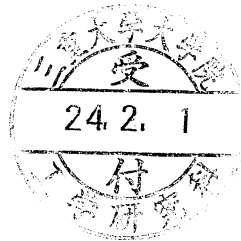


修士論文

循環サンプルシフト-PTS 法を用いた
OFDM 通信方式用 PAPR 低減方式に関する研究
Proposal of PTS Method with Cycle Sample
Shifting for PAPR Reduction in OFDM Systems



平成 23 年度卒業

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

稲掛 雄哉

目次

まえがき	3
1章 OFDM 通信方式の概要.....	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 波周波変調方式の原理.....	9
2.4 OFDM 通信方式の原理.....	12
2.5 ガードインターバルの役割.....	14
2.6 移動通信環境下の OFDM 通信方式.....	16
2.7 OFDM 通信方式の送受信機構成.....	18
3章 非線形回線下における PAPR 問題と従来の改善手法.....	19
3.1 非線形歪みの影響.....	19
3.2 従来の PAPR 低減方式.....	23
3.2.1 クリッピング法.....	23
3.1.2 SLM(Selective Mapping)法.....	24
3.1.3 PTS(Partial transmit Sequence)法.....	25
4章 循環サンプルシフト-PTS 法を用いた OFDM 通信方式の提案.....	27
4.1 循環サンプルシフト PTS 法の提案.....	27
4.1.1 遅延時間の与え方.....	27
4.1.2 循環サンプルシフト-PTS 法の送信機構成.....	29
4.1.3 提案 PTS 法のための低演算量アルゴリズムの提案.....	32
4.2 パイロット信号を用いた時間遅延量の推定法.....	33
4.2.1 フレーム構成と受信機構成.....	33
4.2.2 時間遅延量の推定法.....	35
4.2.3 最尤(ML)法による伝送路推定法.....	36
5章 特性評価.....	40
5.1 シミュレーション諸元.....	40
5.2 従来の PTS 法からの提案 PTS 法の PAPR 特性の改善量.....	41
5.3 演算量の比較.....	42
5.4 PAPR 特性.....	44
5.5 時間遅延の判定誤り率.....	45
5.6 BER 特性.....	46

6 章 まとめ.....	49
謝辞.....	51
参考文献.....	52

1 章 まえがき

近年、無線携帯端末の急速な発展に伴い、動画像などの大容量データを無線通信回線を介して利用者に提供するマルチメディア無線通信サービスの要求が高まっている[1]。これら要求を満たす無線通信方式の一つとして OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)通信方式が提案されている。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環境下において優れた誤り率特性を達成可能であることが知られており、これまでに無線 LAN システム、地上波ディジタル放送、次世代移動通信システム(LTE)などの標準伝送方式として採用されている[2]-[5]。

しかしながら、OFDM 通信方式の有する欠点として、OFDM 時間軸信号の振幅変動が従来のシングルキャリア変調方式と比較して非常に大きく、ピーク電力対平均電力比 PAPR(Peak to Average Power Ratio)が大きくなることが挙げられる。これは、OFDM 時間軸信号が IFFT 処理によって、ランダムな時間軸信号の合成信号として得られることに起因している。高 PAPR の OFDM 信号は、電力増幅器を通過する際に非線形歪みの影響を受け、誤り率特性の劣化や電力スペクトラムの拡大を招き、大きな問題となっている[6]。特に、非線形性の強い電力増幅器の利用を前提とする小型移動端末などで深刻な問題となる。

これら背景より、これまでに様々な PAPR 特性の改善手法が提案されている。クリッピング法は、OFDM 信号の振幅値があらかじめ設定された閾値以下の場合には入力信号をそのまま通過させ、振幅値が閾値を超えると位相成分を維持しながら振幅レベルを閾値に制限する手法である[7]-[9]。クリッピング法は簡易な回路で PAPR 特性を大幅に改善可能であるが、クリッピング処理により信号が歪み、これにより電力スペクトラムの拡大と受信側における信号品質が大幅に劣化するという問題がある。

信号品質の劣化なしに PAPR 特性を改善する手法として、SLM(Selective Mapping)法、PTS(Partial Transmit Sequence)法が提案されている。SLM 法は、サブキャリア毎に位相回転処理を行った時間軸信号を複数生成し、その中から最も PAPR の小さい信号を送信する手法である[10]-[12]。しかしながら、PTS 法と比較して PAPR 特性の改善効果が小さく、問題となる。PTS 法は、周波数軸信号を複数のクラスタに分割し、各々 IFFT した後、各クラスタの時間軸信号に、合成後の PAPR 特性が最小となるような位相回転を与える手法であり、実現可能な演算量で SLM 法と比較して優れた PAPR 特性を実現可能であるため注目されている[13]-[15]。PTS 法の PAPR 低減効果はクラスタ数及び位相回転候補数によって決定され、これらのパラメータを増加させることにより PAPR 特性の改善が可能となる。しかしながら、クラスタ数や位相回転候補数を増加させることにより、演算量が指数関数的に増大してしまうという問題がある。また、各クラスタに与えた位相制御情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要があるため、伝送効率の劣化やシステムの複雑化が問題となる。

本論文ではこれら問題を解決するため、各クラスタの時間軸信号に独立に時間遅延を与えることによって、従来の PTS 法と比較して、同等の演算量で優れた PAPR 特性を達成可

能であり、受信側で送信信号に与えた時間遅延量を自律的に推定することによって、サイドインフォメーションを用いずに高精度な復調を可能とする循環サンプルシフト-PTS 法を用いた OFDM 通信方式を提案する。提案方式では、従来の PTS 法と同様、送信側において周波数軸信号は複数のクラスタに分割され、IFFT 処理によって各々時間軸信号に変換される。その後、各クラスタの時間軸信号に独立に時間遅延を与えることによって PAPR を低減する。提案方式は、各クラスタの時間遅延処理及び和算処理のみによって PAPR を低減するため、位相回転の乗算処理及び各クラスタの和算処理が必要である従来の PTS 法と比較して、簡易に PAPR の改善が可能となる。

提案 PTS 法では、従来の PTS 法と同様、各クラスタに与えた時間遅延情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要がある問題となる。一方、移動通信環境下においては、伝送路特性はドップラー変動を伴う時変フェージングとなり、伝送路特性をシンボル毎に推定する必要があるため全シンボルに亘ってパイロット信号が挿入される [16][17]。そこで提案方式では、伝送路推定用のパイロット信号を利用し、受信側において送信信号に与えられた時間遅延量を推定する。これにより、提案 PTS 法はサイドインフォメーションを使用することなく、高精度な復調を可能としている。

本論文の構成は、2 章で OFDM 通信方式の概要を述べ、3 章で非線形回線下における OFDM 信号の問題と従来の PAPR 低減手法について説明する。4 章で提案 PTS 法及び受信側における時間遅延量の推定法について説明する。5 章で提案方式の有効性を計算機シミュレーションによって実証し、6 章で本論文の結論を述べる。

2 章 OFDM 通信方式の概要

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。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、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法であり、FDM方式の1形態と位置付けられる。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こらないように周波数軸上で配置するのが一般的である。これに対して、OFDM方式では、図2.1に示すように、サブキャリアが互いに重なり合うように密に配置される。OFDM方式では、全てのサブキャリアは周波数軸上で直交関係を有するため、サブキャリア間で干渉が発生せず、ガードバンドが不要となる。

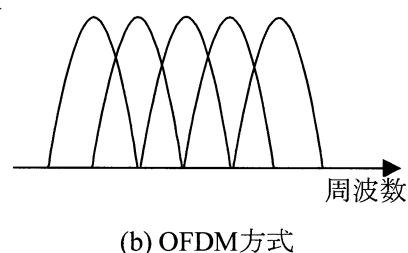
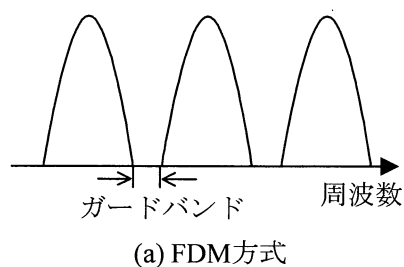


図2.1 周波数軸信号の関係

一方、OFDM通信方式は以下のような利点・欠点を有する。

利点

- ・周波数の利用効率に優れる
- ・マルチパスフェージングに強い
- ・ゴースト妨害に強い
- ・変復調操作を簡易に実装可能
- ・適応変調等の通信環境適応技術の適用が容易
- ・ソフトウェアモデムとしての構成が容易

欠点

- ・高精度なシンボル同期が必要
- ・高精度な周波数同期が必要
- ・時間軸信号の変動が大きく非線形回線下での劣化が大きい
- ・ガードインターバル付加による伝送効率の劣化がある

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、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について説明する。ここで、広帯域伝送とは高速度データ伝送，狭帯域伝送とは低速度データ伝送を意味している。これらの伝送形態の時間軸上と周波数軸上の信号の関係を図 2.2 に示す。

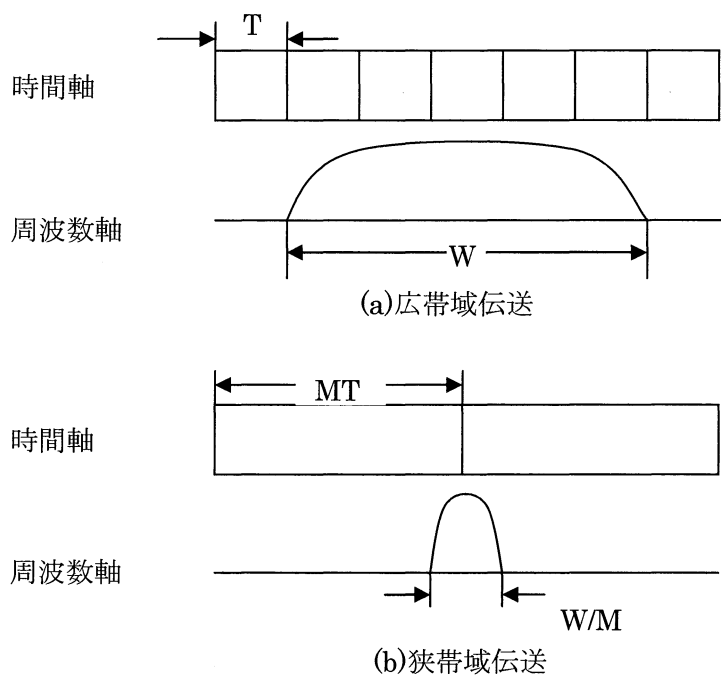


図 2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送の違い

図 2.2 より，広帯域伝送では周波数軸上で占有する周波数帯域幅は広く，時間軸上ではシンボル間隔が狭くなる．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は反比例の関係となっている．

一方，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 2.3 に示すように狭帯域伝送は広帯域伝送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くなることにより遅延波に対する耐性が改善されるためである．OFDM 通信方式は複数の狭帯域サブキャリアを用いるため，この特徴を利用した方式と言える．

