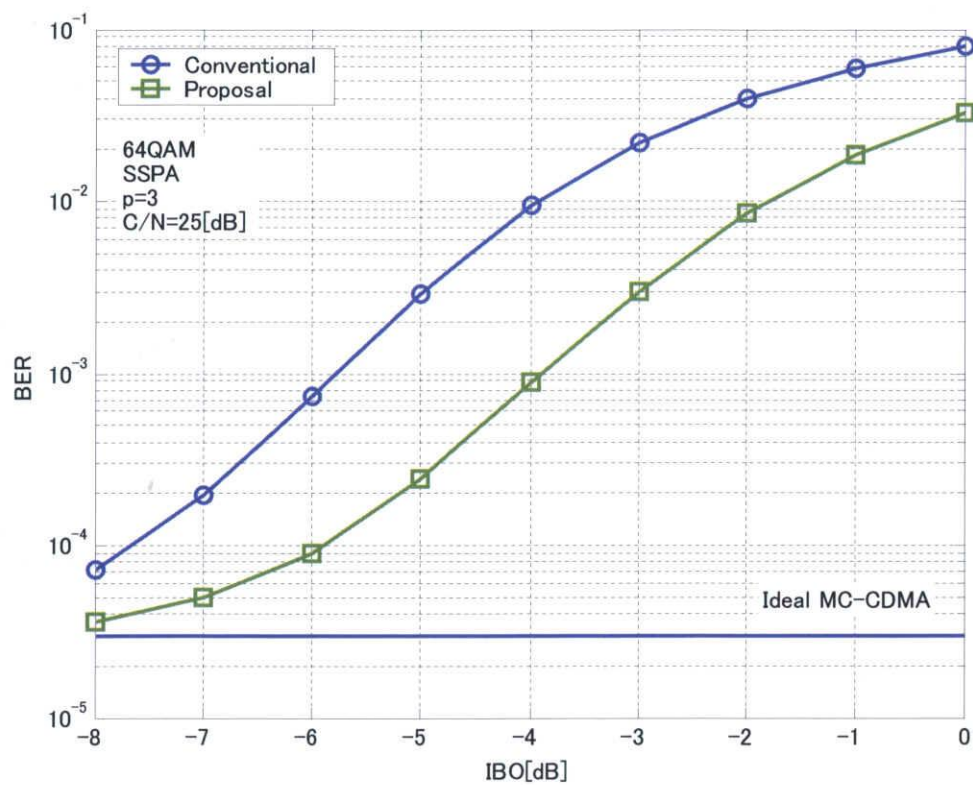


図 4.6 非線形増幅器の IBO 値に対する BER 特性(64QAM)

4.2.4 C/N 対 BER 特性

本節では、各変調方式の C/N に対する BER 特性を図 4.7 と図 4.8 にそれぞれ示す。ここでは、提案方式の量子化ステップを変化させた時の BER 特性も同時に示し、BER 特性への影響も確認する。また、本節で設定した入力バックオフ値は 16QAM では -5dB、64QAM では -7dB とし、図中におけるパラメータの 4*QPSK、2*QPSK、QPSK、16QAM、64QAM はそれぞれ QPSK 用閾値の 4 倍、QPSK 用閾値の 2 倍、QPSK 用の閾値、16QAM 用の閾値、そして 64QAM 用の閾値で量子化した場合の特性を示している。

それぞれの図より、提案方式を用いることで従来の MC-CDMA 方式の特性と比較すると大幅に改善されているのが分かる。そして、C/N 値が大きくなるほど提案方式の非線形歪み補償効果により、線形回線下の理想的な MC-CDMA 方式の特性に近づくのが分かる。

また、提案方式の量子化ステップの変化による BER 特性の影響では、16QAM、64QAM それぞれ QPSK 用閾値の 2 倍の量子化ステップまで特性が大きく改善されているのが分かる。量子化ステップの幅を大きく設定出来るということは、量子化回路を簡易に設計することが出来るため、受信機構成の簡略化も考えることが出来る。

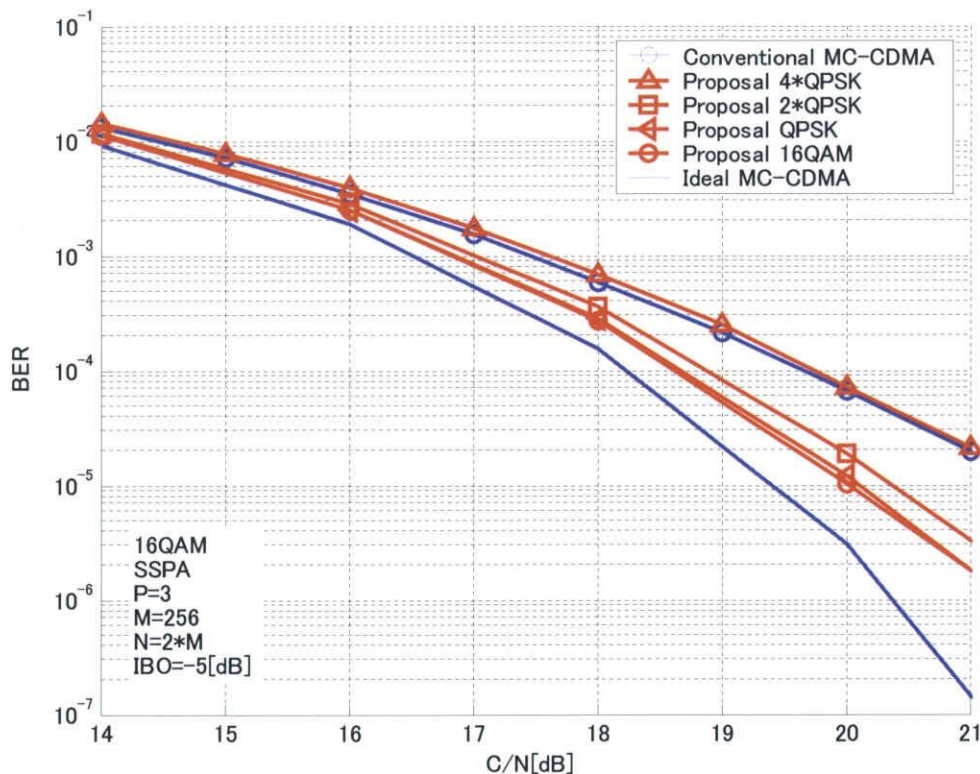


図 4.7 量子化ステップの違いに対する BER 特性(16QAM)