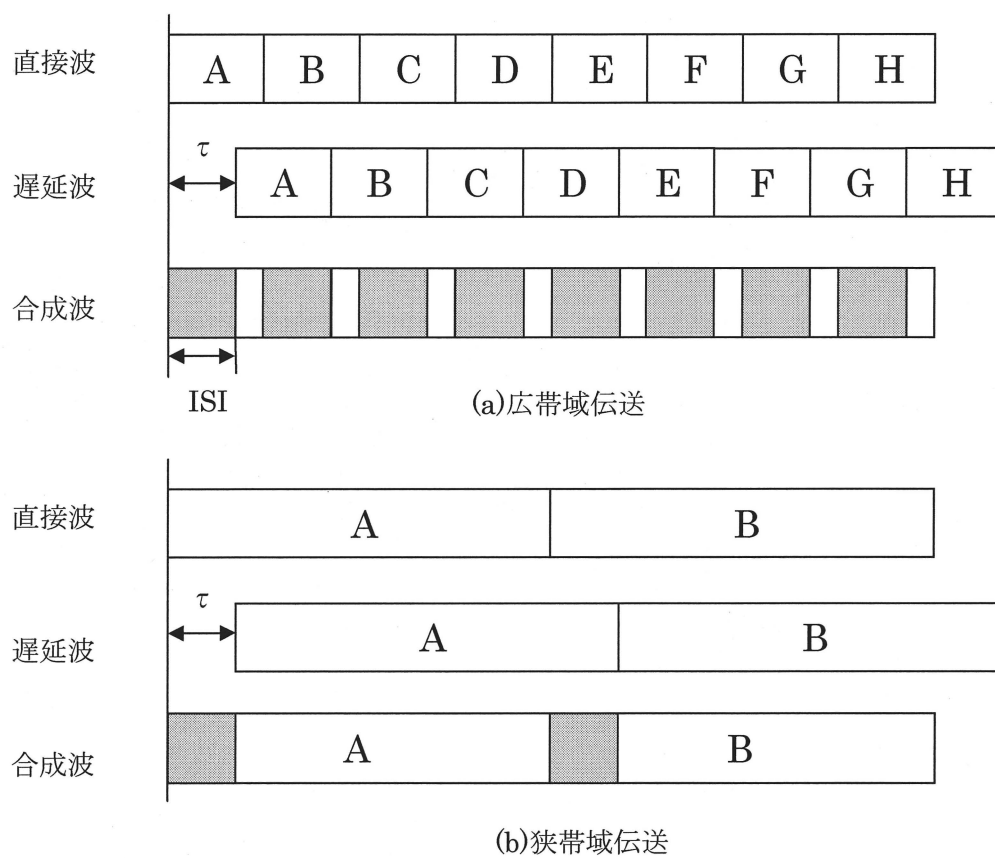


図 2.3 広帯域伝送と狭帯域伝送の遅延波への耐性

2.3 多周波変調方式の原理

本節では，従来から知られている多周波変調方式について説明する．図2.4に多周波変調方式の送信機構成を示す．

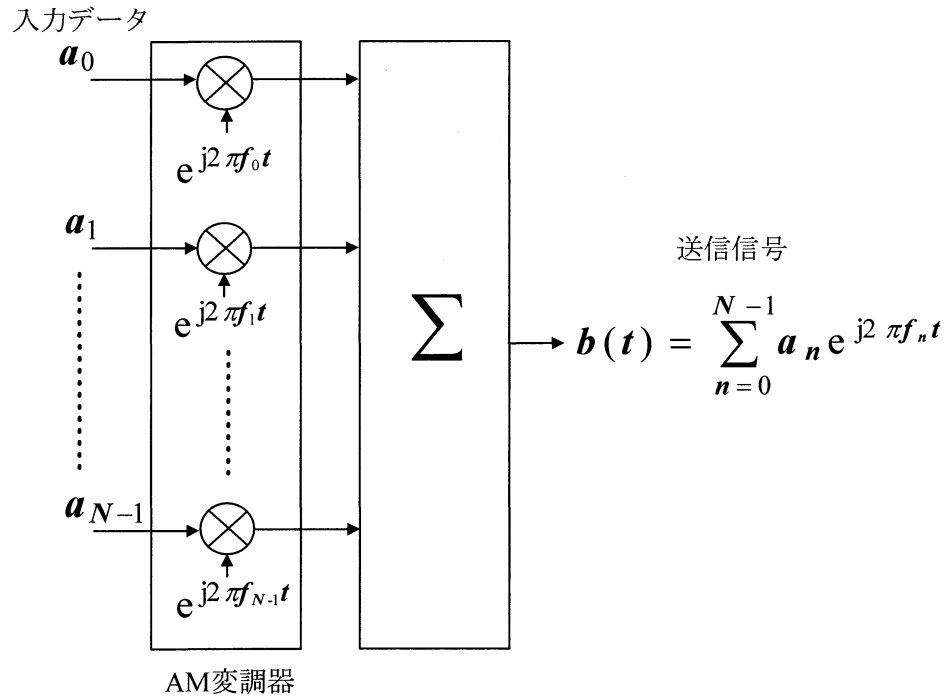


図2.4 多周波変調方式の送信機構成

送信機では N 個の入力データ情報は，一定の中心周波数 $\Delta f(f_k - f_{k-1})$ を持つ発信機により独立にAM変調される．変調された N 個の信号波は合成され，次式に示す信号として送信される．

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.1)$$

図2.5に受信機構成を示す．受信機では，式(2.1)の送信信号が受信される．ここで， k 番目の送信情報データを復調する場合は，送信側で利用した搬送波周波数 f_k で同期検波し，ベースバンド信号とする．次に，検波された信号は送信データシンボル時間 T_s に亘って積分される．

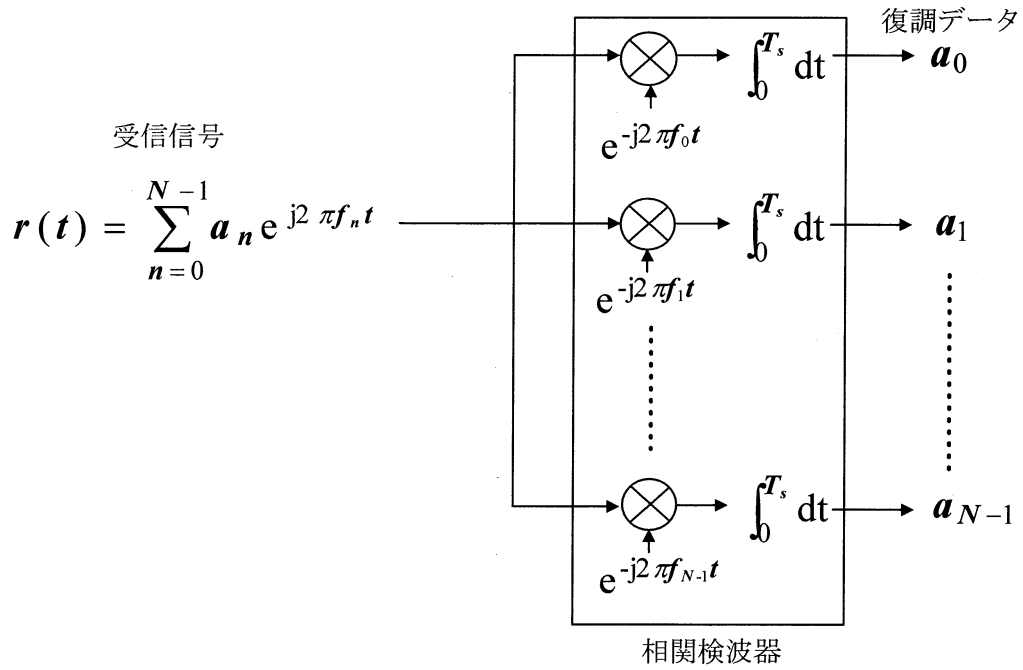


図2.5 多周波変調方式の送信機構成

ここで、シンボル時間間隔 T_s 後における積分器出力は次式によって与えられる。

$$\begin{aligned}
 b_k(T_s) &= \int_0^{T_s} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{j2\pi f_n t} \cdot e^{-j2\pi f_k t} dt \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \int_0^{T_s} e^{j2\pi(n-k)\Delta f \cdot t} dt \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot \frac{T_s \cdot \sin\{\pi(n-k)\Delta f \cdot T_s\}}{\pi(n-k)\Delta f \cdot T_s}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

式(2.2)より、積分器出力は N 個のサブキャリア成分の和として与えられていることが分かる。また、式(2.2)において、 $n=k$ の場合は次式のようになり、 k 番目のデータが復調可能となる。

$$b_k(T_s) = a_k \cdot T_s \quad (n = k) \tag{2.3}$$

一方、 $n \neq k$ の場合は、周波数間隔 Δf とシンボル時間間隔 T_s の積である $\Delta f \cdot T_s$ のとり方によって復調信号は次式のようになる。式(2.4)より、 $\Delta f \cdot T_s$ の値が整数でない場合、 k 番目の復調データの中に全てのサブキャリアからの干渉雑音が含まれることになる。即ち、 $\Delta f \cdot$

T_s の値が整数の場合のみ, k 番目の送信データを他サブキャリアからの干渉なしに復調可能となる. これは, 全てのサブキャリアの周波数が互いに直交関係を有することに相当する.

$$\Delta f \cdot T_s = \begin{cases} \text{整数の場合} & b_k(T_s) = 0 \\ \text{整数でない場合} & b_k(T_s) \neq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

2.4 OFDM 通信方式の原理

OFDM 通信方式は，サブキャリア間干渉の発生しない最小の周波数間隔で全てのサブキャリアを配置した方式であり，OFDM 信号のスペクトラムは図 2.6 のようになる．図 2.6 より，サブキャリアの中心周波数と他のサブキャリアのゼロ点が重なるように配置することで互いに直行性を保っていることが分かる．前節で説明したように，サブキャリア間の直交性は次式によって表される．

$$\Delta f \cdot T_s = m \quad (m = \text{整数}) \quad (2.5)$$

OFDM 通信方式は，多周波変調方式の原理と全く同じである．ただし，式(2.5)の関係を満足する最小の周波数間隔である $m=1$ の場合を OFDM 信号と定義するのが一般的である．一方，図 2.4，図 2.5 に示したように，アナログ素子を用いた場合も広義の意味で OFDM 通信方式と呼ぶことができるが，最近では変復調操作を IFFT と FFT を用いて行う場合を特に OFDM 方式と呼ぶことが多い．

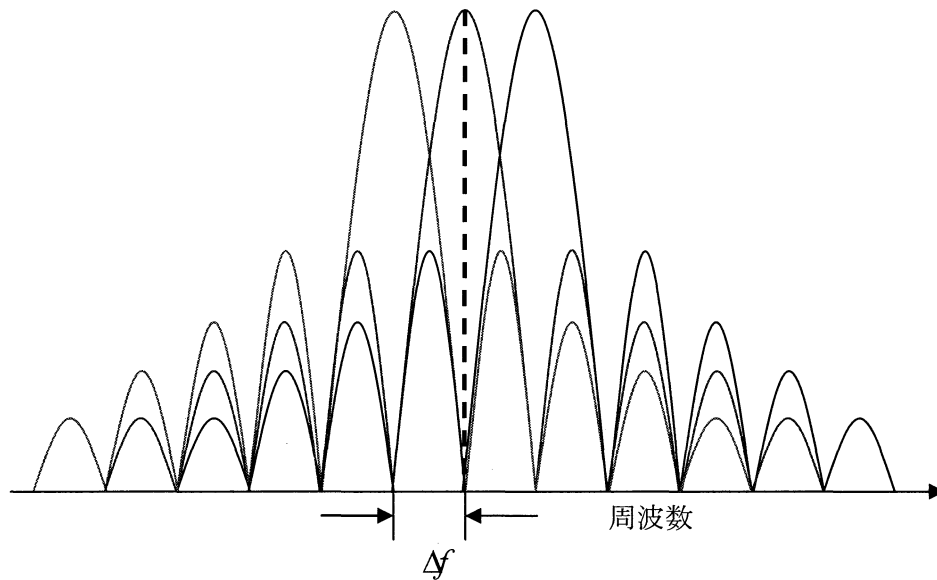


図 2.6 OFDM 信号のスペクトラム

OFDM 通信方式を始めとする多周波変調方式では， N 個の周波数軸上の入力データ信号が独立に変調され，時間軸信号は次式に示す N 個の変調信号の合成によって表される．ただし， a_n は複素数で表現される入力データ情報， f_n は n 番目のサブキャリアの中心周波数を示す．

$$b(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.6)$$

ここで、連続的な時間 t と f_n を、それぞれ N ポイントの離散的なサンプル信号、及び周波数間隔 Δf で表すと次式のようになる。

$$t \Rightarrow k \cdot \frac{T_S}{N} = k \cdot \Delta t \quad k = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (2.7)$$

$$f_n \Rightarrow n \cdot \Delta f \quad n = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (2.8)$$