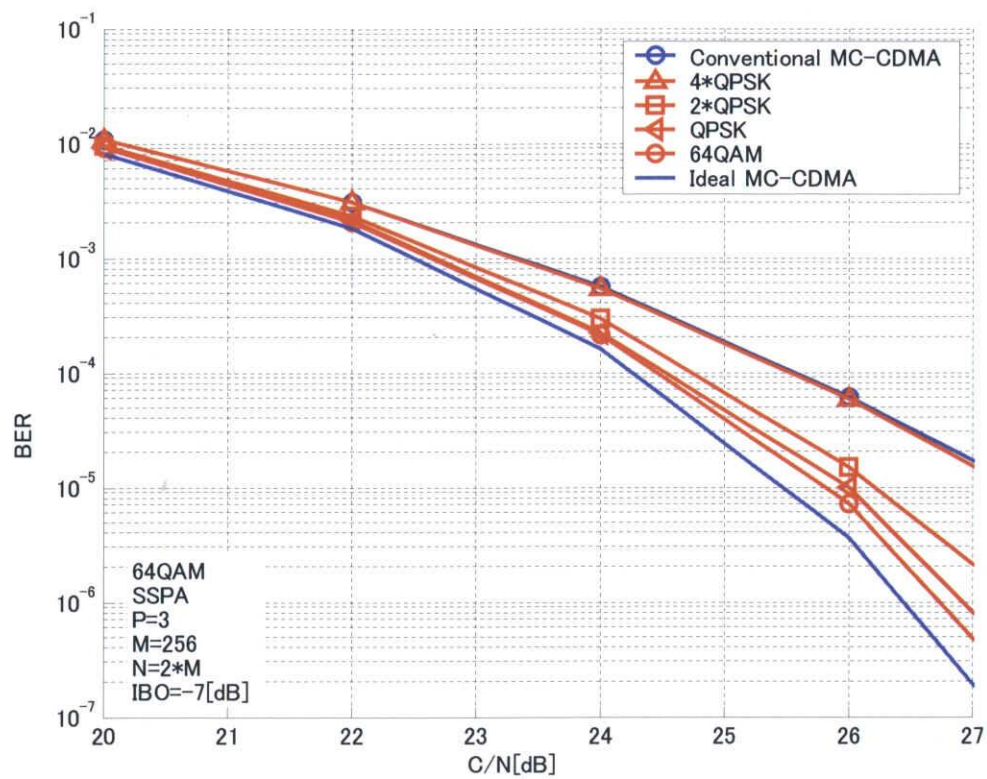


図 4.8 量子化ステップの違いに対する BER 特性(64QAM)

第 5 章 PTS 法を用いた MC-CDMA 用 IDAR 法の提案

本章では、提案方式に対して更なる特性の改善を図るため、PAPR 低減法である PTS 法を提案方式に組み合わせる。PTS 法を組み合わせることにより、提案方式単体での特性に比べてより大きな改善を得ることが出来る。PTS 法の問題は PAPR 低減のための計算量であるが、計算量を削減する方法が提案されている。5.1 節では PTS 法の計算量削減法について説明し、5.2 節で PTS 法を組み合わせた提案方式の構成を示す。そして 5.3 節で計算機シミュレーションによる評価結果を示す。

5.1 部分系列伝送(PTS)法

5.1.1 計算量削減法

PTS 法の問題として PAPR 低減のために実行される計算量が挙げられる。PTS 法において、1 シンボルの送信信号に対する PAPR 計算量 Ca は次式のように表される。

$$Ca = (WF)^C \quad (5-1-1)$$

ここで、 WF は位相回転のための重み係数 (Weighting Factor)、 C はクラスタ数を示す。PTS 法の PAPR 低減効果はクラスタ数と重み係数で決まり、それぞれのパラメータが大きくなるほど PAPR 低減効果は大きくなる。しかし、式 (5-1-1) から、重み係数やクラスタ数の増加に伴って指数関数的に計算量が増加していくことが分かる。

そこで、計算量削減手法としてフリッピング法が提案されている[20]。フリッピング法は、まず各クラスタに対して取りうる位相 (位相候補が 2 つなら 0 と π の 2 つ) の中から仮に 1 つの位相を選択し、位相分だけ回転させたのち PAPR を計算する。次に、1 番目のクラスタに最初の位相と異なる別の位相分だけ回転させ、同様に PAPR を計算する。そして、同じ 1 番目のクラスタに全ての候補の位相回転を行った後それぞれの PAPR を計算して最も PAPR が低い位相回転量を見つけ出し、1 番目のクラスタの位相回転量とする。同様に 2 番目のクラスタにも最も PAPR が低い位相回転量を見つけ出し、以上の操作を全てのクラスタに実行する。全てのクラスタに対して位相量が決定したら、再度 1 番目のクラスタから同様の手順を数回繰り返す。以上の操作を行い、各クラスタに対して最も PAPR が低い位相量を選択する。よって、フリッピング法における PAPR 計算量は次式のように表される。

$$Ca = I * WF * C \quad (5-1-2)$$

ここで、 I は繰り返し数を表す。

I の回数を求めるため、図 5.1 にクラスタ数と重み係数をパラメータとしたフリッピング法の繰り返し回数に対する PAPR 低減効果を示す。ここでは、クラスタ数を 4, 8, 16 とし、 WF は 2, 4, 8 とした合計 9 つの条件で評価した。

図 5.1 より、各クラスターや各 WF 共に繰り返し回数を 3 回とすると PAPR の低減効果が収束していくのが分かる。よって PTS 法でフリップピング法を使用する場合、繰り返し回数を 3 回と設定した。