式(2.7), 式(2.8)を式(2.6)に代入すると次式に示す離散的な時間軸信号が得られる。

$$b(k \cdot \Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j 2 \pi \cdot n \Delta f \cdot k \Delta t} \quad (2.9)$$

ここで、式(2.7)より、式(2.5)は次式のように表せる。

$$\Delta f \cdot T_S = \Delta f \cdot N \Delta t = 1 \quad (2.10)$$

式(2.9)に式(2.10)を代入すれば OFDM 信号となるための条件を満足できる。よって N ポイントの離散的な OFDM 時間軸信号は次式で表される。

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j 2 \pi \frac{nk}{N}} \quad (2.11)$$

式(2.11)から分かるように、離散的な OFDM 時間軸信号は入力データ情報 a_n の IDFT によって得られている。また、ポイント数 N が 2 の倍数の場合は、高速演算処理が可能となる IFFT の利用が可能となる。また、受信側では N 個の時間軸信号を FFT することで一括して N 個の周波数軸信号を復調可能となる。

2.5 ガードインターバルの役割

OFDM 通信方式の有する優れた特徴の 1 つとして、マルチパスフェージング環境下において優れた特性を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)である。GI とは、OFDM 時間軸信号の有する周期性を利用したものであり、図 2.7 に示すように OFDM シンボルの最後尾の一部をコピーし、シンボルの先頭に付加することで実現できる。

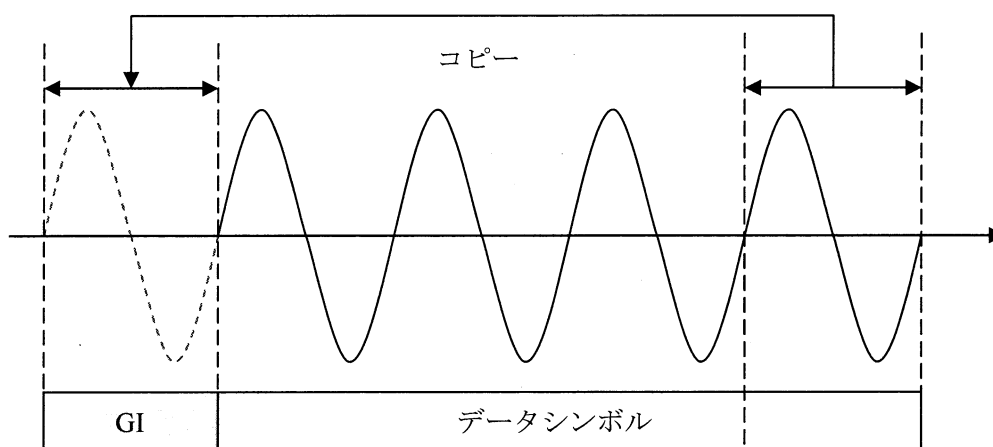
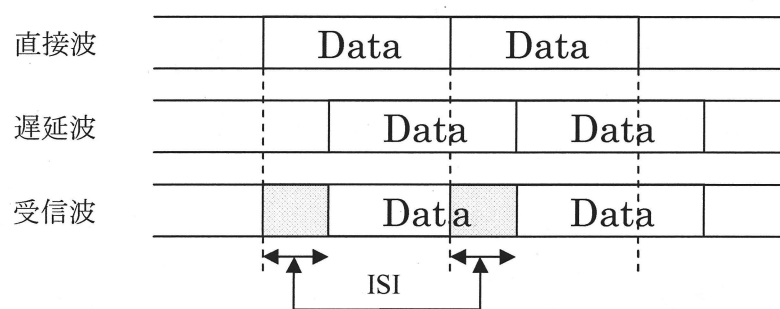
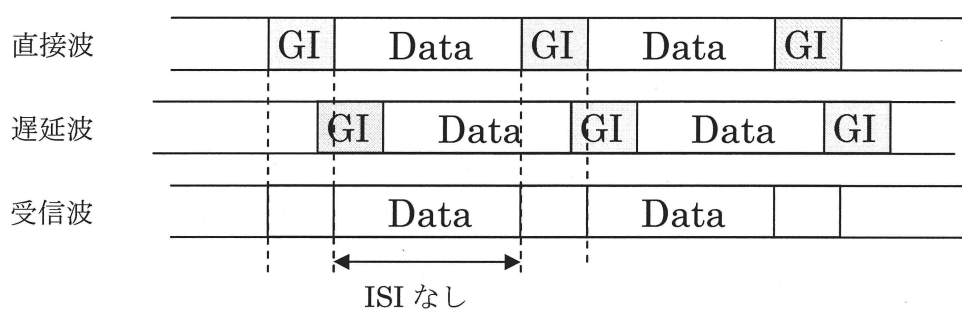


図 2.7 GI の付加

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いえる。次に GI の付加による効果を説明する。マルチパスフェージング環境下で、図 2.8 のように OFDM 信号の直接波と遅延波が受信される場合を考える。図 2.8 で、GI を付加しない場合は、受信波のデータシンボル内に隣のシンボル成分が混在し、ISI が生じている。一方、GI を付加した場合は、復調の際に GI を破棄することにより、ISI の生じていないデータシンボルの区間のみを取り出すことが可能となる。ただし、GI 長を超えるような遅延波が存在する場合については ISI が生じてしまうため、GI 長は伝送路の最大遅延時間をあらかじめ予測して設定する必要がある。



(a)GI なし



(b)GI あり

図 2.8 GI の付加による ISI の除去

2.6 移動通信環境下の OFDM 通信方式

OFDM 通信方式の復調に際しては，マルチパスフェージングの影響を受けた周波数軸上の伝送路特性の推定が必要となる．屋内利用を想定した無線 LAN システム等においては，端末の移動速度が比較的小さいため，伝送路特性の時間変動は小さい．従って，各フレームの先頭に付加された受信側で既知のプリアンプルシンボルを用いて推定された伝送路特性はフレーム内で一定と見なすことができ，フレーム内の全てのデータシンボルの周波数軸等化が可能となる．一方，端末の移動速度が大きい移動通信環境下においてはドップラー変動を伴う時変フェージングとなり，周波数軸等化に際してはシンボル毎の伝送路推定が必要となる[16][17]．図 2.9 に移動通信環境下の伝送路特性を示す．図より，伝送路特性が大きく時間変動していることが分かる．

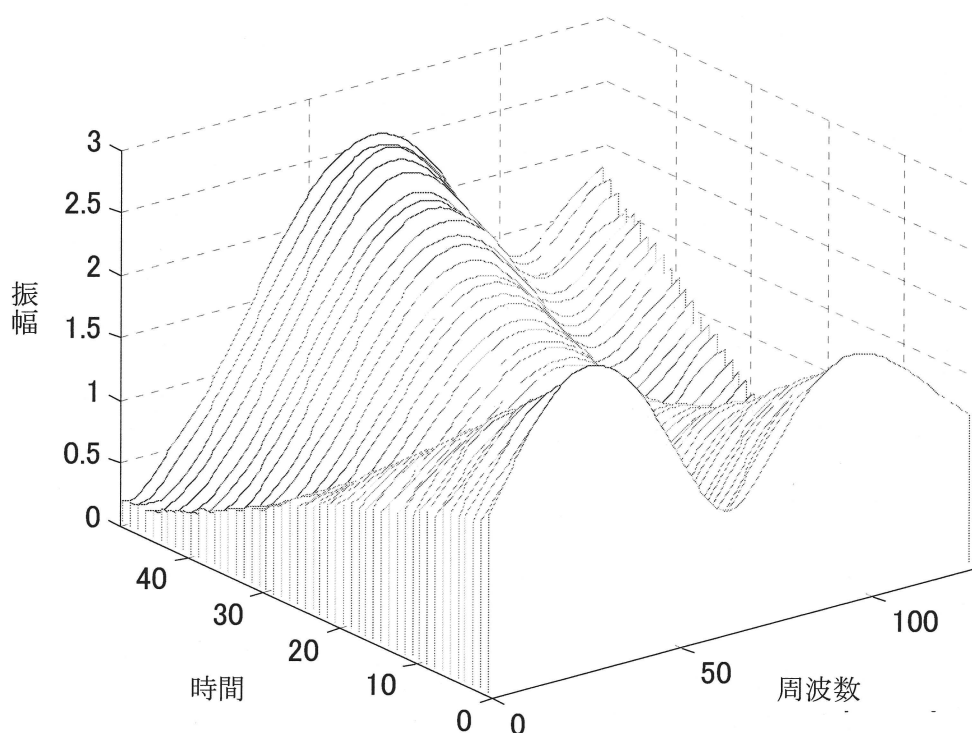


図 2.9 移動通信環境下における伝送路特性

これに対しては，図 2.10 に示すように，受信側で既知のパイロット信号をデータシンボル内に周期的に挿入し，周波数軸方向の伝送路特性を補間法で推定する方式が一般的に用いられる．

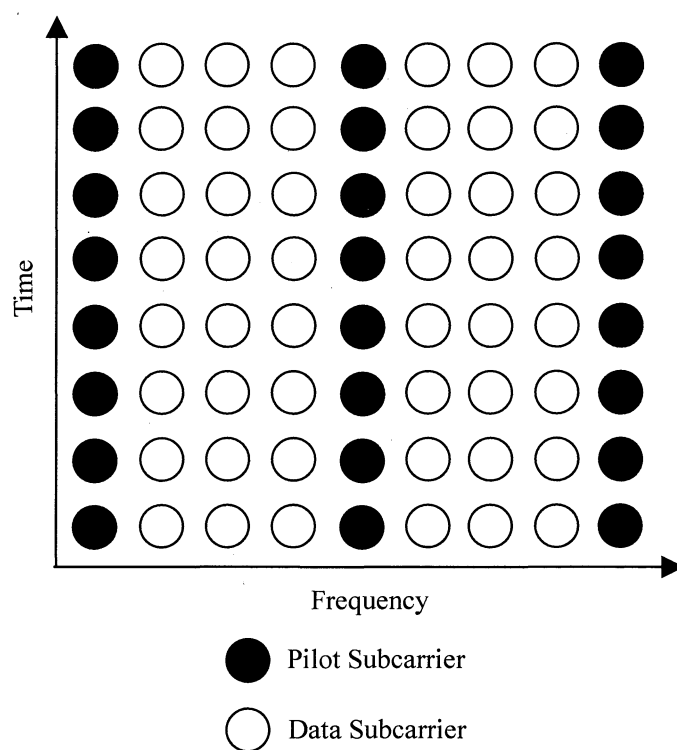


図 2.10 周波数軸補間方式のパイロット配置

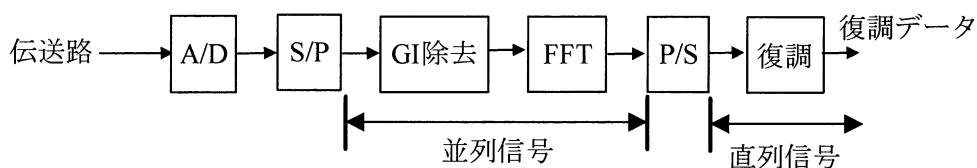
この方式は、時間軸方向への補間操作が必要なく、高速の移動通信環境下における推定に適している。また、シンボル毎に補間操作を行うため、復調遅延が小さいという利点がある。