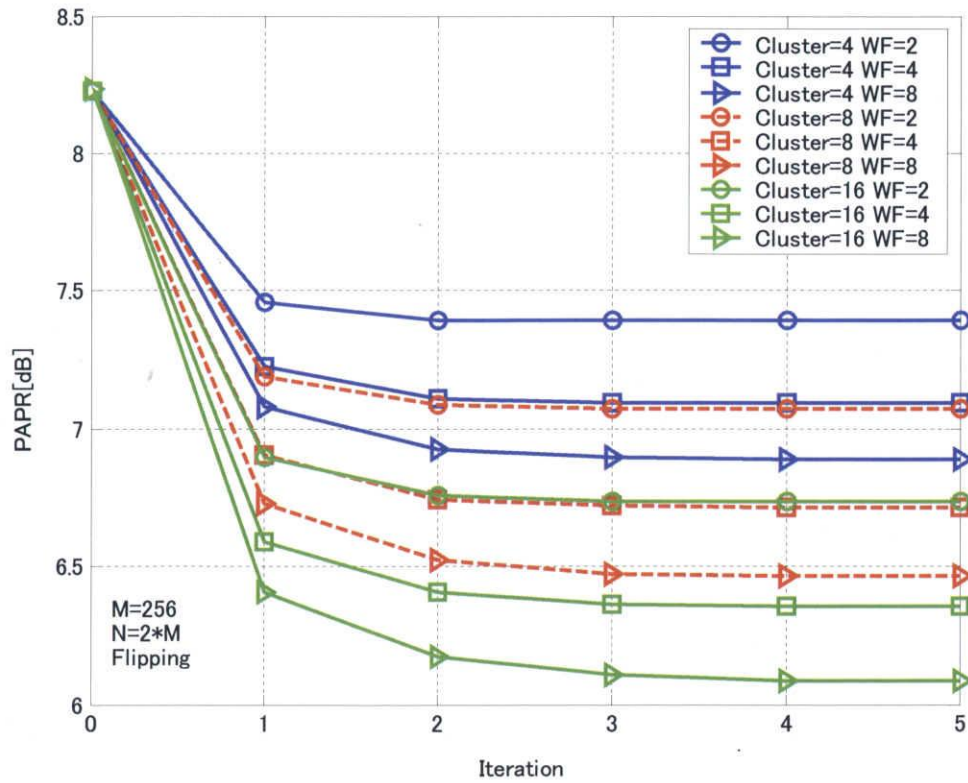


図 5.1 フリップピング法の繰り返し回数に対する PAPR 低減効果

図 5.2 にクラスタ数に対するフリッピング法の計算量を示す。従来の PTS 法の PAPR 計算量は式 (5-1-1) で表され、フリッピング法を用いた場合の計算量は (5-1-2) で表される。

図 5.2 より、従来の PTS 法の PAPR 計算量はクラスタ数の増加に伴って指数関数的に増加していく。一方、フリッピング法ではクラスタ数の増加にたいして線形的に計算量が増えていくため、従来の PTS 法の計算量より大幅に計算量が抑えられているのが分かる。

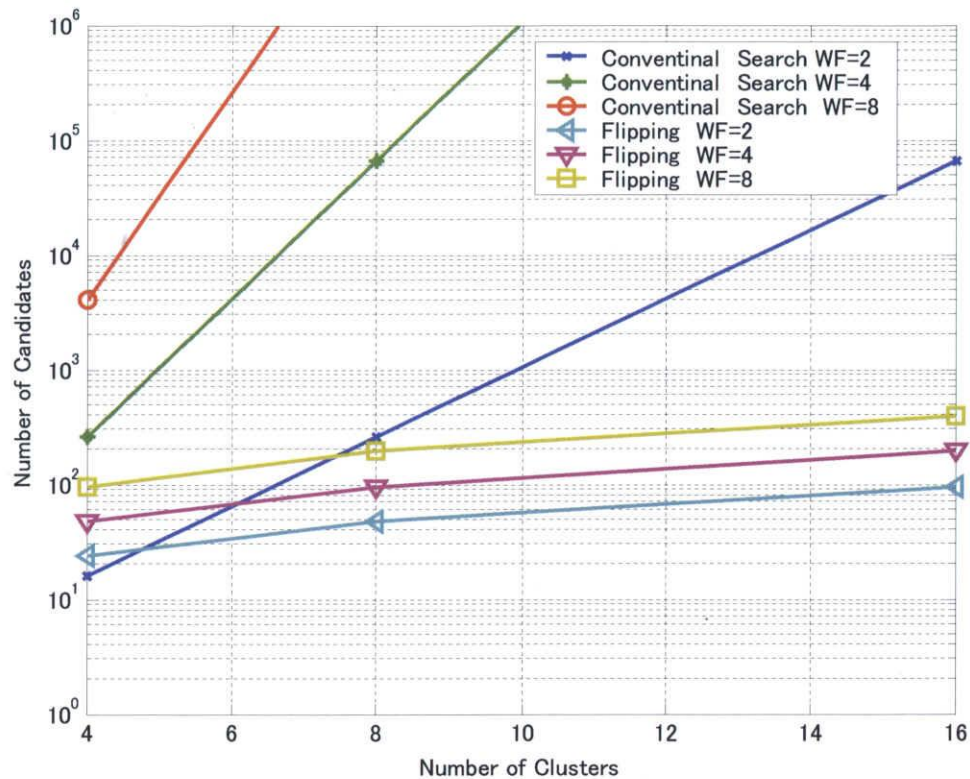


図 5.2 PTS 法におけるクラスタ数と位相割り当て候補数の関係

5.1.2 PTS 法による PAPR 低減効果

図 5.3 に計算量削減手法であるフリップング法を適用した PTS 法の PAPR 低減効果を示す。図より、クラスタ数と WF が大きくなるほど PAPR 低減の候補数が多くなるため、PAPR 低減効果が大きくなるのが分かる。最も PAPR 特性が改善されている 16 クラスタ、 $WF=8$ の場合では、補累積確率 (Complementary Cumulative Distribution Function: C.C.D.F) $=10^{-3}$ の時、従来の MC-CDMA 方式の特性と比較して、約 4dB の改善が得られているのが分かる。