2.7 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。入力データは、BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), 多値QAM(Quadrature Amplitude Modulation)等を用いてデジタル変調された後、S/P(直列/並列)変換器により並列データ系列となる。その後、IFFTにより時間軸信号に変換され、GIが付加される。次に、P/S(並列/直列)変換により再度直列の信号系列となり、D/A変換器に入力される。D/A変換後のアナログ信号は増幅器によって電力を増幅された後、伝送路に送信される。受信機では、基本的には送信機の逆の操作が行われ、送信データ情報が復調される。



(a)送信機



(b)受信機

図 2.11 OFDM 通信方式の送受信機構成

3 章 非線形回線下における PAPR 問題と従来の改善手法

本章では，OFDM 信号の有する欠点である PAPR(Peak to Average Power Ratio)問題について説明する．また，従来の PAPR 特性の改善手法について説明する．

3.1 非線形歪みの影響

OFDM 通信方式の問題点として，時間軸信号の振幅変動が従来のシングル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．これは，時間軸信号がランダムな周波数軸上データを IFFT 処理することにより，全サブキャリアの合成信号として得られることに起因している．時間軸信号の振幅変動特性の評価には，次式で定義される PAPR 特性を用いるのが一般的である．

$$\text{PAPR} = 10 \log_{10} \frac{\max |x_k|^2}{E[|x_k|^2]} \quad (3.1)$$

ここで， x_k は k 番目の OFDM 時間軸信号， $E[\cdot]$ は平均電力を示す．

図 3.1 に平均電力が等しい従来のシングルキャリア変調方式と OFDM 信号の時間軸振幅特性を示す．

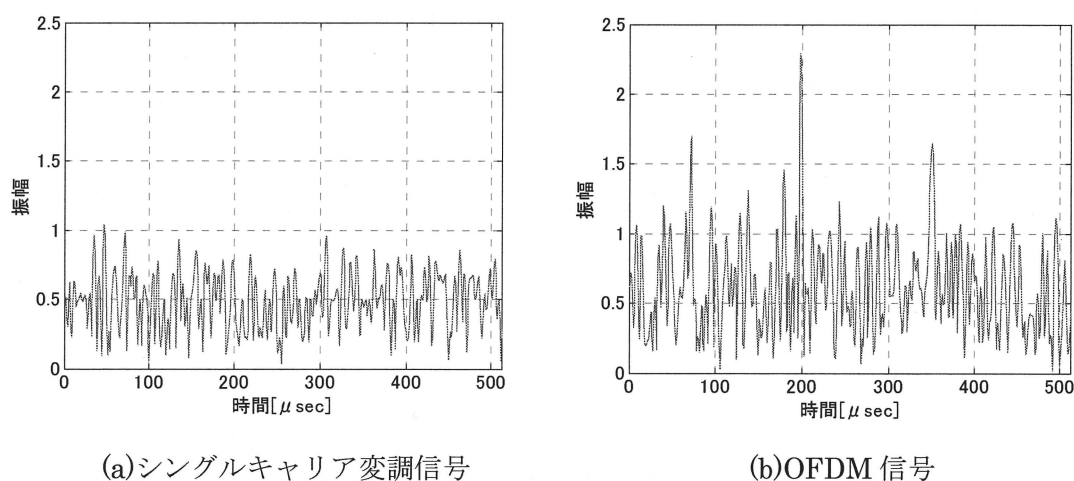


図 3.1 シングルキャリア変調信号と OFDM 信号の振幅変動

図より，OFDM信号は従来のシングルキャリア変調信号と比較して，振幅変動が大きいことが分かる．大きな振幅変動を有する時間軸信号に対しては，送受信機で利用されるD/A及びA/D変換器のダイナミックレンジを大きく取る必要がある．さらに，送信機に設置される非線形増幅器により電力スペクトラムの拡大と誤り率特性の劣化を招く．これは，図3.2に示すように，高PAPRのOFDM信号が増幅器を通過する際，非線形領域で動作する信号が出てきてしまい，非線形歪みの影響を受けるためである．

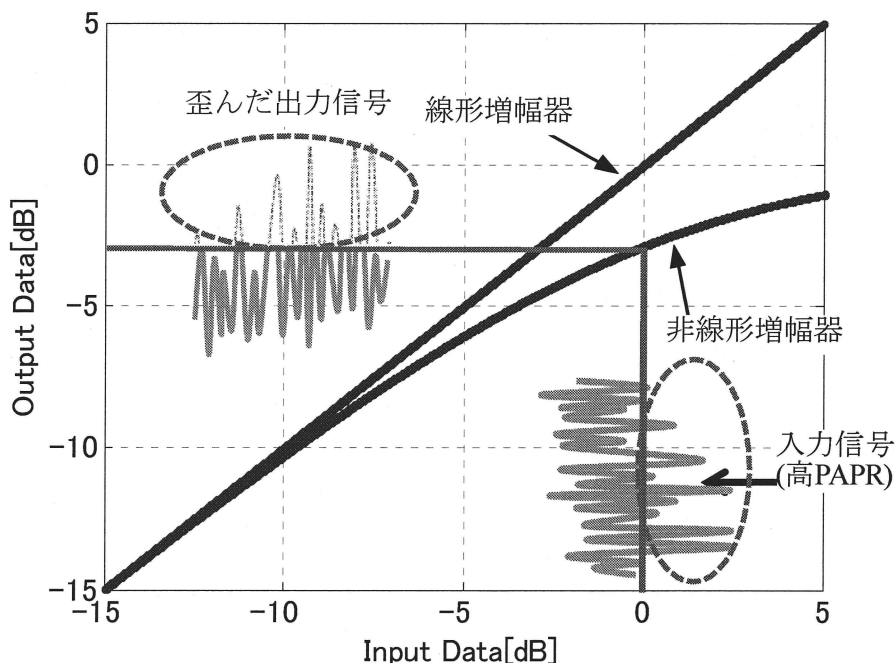


図3.2 非線形増幅器の入出力信号

次に、非線形増幅器として SSPA(Solid State Power Amplifier)を想定し、非線形歪みの影響について説明する。SSPA の入出力特性は次式によって与えられる[18][19].

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^{2r}]^{1/2r}} \quad (3.2)$$

ここで、 ρ は入力振幅レベル、 A は飽和出力レベル、 r はラップ係数と呼ばれる非線形性の強さを示すパラメータ、 $F[\rho]$ は増幅器出力の振幅レベルを示す。図 3.3 にラップ係数 r を変化させた場合の入出力特性を示す。図より、ラップ係数 r が小さいほど増幅器の非線形性が強くなり、非線形領域が広がることが分かる。

図 3.4 にラップ係数を 5 に固定し、インプットバックオフ(IBO)を変化させた場合のスキュードダイアグラムを示す。図より、IBO が大きいほど信号点の広がりが小さくなり、IBO=-10[dB]では増幅器入力前の信号とほぼ同じ信号が得られている。これは、非線形増幅器がほぼ線形領域内のみで動作し、非線形歪みの影響が小さくなるためである。図 3.5 にラップ係数を 5 に固定し、IBO を変化させた場合の電力スペクトラム特性を示す。図より、IBO が小さいほどサイドローブ特性が広がっていることが分かる。これは、複数のサブキャリアが電力増幅器により共通増幅されることにより相互変調積が帯域外に多く発生することによって起きている。

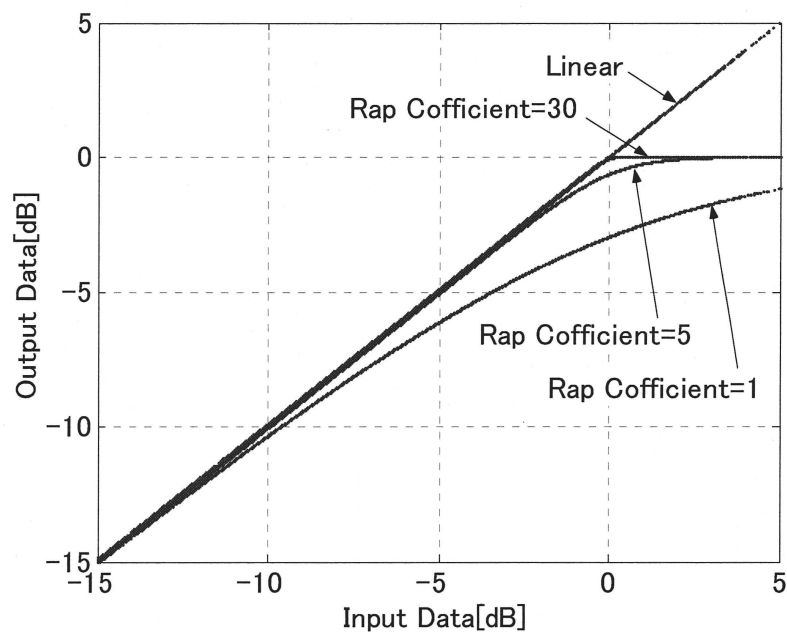
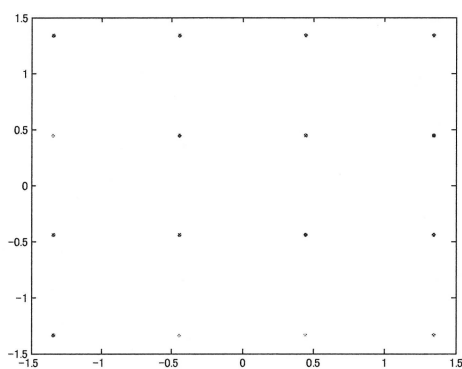
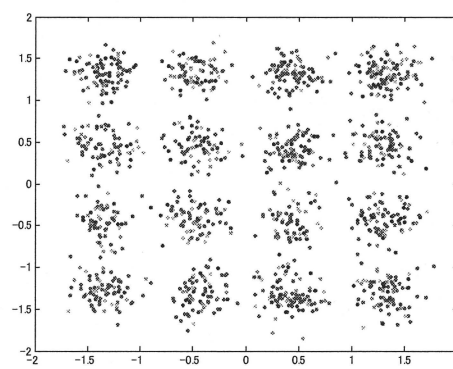


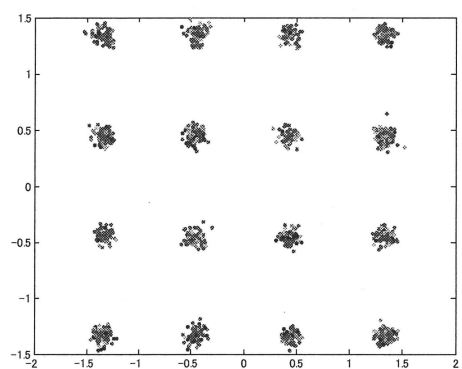
図 3.3 SSPA 増幅器の入出力特性



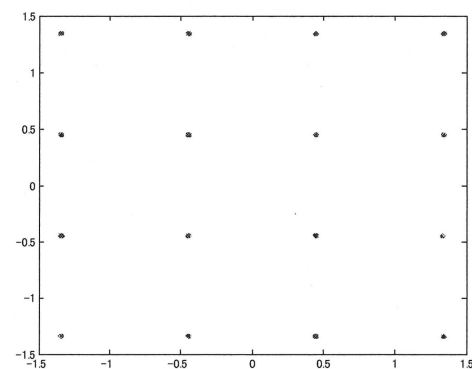
(a) 増幅器入力前



(b) IBO=-1[dB]