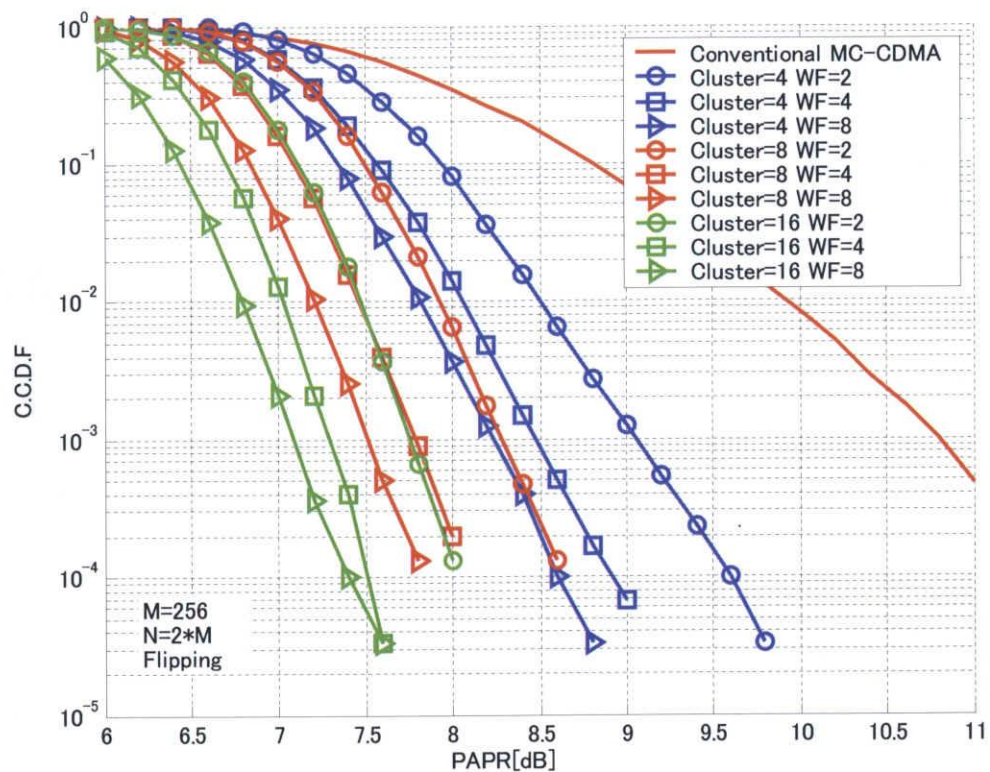


図 5.3 PTS 法による PAPR 低減効果

5.2 PTS 法を組み合わせた提案方式の送受信機構成

提案方式に PTS 法を適用した場合の送受信機構成を図 5.4 に示す。PTS 法はまず送信機側で複数のサブキャリアを一まとめにしたクラスタに分けた後、各クラスタに PAPR が最も低くなる位相を探索する。一方、受信機側で非線形歪み成分を推定するための操作は第 4 章の式 (4-1-1) から式 (4-1-5) を行うものとする。受信信号は PTS 法によって各クラスタの位相が回転されているため、受信機で位相の逆回転を行う必要がある。位相情報は、他のチャネルを使ってサイド情報として伝送する必要があるが、提案方式は、図 5.5 のように多重化される信号の 1 ユーザ目をプリアンブルとし、受信側で 1 ユーザ目の情報を逆拡散操作により取り出し、既知のプリアンブル情報と比較することにより、別のチャネルを用いずに位相情報を受信機側に伝達出来る。そして、得られた位相情報から周波数軸上の受信信号の各クラスタへ位相の逆回転操作を行う。各ユーザ情報は逆回転操作が行われた受信信号にユーザ毎に割り当てられた拡散系列を用いて逆拡散操作することにより取り出すことが出来る。