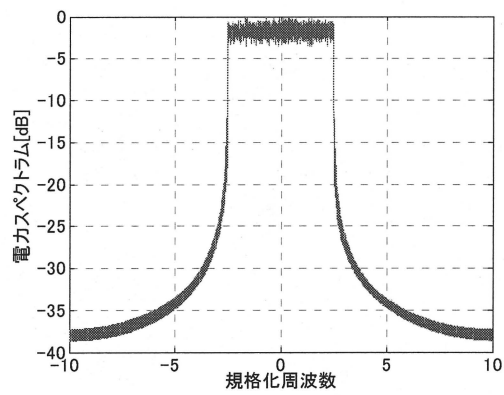


(c) IBO=-5[dB]

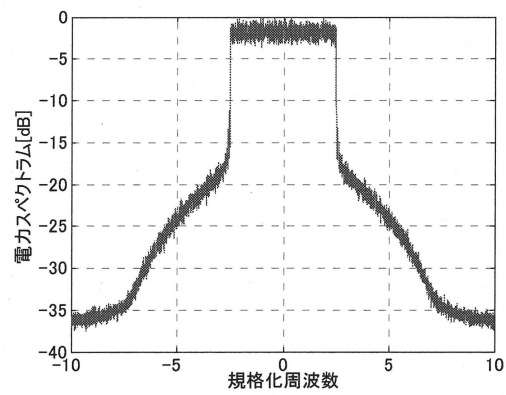


(d) IBO=-10[dB]

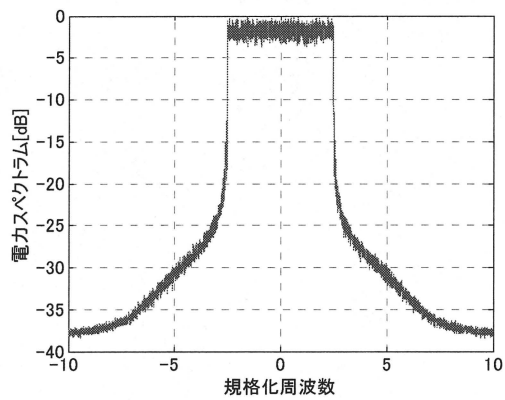
図 3.4 非線形回線下のスカタードダイアグラム



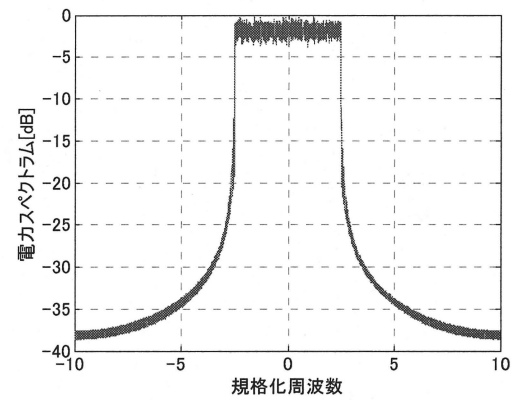
(a) 増幅器入力前



(b) IBO=-1[dB]



(c) IBO=-5[dB]



(d) IBO=-10[dB]

図 3.5 非線形回線下の電力スペクトラム特性

3.2 従来の PAPR 低減方式

高 PAPR の OFDM 信号は、電力増幅器による非線形歪みの影響を受け、帯域内における信号点の広がりや電力スペクトラムの帯域外輻射が生じ、問題となっている。図 3.4, 図 3.5 より、IBO を大きくとり、電力増幅器を線形領域内のみで動作させることにより非線形歪みの影響を回避することができるが、電力効率、コストの点で望ましくない。特に、バッテリーによる長時間の駆動が要求される小型移動端末などで大きな問題となる。

これら背景より、PAPR 特性の改善手法について様々な検討がなされている。本節では、PAPR 特性の改善手法として知られているクリッピング法、SLM(Selective Mapping)法、PTS(Partial Transmit Sequence)法について説明する。

3.2.1 クリッピング法[7]-[9]

クリッピング法では、図3.6に示すように、OFDM信号の振幅値が予め設定された閾値以下の場合には入力信号をそのまま通過させ、振幅値が閾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閾値に制限する手法である。クリッピング回路を通過した信号には帯域内と帯域外にクリッピング歪みが発生する。帯域外のクリッピング歪みにより、電力スペクトラムが拡大し、隣接チャネル間干渉が生じる。そこで、クリッピング処理後の信号に帯域外除去フィルタを通過させることによって、帯域外に発生するクリッピング歪みを除去する。しかしながら、帯域内のクリッピング歪みによって、信号品質が大幅に劣化してしまう。このように、クリッピング法は簡易な回路でPAPR特性を大幅に改善可能となるが、受信側における信号品質の劣化が問題となる。

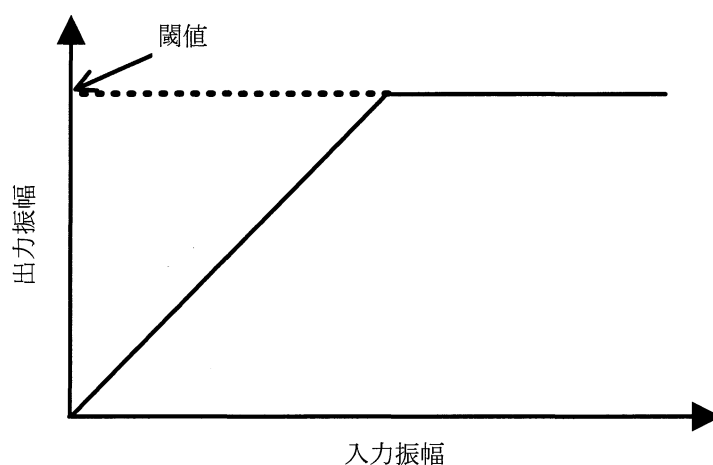


図3.6 クリッピング特性

3.2.2 SLM(Selective Mapping)法[10]-[12]

SLM法の送信機構成図を図3.7に示す。SLM法では、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 $b_m(m=1,2,\dots,U-1)$ をシンボル系列に乗算し、元のシンボルを含めて合計 U 個の系列を作成する。 N ポイントのIFFT処理後、その中から最も小さなPAPRを持つものを選択する。使用した位相系列はサイドインフォメーションとして送信し、受信側で逆位相を乗算した後復調する。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が生じない。SLM法のPAPR低減効果は位相系列の候補数によって決まり、候補数が多いほど優れたPAPR特性が得られる。しかしながら、次節で説明するPTS法と比較すると、PAPRの改善効果が小さく問題となる。

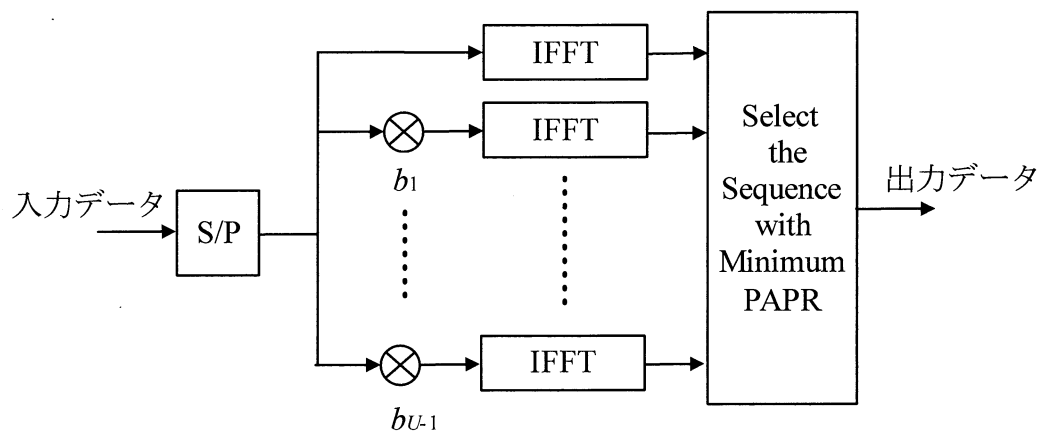


図3.7 SLM法の送信機構成

3.2.3 PTS(Partial Transmit Sequence)法[13]-[15]

PTS 法は周波数軸信号を複数のクラスタに分割し、各々IFFT 処理を行った後、ピーク電力が最小となるような位相回転重みを乗算し、OFDM 信号の PAPR 特性を改善する手法である。図 3.8 に PTS 法の送信機構成を示す。

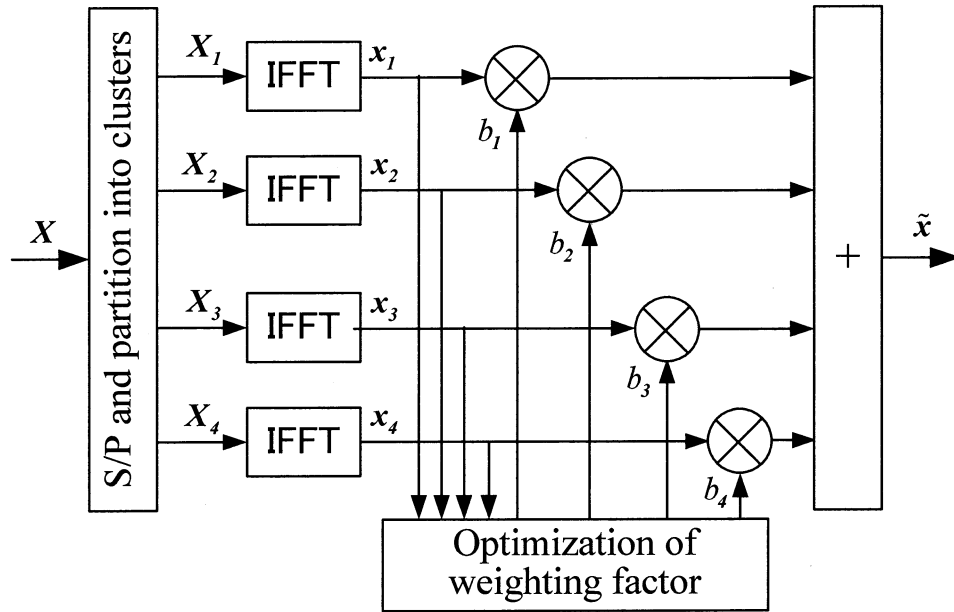


図 3.8 PTS 法の送信機構成

PTS 法では、 M 個の周波数軸上のデータ $X = [X_1 \dots X_M]$ は次式に示すように、 V 個のクラスタに分割される。

$$X = \sum_{v=1}^V X_v \quad (3.3)$$

ここで、 X_v は M/V 本のサブキャリアを有する v 番目のクラスタのデータ系列を示す。 X_v を次式によって IFFT することにより、 v 番目のクラスタに対応する時間軸上信号 x_v が得られる。

$$x_v = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_v \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{N}} = [x_0^v, x_1^v, \dots, x_k^v, \dots, x_{N-1}^v] \quad (3.4)$$

各クラスタの時間軸信号は、PAPR を低減するためにそれぞれ位相回転重みが乗算される。位相回転重みを乗算された信号は次式に示すように再度合成される。

$$\tilde{\mathbf{x}} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot \mathbf{x}_v = [x'_0, x'_1, \dots, x'_k, \dots, x'_{N-1}] \quad (3.5)$$