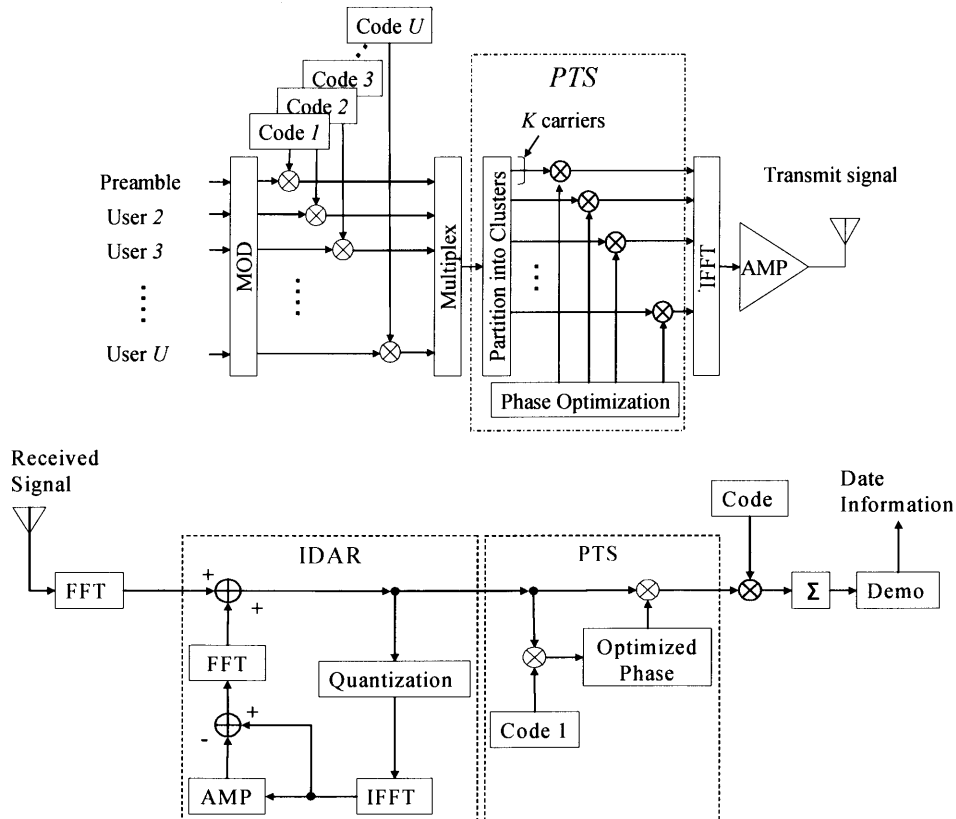


図 5.4 PTS 法を組み合わせた提案方式の送受信機構成

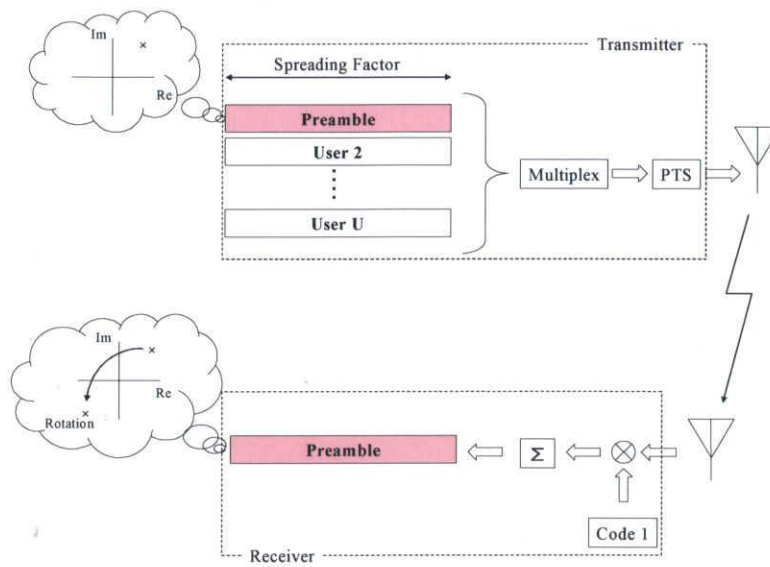


図 5.5 PTS 法の位相回転情報伝達

5.3 計算機シミュレーションによる評価

5.3.1 シミュレーション諸元

PTS法を組み合わせた提案方式は、以下のパラメータを用いて計算機シミュレーションを行うことにより評価を行った。MC-CDMA方式の基本パラメータや非線形増幅器モデル、通信環境は第4章のシミュレーションで用いたものと同じパラメータを用いた。

一方、第4章までのシミュレーションでは、非線形歪みの補償効果を線形回線下の理想的なMC-CDMA方式と比較するため、送信機側で用いられる電力増幅器の出力信号を電力調整し、AWGN環境に送信される信号の電力は一定としていた。しかし、実際の環境で使用することを考慮し、本章では電力増幅器の出力後の信号を電力調整しない実環境を想定し、シミュレーション評価を行った。

また、PTS法のパラメータであるクラスタ数は16、重み係数は2,4,8とし、計算量を削減するフリッピング法を用いた。

表 5.1 シミュレーション諸元

Modulation Method	16QAM ,64QAM
Number of sub-carriers	256
Number of FFT points	512
Symbol duration	12.8 μ s
OFDM bandwidth	10MHz
Spreading code	Walsh Hadamard
Spreading factor SF	16
Number of users	16 (full load)
Model of num-linear amplifier	SSPA
SSPA Parameter p	3
Cannel model	AWGN
Number of clusters C	16
Weighting Factor WF	2,4,8

5.3.2 IBO 対 BER 特性

本節では、非線形歪みの回避と電力の有効利用という点から最適な入力バックオフ値を求める。

図 5.6 と図 5.7 に、16QAM と 64QAM それぞれの変調方式での非線形増幅器の入力バックオフ値に対する BER 特性を示す。比較のため、非線形回線下における従来の MC-CDMA 方式の特性 (Conventional) と提案方式を単体で用いた時の特性 (Proposal)、PTS 法を単体で適用した特性 (Conventional & PTS) も併せて示す。図 5.6 と図 5.7 より、Conventional & PTS は WF に依らず、従来の MC-CDMA 方式の特性に比べると入力バックオフ値も大きくする事ができ、さらに BER 特性の改善が得られていることが分かる。このことから、PTS 法による PAPR 低減効果が発揮されていることが分かる。また、図 5.3 の PAPR 特性では、 WF の値を大きくすると同じクラス数でもより PAPR 低減効果が得られる。そのため、図 5.6 と図 5.7 では WF の値が大きくなるに従って BER 特性が改善される。

一方、Conventional & PTS と Proposal を比較すると、16QAM においては最適な入力バックオフ値がほぼ同じとなり、非線形歪み補償効果としてはほぼ同じ改善度ということが分かる。しかし、64QAM では、Conventional & PTS に比べ、Proposal の方が入力バックオフ値を大きくとれることが分かる。これは各変調方式とも非線形歪みは提案方式により補償されるが、64QAM では 16QAM に比べ、実用的な C/N 比の大きさによる改善度の違いだと考えられる。

また、提案方式に PTS 法を組み合わせた方式 (Proposal & PTS) は Conventional & PTS や Proposal と比較すると、最適な入力バックオフ値も大きくする事が可能で、BER 特性も大きく改善されているのが分かる。

それぞれの図より、最適な入力バックオフ値を比較すると、16QAM と 64QAM それぞれの変調方式で、Conventional に比べ、Proposal や Proposal & PTS の特性はそれぞれ、1dB から 2dB の改善が得られているのが分かる。