ここで、 b_v は v 番目のクラスタに与える位相回転重みを示す。位相回転候補数を 4 とした場合、各クラスタに与える位相回転重みは次式の中から選択される。

$$b_v \in [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, e^{j\theta_3}, e^{j\theta_4}] \quad (3.6)$$

合成後の信号の PAPR 特性が最も小さくなる位相回転重みは、次式によって最適化される。

$$[b_1, b_2, b_3, b_4] = \arg \min_{[\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]} \left\{ \max_{0 \leq k \leq N-1} |x'_k| \right\} \quad (3.7)$$

最適な位相回転重みは、位相回転候補数を R とすると、PAPR の評価を位相回転重みの全組み合わせについて R^V 回行うことで求めることができる。

PTS 法は、SLM 法と同様信号の劣化が無く、PAPR の改善効果、演算量の面で優れた方式といえる。しかしながら、PTS 法では、クラスタ数 V と位相回転候補数 R を増加させることによって PAPR の改善効果を高めることができるが、位相回転重みの最適化に R^V 回の PAPR の評価が必要であるため、演算量が指数関数的に増大してしまうという問題がある。また、各クラスタに与えた位相回転情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要があり、伝送効率の劣化、システムの複雑化が問題となる。これら問題を解決するため次章において、PTS 法を基本とした新しい PAPR 低減方式を提案する。

4 章 循環サンプルシフト-PTS 法を用いた OFDM 通信方式の提案

本章では、循環サンプルシフト-PTS 法を用いた OFDM 通信方式を提案する。循環サンプルシフト-PTS 法では、従来の PTS 法と同様、送信側において周波数軸信号は複数のクラスタに分割され、IFFT 処理によって各々時間軸信号に変換される。その後、各クラスタの時間軸信号に独立に時間遅延を与えることによって、従来の PTS 法と比較して同等の演算量で優れた PAPR 特性を実現する。

また、提案 PTS 法は従来の PTS 法と同様、送信側で与えた制御情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要があるが、伝送効率の劣化やシステムの複雑化が問題となる。一方、移動通信環境下においては、伝送路特性はドップラー変動を伴う時変フェージングとなり、伝送路特性をシンボル毎に推定する必要があるため全シンボルに亘ってパイロット信号が挿入される。そこで提案方式では、伝送路推定用のパイロット信号を利用し、受信側において送信信号に与えられた時間遅延量を自律的に推定する方式を提案する。これにより、サイドインフォメーションを使用せずに、高精度な復調が可能となる。

4.1 循環サンプルシフト-PTS 法の提案

本節では、循環サンプルシフト-PTS 法について詳しく説明する。

4.1.1 時間遅延の与え方

従来の PTS 法では、各クラスタに位相回転重みを乗算するのに対し、提案 PTS 法は、各クラスタの時間軸信号に時間遅延を与えることにより簡易に PAPR を低減可能であることを特徴とする。IFFT 後の時間軸信号の有する周期性により、時間軸上の OFDM 信号に時間遅延を与えることは、単に時間軸信号を循環シフトすることに相当する。図 4.1 に、式(3.4)に示す v 番目のクラスタの時間軸信号 x_v に、 d サンプルの時間遅延を与える場合を示す。図より、時間遅延後の信号は d サンプルの循環シフトによって得られることが分かる。

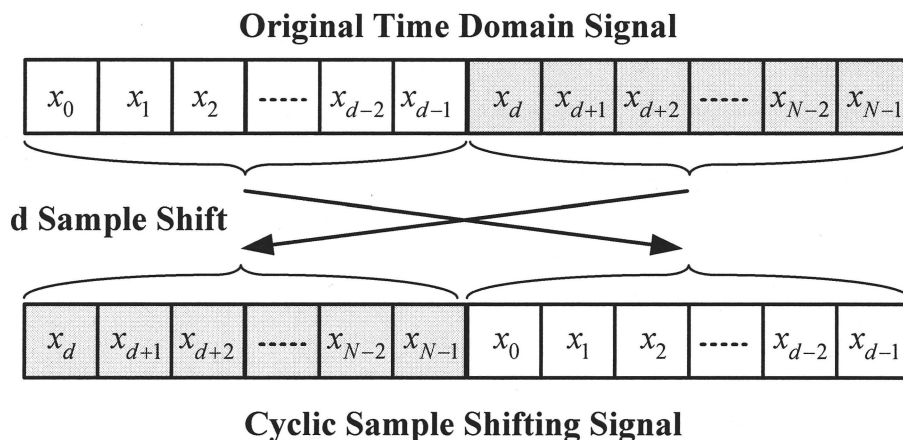


図4.1 OFDM時間信号の循環シフト

また、次式に v 番目のクラスタの時間遅延処理後の時間軸信号を示す。

$$\mathbf{x}_v(d_v) = [x_{d_v}^v, x_{d_v+1}^v, \dots, x_{d_v+k}^v, \dots, x_{N-1}^v, x_0^v, x_1^v, \dots, x_{d_v-1}^v] \quad (4.1)$$

ここで，時間軸信号に時間遅延を与えることは，次式に示すように，周波数軸上で位相回転を与えることに相当する[20].

$$x_{k+d_v}^v \Leftrightarrow X_n^v \cdot e^{j \frac{2\pi n d_v}{N}} \quad (n=1, \dots, N-1) \quad (4.2)$$

式(4.2)より，周波数軸上信号 X_n^v に，サブキャリア番号 n と比例関係にある傾き $e^{j2\pi d_v/N}$ の位相回転が乗算されていることが分かる．図 4.2 に時間軸信号の時間遅延と周波数軸信号の位相回転量の関係について示す．

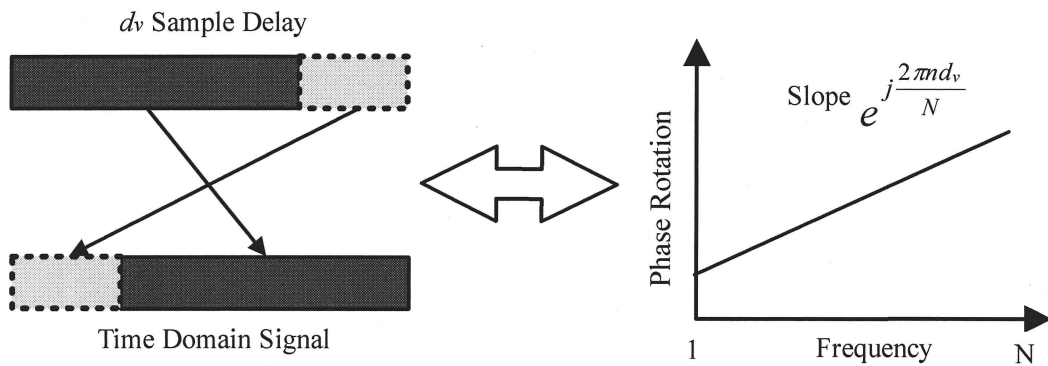


図 4.2 時間遅延と位相回転量の関係

図 4.2 より，周波数軸信号にはサブキャリア毎に異なる位相回転が乗算されることが分かる．受信側においては，受信周波数軸信号に， d_v サンプルの時間遅延に相当する逆位相回転を乗算することによって復調が可能となる．

4.1.2 循環サンプルシフト-PTS 法の送信機構成

図 4.3 に提案 PTS 法の送信機構成を示す。

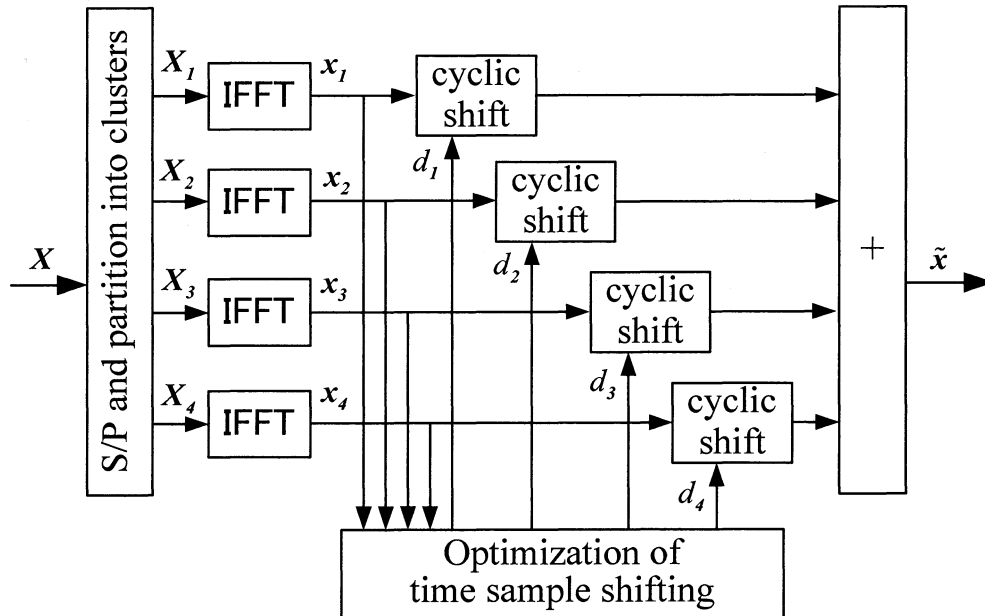


図 4.3 提案 PTS 法の送信機構成

提案 PTS 法では、従来の PTS 法と同様周波数軸上のデータ $X = [X_1 \dots X_M]$ は次式によって V 個のクラスタに分割される。

$$X = \sum_{v=1}^V X_v \quad (4.3)$$

ここで、 X_v は M/V 本のサブキャリアを有する v 番目のクラスタのデータ系列を示す。その後、次式によって各々 IFFT され、時間軸信号に変換される。

$$x_v = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_v \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{N}} = [x_0^v, x_1^v, \dots, x_k^v, \dots, x_{N-1}^v] \quad (4.4)$$

式(4.4)に示す各クラスタの時間軸信号に対して、合成後の PAPR 特性が最小となるような循環サンプルシフトを与える。各クラスタに与えられる循環サンプルシフト数は次式の中から選択される。

$$d_v \in [m_1, m_2, \dots, m_{N/D}] \quad (4.5)$$

ここで、 D は循環サンプルシフト間隔を示し、循環サンプルシフト候補数は N/D となる。最後に、式(4.1)に示す循環サンプルシフト処理後の各クラスタ $x_v(d_v)$ は次式によって再度合

成され、非線形増幅器を通過後伝送路に送信される。

$$\tilde{x}_d = \sum_{v=1}^V x_v(d_v) = [x_0'', x_1'', \dots, x_k'', \dots, x_{N-1}''] \quad (4.6)$$

クラスタ数が4の場合、式(4.5)より、PAPR特性を最小にするシフト数は次式によって最適化される。

$$[d_1, d_2, d_3, d_4] = \arg \min_{[m_1, m_2, \dots, m_{N/D}]} \left\{ \max_{0 \leq k \leq N-1} |x_k''| \right\} \quad (4.7)$$

式(4.7)より、提案PTS法では、 N/D 個の循環サンプルシフト候補の全ての組み合わせの中からPAPR特性を最小にする循環サンプルシフト数を選択する。図4.4に、提案PTS法のPAPR特性を示す。図より、 D を小さくとり、循環サンプルシフトの種類を増やすことによって、従来のPTS法と比較して格段に優れた特性が得られていることが分かる。