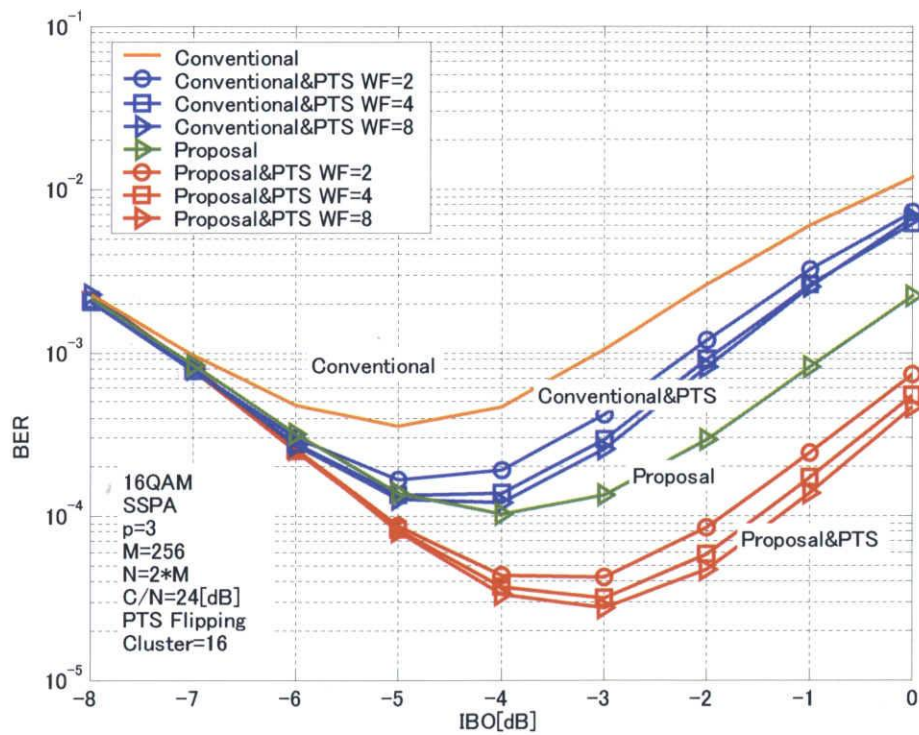


図 5.6 IBO 対 BER 特性の比較(16QAM)

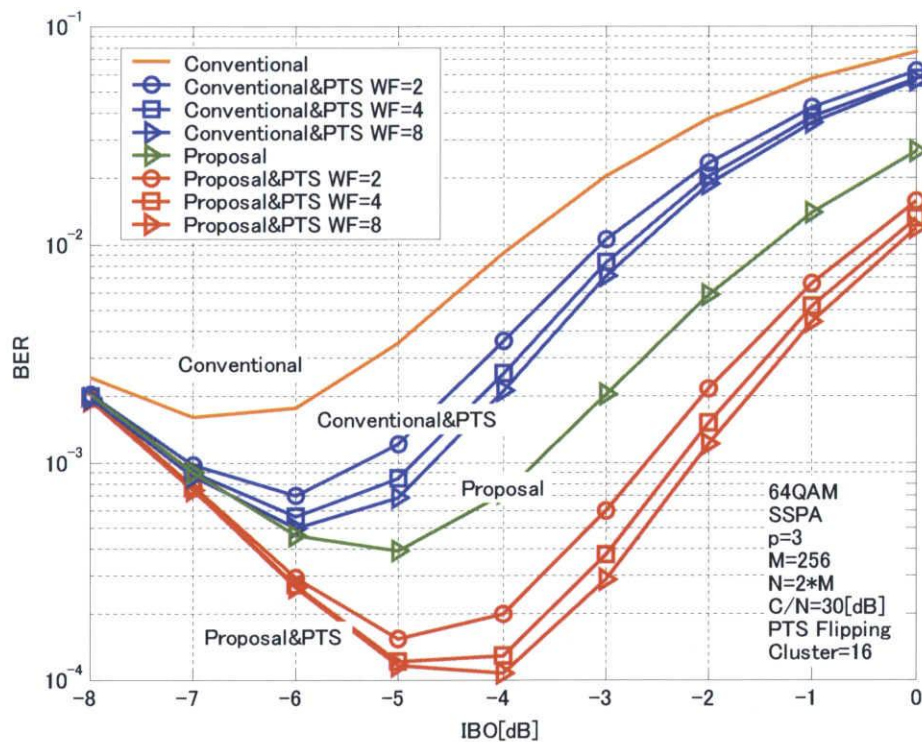


図 5.7 IBO 対 BER 特性の比較(64QAM)

5.3.3 C/N 対 BER 特性

図 5.8 と図 5.9 に、各変調方式における C/N 対 BER 特性を示す。IBO 値は、前節の図 5.6 と図 5.7 から得られた最適な IBO 値を選択し、16QAM では従来の MC-CDMA 方式の特性 (Conventional)、PTS 法を単体で適用した場合の特性 (Conventional&PTS) では-5dB、提案方式を単体で適用した場合の特性 (Proposal)、提案方式と PTS 法を組み合わせた特性 (Proposal&PTS) で-4dB を選択した。また、64QAM では、Conventional と Conventional&PTS では-6dB、Proposal と Proposal&PTS では-5dB をそれぞれ選択した。

図 5.8、図 5.9 より、各変調方式ともに Proposal と Proposal&PTS それぞれの方法で BER 特性を大幅に改善出来ているのが分かる。BER= 10^{-4} で比較すると、16QAM では、Conventional と比較して Proposal は 1dB、Proposal&PTS では 1.5dB の改善が得られているのが分かる。また、64QAM でも同様に Proposal は約 2dB、Proposal&PTS は約 4dB と大幅に改善されているのが分かる。以上の結果から、PTS 法を用いた提案方式は PTS 法の PAPR 低減効果により、非線形歪みの発生を抑えることができ、IDAR 法の非線形歪み補償効果によって BER 特性を大きく改善することが可能である。