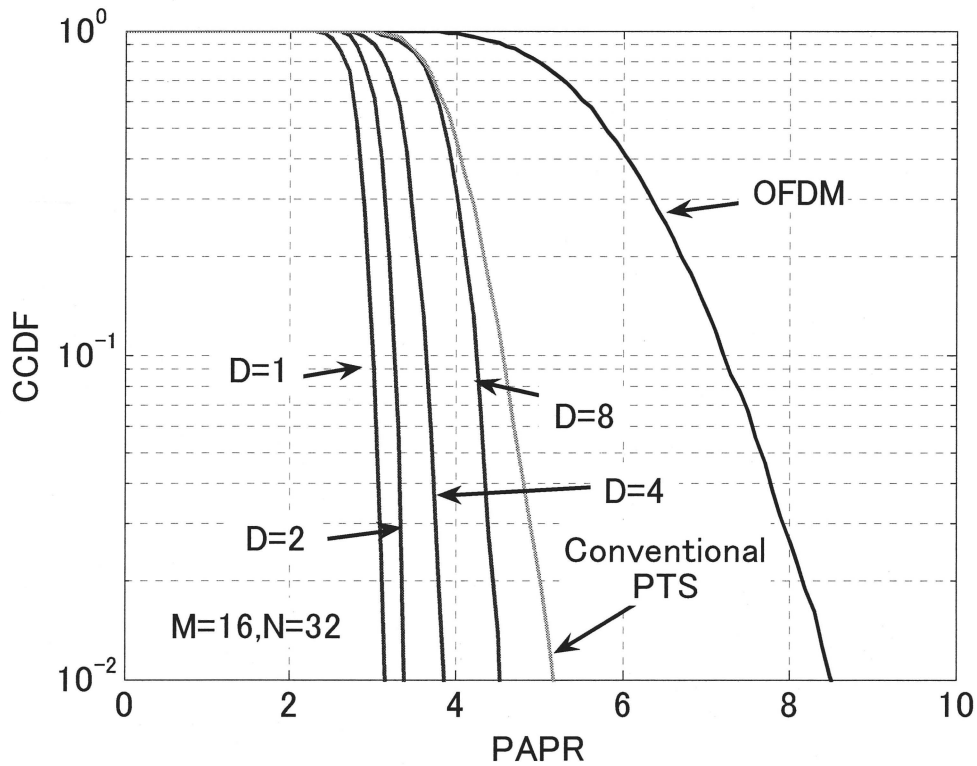


図4.4 提案PTSのPAPR特性

しかしながら、提案PTS法では、最適な循環サンプルシフト数を求めるために $(N/D)^V$ 回のPAPRの評価が必要になり、クラスタ数 V と式(4.4)で与えられる循環サンプルシフト候補数 N/D が増加するにつれて、演算量が指数関数的に増大してしまうという問題がある。

4.1.3 提案PTS法のための低演算量アルゴリズムの提案

提案PTS法で問題となる演算量の指数関数的な増大を回避するために、従来のPTS方式と同等の演算量で優れたPAPR特性を実現可能な低演算量アルゴリズムを提案する。

図4.5に、提案アルゴリズムのフローチャートを示す。図4.5で、 S , V , N/D は提案アルゴリズムの繰り返し回数、クラスタ数、時間遅延候補数を示し、それぞれ s , v , m をパラメータとする。提案アルゴリズムでは、時間遅延量の最適化をクラスタ毎に独立に行う。まず、 s 回目の提案アルゴリズムにおける、 v 番目のクラスタについて考える。時間遅延処理前の v 番目のクラスタ $\mathbf{x}_v(d_0)$ に対して、 d_m^v の時間遅延を与える。時間遅延処理を行わないその他のクラスタについては次式によって予め合成しておく。

$$\tilde{\mathbf{x}}_d^s = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq v}}^V \mathbf{x}_l^v(d_l^v) \quad (4.8)$$

次に、時間遅延処理後の v 番目のクラスタ $\mathbf{x}_v(d_m^v)$ と式(4.8)によって与えられる $\tilde{\mathbf{x}}_d^s$ との合成信号 $\mathbf{x}_v(d_m^v) + \tilde{\mathbf{x}}_d^s$ のPAPRを算出する。その後、次式によって、 v 番目のクラスタに d_{m-1}^v の時間遅延を与えた場合の合成後の信号 $\mathbf{x}_v(d_{m-1}^v) + \tilde{\mathbf{x}}_d^s$ のPAPRと比較する。

$$PAPR[s, v, d_m^v] \leq PAPR[s, v, d_{m-1}^v] \quad (4.9)$$

式(4.9)が成立する場合は、次式によって v 番目のクラスタの現時点での最適な信号 $\mathbf{x}_v^s(d_m^v)$ を更新する。

$$\mathbf{x}_v^s(d_m^v) = \mathbf{x}_v(d_m^v) \quad (4.10)$$

$m=1$ から $m=N/D$ の全ての時間遅延候補についてPAPRの評価を行った後の $\mathbf{x}_v^s(d_m^v)$ が、最適な時間遅延量を持つ v 番目のクラスタとなる。 v を変化させ、全てのクラスタについて同様の処理を行うことにより、各クラスタに与えられる最適な時間遅延量が決定される。さらに、 s を変化させ、全ての処理を複数回繰り返すことによりPAPRの改善が可能となる。

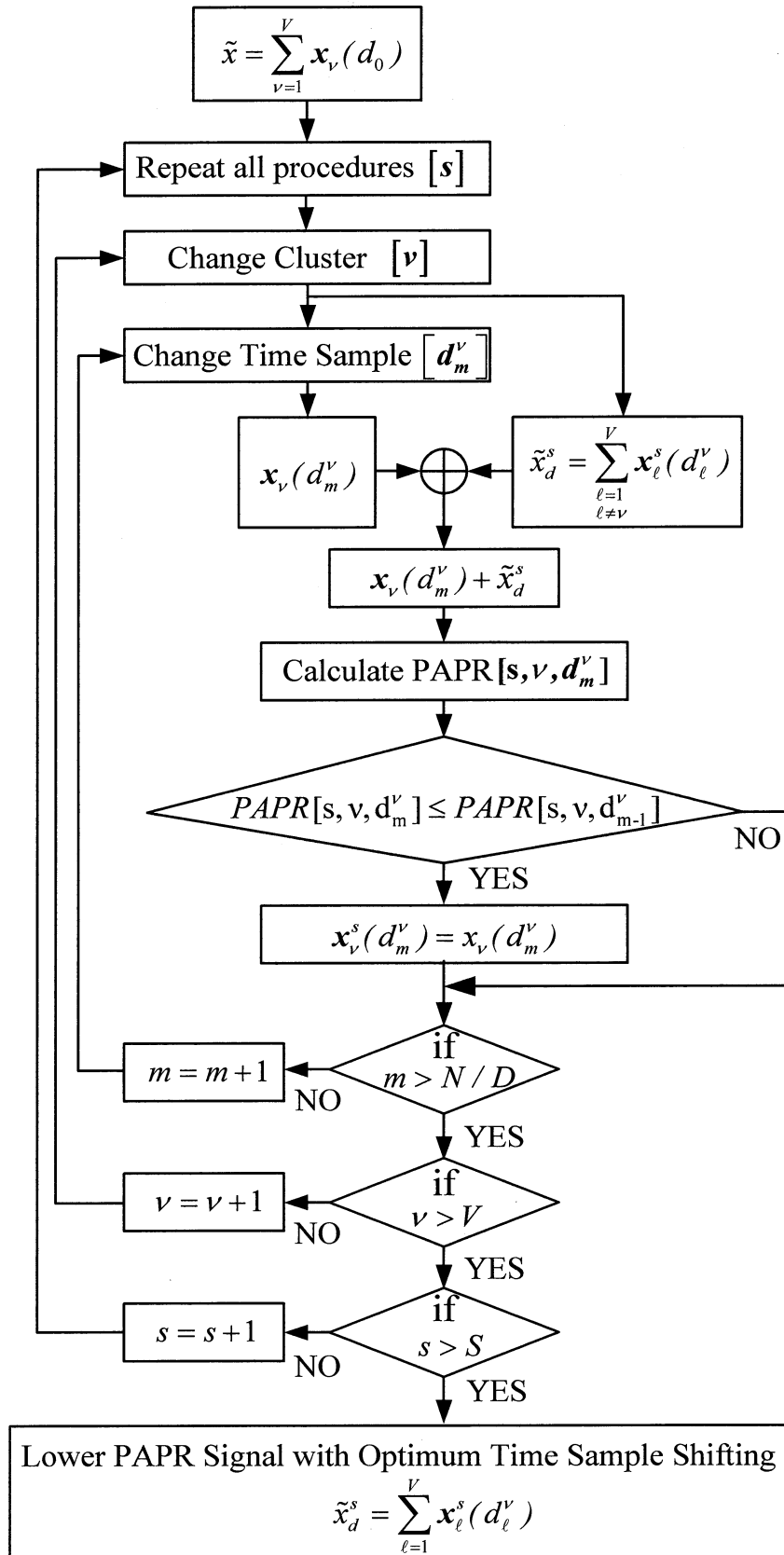


図 4.5 提案 PTS 法の低演算量アルゴリズム

4.2 パイロット信号を用いた時間遅延量及び伝送路特性の推定法

本節では，移動通信環境下において，サイドインフォメーションを使用せずに高精度な復調を行うための，時間遅延情報及び伝送路特性の推定法を説明する．

4.2.1 フレーム構成と受信機構成

図 4.6 にフレーム構成を示す．1 シンボル目は伝送路特性推定用のプリアンブルシンボルとし，2 シンボル目以降のデータシンボルにパイロット信号を等間隔に挿入する．また，プリアンブルシンボルについては，文献[21]に示す低 PAPR の信号を使用するためピーク低減処理は不要となる．

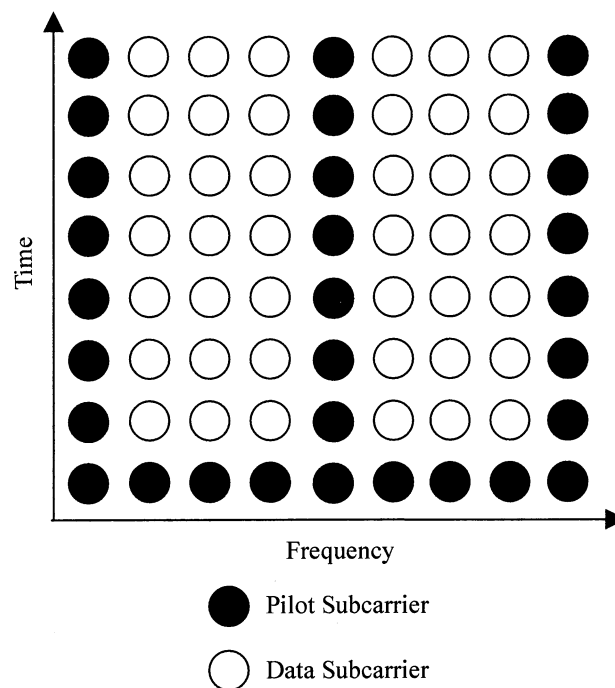


図 4.6 提案方式のフレーム構成

また，パイロット信号を図 4.7 のようにデータシンボル内に配置する．図 4.7 で， L_1 , L_2 はそれぞれサブキャリアの始端，終端を示し， J はパイロット信号を挿入する間隔を示す．また，サブキャリアの両端(L_1 , L_2)における伝送路特性の推定精度向上のために L_1-1 の位置にパイロット信号を付加する．そのため，1 シンボル当たりのパイロット信号数は $1+(M/J)$ となる．また，データシンボル内のパイロット信号の位置は次式のようなになる．