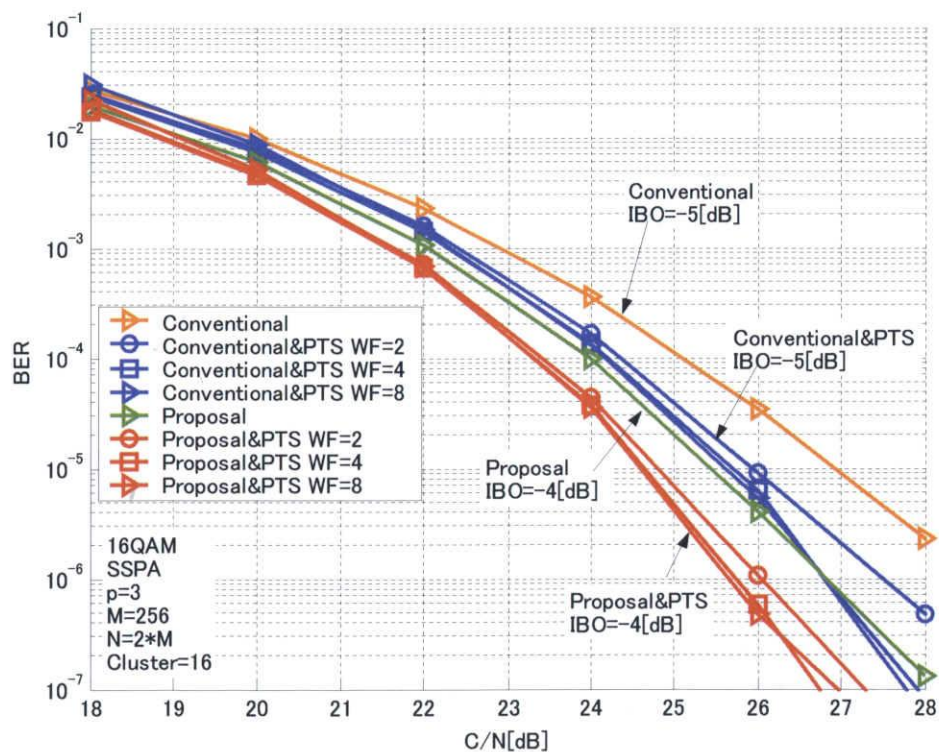


图 5.8 C/N 对 BER 特性(16QAM)

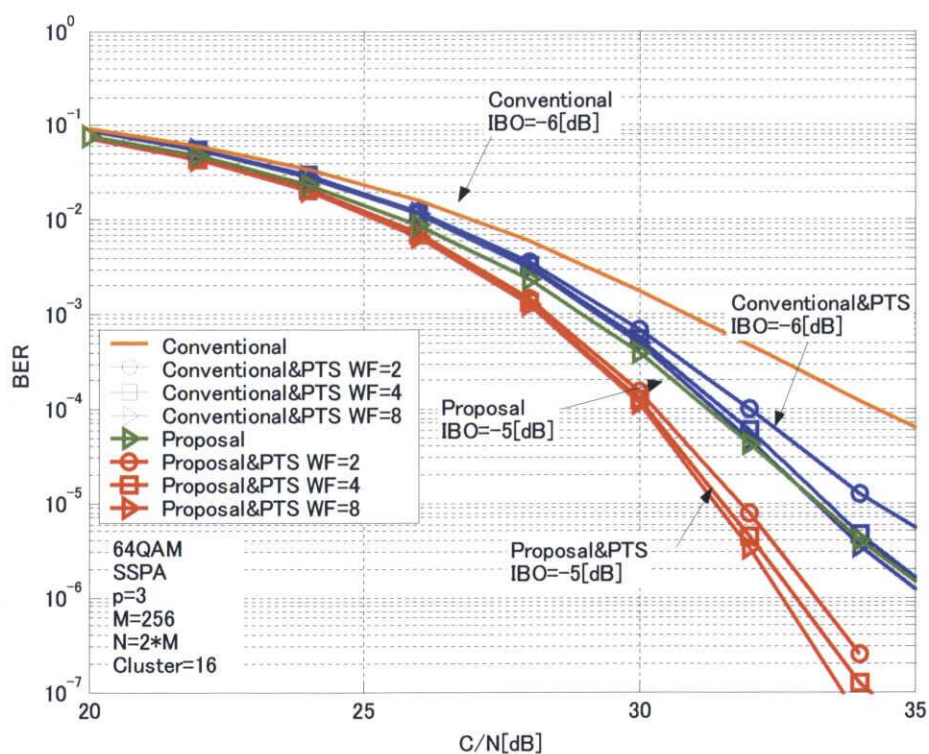


图 5.9 C/N 对 BER 特性(64QAM)

第 6 章 まとめ

本論文では、次世代移動無線通信方式として注目されている MC-CDMA 通信方式を取り上げ、検討を行なった。MC-CDMA 通信方式は、OFDM 通信方式の利点である耐マルチパスフェージング性と高い周波数利用効率、そして CDMA 方式のセルラー環境における優れた多元接続性を併せ持った通信方式である。

しかし、MC-CDMA 通信方式を実用化する際の課題として、電力増幅器で発生する非線形歪み問題がある。非線形歪みは送信時に用いる電力増幅器が非線形の入出力特性を持っているために発生し、信号品質を大きく劣化させる。そこで、現在までに OFDM 通信方式において様々な非線形歪み補償法が提案されている。従来の非線形歪み補償法は PAPR を低減することを主な目的としているが、非線形歪みを十分低減出来るほどの改善効果を得られていない。そこで、筆者等は OFDM 通信方式において、送信側で発生した非線形歪みを受信側で推定し、補償する IDAR 法を提案した。IDAR 法は優れた非線形歪み補償効果を得ることでき、BER 特性を大幅に改善することが出来る。しかし、IDAR 法は非線形歪みを推定する際に復調データを必要とする。

MC-CDMA 通信方式の送信信号は、各ユーザのデータ情報を各ユーザ固有の拡散系列により周波数軸上へ拡散し、多重化しているため、復調データを得るには他ユーザの拡散系列を知る必要がある。しかし、一般に移動端末は他ユーザの拡散系列を知らないため、逆拡散を伴う復調操作をすることが出来ない。仮に、他ユーザの拡散系列を知っていたとしても、逆拡散操作により受信機構成が複雑になってしまうため、IDAR 法を MC-CDMA 方式に直接適用するのは困難であった。

本論文では、MC-CDMA 通信方式における非線形歪み補償法として歪み補償効果の高い IDAR 法を MC-CDMA 通信方式に適用する方式を提案した。提案方式は、MC-CDMA 方式の周波数軸上信号の特徴を利用する。MC-CDMA 周波数軸上信号は各ユーザのデータ情報を拡散符号で拡散した後、他ユーザと線形的に足し合わせて作られる。このため、MC-CDMA 周波数軸上信号は、各ユーザの変調方式で決定される離散値をとる。提案方式では、従来の IDAR 法で必要とする復調データの代わりに量子化された周波数軸上の受信信号を利用することを特徴とする。これにより、復調において他ユーザの拡散符号を用いた逆拡散操作を必要とせず IDAR 法を適用することが可能となる。また、逆拡散操作を伴わないため、受信機構成は簡易な構成とすることが可能となる。さらに、ピーク電力を抑える方式である PTS 法を送信側で用いることにより、IDAR 法を単体で適用した場合より更なる非線形歪み補償効果を得ることが可能となる。本論文では、これら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を実施した。その結果より、提案方式は従来の MC-CDMA 通信方式と比べ、入力バックオフ値を大きくすることが可能となり、更に BER 特性を大幅に改善可能なことを明らかにした。また、提案方式に PTS 法を組み合わせると、IDAR 法を単体で用いる場合より更なる BER 特性の改善が得られることを明らかにした。以上の結果より、提案方式を用いることで優れた非線形歪み補償効果が得られることを実証した。

移動無線端末のコストは増幅器の占める割合が最も大きいため、小型で低コストな端末とするに

は非線形の強い増幅器の利用が避けられない。しかし、本論文の提案方式を用いることにより、非線形性の強い増幅器においても非線形歪みによる復調誤りを大幅に低減することが出来ると期待される。

謝辞

本研究、本論文推敲において、多大なる御指導・御助言を頂いた三重大学大学院工学研究科電気電子工学専攻の小林英雄教授、森香津夫助教授、内藤克浩助手、並びに研究を陰ながら支えて下さった山本好弘技官に深く感謝申し上げます。

そして、本論文の査読にあたり、貴重な時間をさいてご協力いただいた三重大学大学院工学研究科電気電子工学専攻の残間忠直助手に深く感謝致します。

最後に、本研究のために多くの援助を頂いた通信工学研究室の皆様方、他ご協力いただいた全ての方々に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] K.S.Gilhousen, I.M.Jacobs, R.Padovani, A.J.Viterbi, L.A.Weaver Jr, and C.E.Wheatly III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.40, No.2, pp.303-312, May 1991.
- [2] S.Onoe, K.Ohno, K.Yamoagata, and T.Nakamura, "Wideband-CDMA radio control techniques for third generation mobile communication systems," IEEE Proc.VTC'97, pp.835-839, Phoenix, May 1997.
- [3] A.Jalali, R.Padovani, and R.pankaj, "Data throughput of CDMA-HDR a high efficiency-high data rate personal communication wireless system," IEEE Proc.VTC'00-spring, pp.1854-1858, Tokyo, May 2000.
- [4] L.J.Cimini,Jr, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Comm., Vol.COM-33, pp.665-675(1985)
- [5] A.S.Bahai and B.R.Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications," Kluwer Academic Pub. (1999)
- [6] K.Fazel and S.Kaiser, "Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics," Kluwer Academic Pub. (2001)
- [7] F.Swarts, P.Rooyan, I.Oppermann, and M.P.Lotter, "CDMA TECHNIQUES FOR THIRD GENERATIOON MOBILE SYSTEMS," Kluwer Academic Pub. (1999)
- [8] S.Abeta, H.Atarashi, M.Sawahashi, and F.Adachi, "Performance of coherent multi-carrier / DS-CDMA and MC-CDMA for broadband packet wireless access," IEICE Trans.Comm., Vol.E84-B, No.3, pp.406-414(2001).
- [9] X.Li and L.J.Cimini Jr, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Commun. Lett., vol.2, no.5, pp.131-133, May.1998.
- [10] A.E.Jones, T.A.Wikinson, and S.K.Barton, "Block coding Scheme for reduction of peak to mean envelope power ration of multicarrier transmission schemes," Electron.Lett., vol.30, no.25, pp.2098-2099, Dec.1994.
- [11] Pingyi Fan and Xiang-Gen Xia, "Block Coded Modulation for the Reduction of the Peak to Average Power Ratio in OFDM Systems," IEEE WCNI 1999, pp.1095-1099, New Orleans, Sep. 1999.
- [12] R.W.Bauml, R.F.H.Fischer and J.B.Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," Electron. Lett., vol.32, no.22, pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [13] Marco Breiling, Stefan H.Muller-Weinfurtner and Johannes B.Huber, "SLM Peak-Power Reduction Without Explicit Side Information," IEEE Commun. Lett., vol.5, no.6, JUNE 2001.
- [14] S.H.Muller and J.B.Huber, " OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum

- combination of partial transmit sequences,” Electron. Lett., vol.33, no.5, pp.368-369, Feb.1997.
- [15] H.Yoshimi and T.Ohtsuki,” An OFDM system with modified pre-distorter and MLS,” IEEE VTC 2001-full, vol.3, pp.1677-1681, Atlantic City, Oct.2001
- [16] 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.
- [17] J.Tellando: Multicarrier Modulation with Low PAR, Kluwr Academic Publishers (2000).
- [18] 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み補償法に関する検討, 信学技法 RCS2002-102(2002-07)
- [19] C.Rapp,” Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM Signal for a Digital Sound Broadcasting System,” Proc of the Second European Conference on Satellite Communications, pp.179-184, Liege. Belgium, Oct.22-24, 1991.
- [20] L.J.Cimini and N.R.Sollenberger,” Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequence,” IEEE Commun.Lett., vol.4, No.3, pp.86-88 Mar. 2000.
- [21] 小林英雄:OFDM 通信方式の基礎と応用技術,トリケップス,2004 年 5 月