$$n_{pilot} = L_1-1, (L_1-1) + J, (L_1-1) + 2J, \dots, (L_1-1) + M \quad (4.8)$$

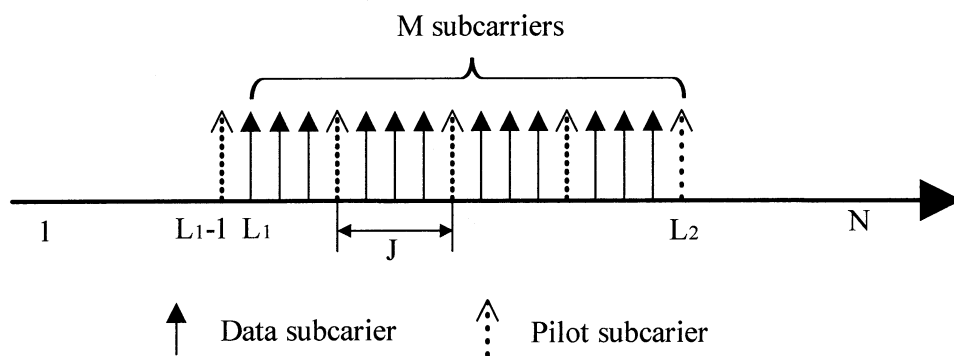


図 4.7 データシンボル内のパイロット信号の配置

図 4.8 に提案方式の受信機構成を示す．ここで， $r(l)$ は l シンボル目の受信時間軸信号， $R(l)$ は受信周波数軸信号， $H(l)$ は伝送路特性を示す．図 4.8 で，送信信号に与えられた時間遅延量は受信周波数軸信号 $R(l)$ と一つ前のシンボルの伝送路特性 $H(l-1)$ を用いて推定される．その後， l シンボル目の伝送路特性を推定し，等化を行う．以降の節で，時間遅延量の推定法と伝送路特性の推定法について詳しく説明する．

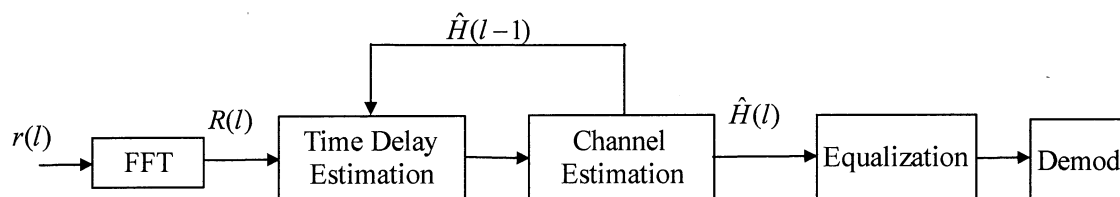


図 4.8 受信機構成

4.2.2 時間遅延量の推定法

本節では、受信側で送信信号に与えられた時間遅延量を推定する方式について説明する。式(4.2)に示すように、時間軸信号に d_v サンプルの時間遅延を与えることは、周波数軸上では $2\pi d_v n/N$ ($n=0,1,\dots,N-1$)の位相回転を与えることに相当する。この関係を用いると、 v 番目のクラスタの受信パイロット信号は次式によって表される。

$$R_v(l, k) = Ae^{j(\phi_0 + \frac{2\pi d_v k}{N})} \cdot H(l, k) \quad (4.9)$$

$$(k = \frac{M}{V} \cdot (v-1) + [(L_1-1) + J, (L_1-1) + 2J, \dots, (L_1-1) + \frac{M}{V}] = p_1, p_2, \dots, p_{M/V \cdot J})$$

ここで、 $Ae^{j\phi_0}$ は受信側で既知のパイロット信号を示す。また、 $k=p_1, \dots, p_{M/V \cdot J}$ はパイロット信号の位置を示し、 $M/V \cdot J$ は1クラスタ当たりのパイロット信号数を示す。式(4.9)より、受信信号には、送信側で与えられた時間遅延量に相当する位相回転成分が含まれるため、伝送路推定を正しく行うためにはこの位相回転成分を推定する必要があることが分かる。そこで、連続するシンボル間では伝送路特性の時間変動は十分小さいと仮定し、受信信号 $R_v(l, k)$ を一つ前の $l-1$ 番目のシンボルの伝送路特性を用いて等化する。ここで、1シンボル目のブリアンブルシンボルについては、時間遅延処理を行っていないため、通常の手順で伝送路推定が可能である。これによって2シンボル目以降のデータシンボルの時間遅延量の推定が可能となる。また、全てのパイロット信号に同一情報を用いることで、伝送路特性のレベルに応じて重み付けを行う最大比合成が利用可能となる。次式に最大比合成を用いた等化を示す。

$$\sum_{k=p_1}^{p_{M/V \cdot J}} \frac{|H(l-1, k)|^2}{\sum_{t=p_1}^{p_{M/V \cdot J}} |H(l-1, t)|^2} \cdot \frac{R_v(l, k)}{H(l-1, k)} \cdot Ae^{-j\frac{2\pi d_v k}{N}} \cong Ae^{j\phi_0} \quad (4.10)$$

ここで、式(4.6)より、時間遅延量 d_v は N/D 個の候補の中から選択される。そのため、式(4.10)に $d_v = m_1$ から $d_v = m_{N/D}$ の全ての時間遅延候補を代入し、式(4.10)の左辺と元のパイロット信号 $Ae^{j\phi_0}$ との信号点間距離が最も小さくなる時の d_v が送信側で与えられた時間遅延量と判定される。以上の操作により、送信信号に与えられた時間遅延量の推定が可能となる。

4.2.3 最尤(ML)法による伝送路推定法

l シンボル目の時間遅延量を推定したことによって、次式により l シンボル目の全パイロット信号の伝送路特性 $R(l)$ が推定可能となる。

$$R_v(l, k) / Ae^{j(\varphi_0 + \frac{2\pi\hat{d}_v k}{N})} = H(l, k) \quad (4.11)$$

$$R(l) = \sum_{v=1}^V R_v(l, k) \quad (4.12)$$

より精度の良い伝送路推定を行うため、式(4.12)によって推定した全クラスタのパイロット信号の伝送路特性を用いて、最尤(ML)法により時間軸インパルス応答を推定する[16]。 N_g 個の時間軸インパルス応答を未知数とすると、パイロット信号の位置の伝送路特性は次式のように表せる。ただし、 N_g はガードインターバル長を示す。

$$T[(L_1 - 1) + (p - 1)J, \hat{\rho}(1), \dots, \hat{\rho}(N_g)] = \sum_{k=1}^{N_g} \hat{\rho}(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi(k-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \quad (4.13)$$

ここで、 $(L_1 - 1)$ はパイロットサブキャリアの始端位置、 p はパイロット信号番号、 J はパイロット信号間隔、 $\hat{\rho}$ は時間軸インパルス応答の推定値を示す。式(4.12)によって得られるパイロット信号の伝送路特性 H と、式(4.13)によって未知数であるインパルス応答から得られるパイロット信号の伝送路特性 T の誤差が最小となるような拘束条件で、次式に示す ML 方程式を解くことにより $\hat{\rho}$ を求めることが可能となる。

$$L_{ML}(Z) = \arg \min \left[\sum_{p=1}^P \|H[(L_1 - 1) + (p - 1)J] - T[(L_1 - 1) + (p - 1)J, \hat{\rho}(1), \dots, \hat{\rho}(N_g)]\|^2 \right] \quad (4.14)$$

$$Z = \hat{\rho}(1), \dots, \hat{\rho}(N_g)$$

ここで、 P は 1 シンボル当たりのパイロット信号数を示す。式(4.14)を解くには次式の関係が成り立てばよい。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial L_{ML}}{\partial \hat{\rho}(1)} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial L_{ML}}{\partial \hat{\rho}(q)} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial L_{ML}}{\partial \hat{\rho}(N_g)} = 0 \end{array} \right. \quad (4.15)$$

式(4.15)で q 番目の偏微分方程式について計算する.

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial L_{ML}}{\partial \hat{\rho}(q)} &= \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} \sum_{p=1}^P \|H - T\|^2 \\
 &= \sum_{p=1}^P \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} [H - T] \cdot [H - T]^* \\
 &= \sum_{p=1}^P \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} [H - T] \cdot [H^* - T^*] \\
 &= \sum_{p=1}^P [H^* - T^*] \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} [H - T] \right\} + \sum_{k=1}^N [H - T] \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} [H^* - T^*] \right\}
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

ここで, 次式の関係が成り立つことを利用する.

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{\partial H}{\partial \hat{\rho}(q)} &= \frac{\partial H^*}{\partial \hat{\rho}(q)} = 0 \\
 \frac{\partial T}{\partial \hat{\rho}(q)} &= \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} \sum_{l=1}^{N_g} \hat{\rho}(l) \cdot e^{-j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = e^{-j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \\
 \frac{\partial T^*}{\partial \hat{\rho}(q)} &= \frac{\partial}{\partial \hat{\rho}(q)} \sum_{q=1}^{N_g} \left\{ \hat{\rho}(q) \cdot e^{-j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \right\}^* \\
 &= \left(\frac{\partial \hat{\rho}^*(q)}{\partial \hat{\rho}(q)} \right) \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}}
 \end{aligned} \right. \tag{4.17}$$

式(4.17)を式(4.16)に代入する.

$$\sum_{p=1}^P [H^*(k) - T^*] \cdot e^{-j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} + \sum_{p=1}^P [H - T] \cdot \left(\frac{\partial \hat{\rho}^*(q)}{\partial \hat{\rho}(q)} \right) \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = 0 \tag{4.18}$$

式(4.18)を整理すると次式が得られる.

$$\left\{ \sum_{p=1}^P [H(k) - T] \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \right\}^* + \left(\frac{\partial \hat{\rho}^*(q)}{\partial \hat{\rho}(q)} \right) \cdot \sum_{p=1}^P [H - T] \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = 0 \tag{4.19}$$

よって、式(4.19)が成立するには次式の関係を満たせばよいことが分かる。

$$\begin{aligned}
 & \sum_{p=1}^P [H - T] \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = 0 \\
 \Leftrightarrow & \sum_{p=1}^P H \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = \sum_{p=1}^P T \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

式(4.20)に式(4.13)を代入すると次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 & \sum_{p=1}^P H \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \\
 &= \sum_{k=1}^{N_g} \hat{\rho}(k) \sum_{p=1}^P e^{-j \frac{2\pi(k-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \\
 \Leftrightarrow & \sum_{p=1}^P H \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} = \sum_{k=1}^{N_g} \hat{\rho}(k) \sum_{p=1}^P e^{-j \frac{2\pi(k-q)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \quad (4.21)
 \end{aligned}$$

ここで、 $B_{q,k}$ と C_q を次式のように定義する。

$$\begin{aligned}
 B_{q,k} &= \sum_{p=1}^P e^{-j \frac{2\pi(k-q)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \\
 C_q &= \sum_{p=1}^P H \cdot e^{j \frac{2\pi(q-1)\{(L_1-1)+(p-1)J-1\}}{N}} \quad (4.22)
 \end{aligned}$$

$B_{q,k}$ と C_q を用いると式(4.21)は次式に示す一次方程式で表すことができる。

$$\begin{cases} B_{1,1} \cdot \hat{\rho}(1) + \cdots + B_{1,k} \cdot \hat{\rho}(k) + \cdots + B_{1,N_g} \cdot \hat{\rho}(N_g) = C_1 \\ \vdots \\ B_{q,1} \cdot \hat{\rho}(1) + \cdots + B_{q,k} \cdot \hat{\rho}(k) + \cdots + B_{q,N_g} \cdot \hat{\rho}(N_g) = C_q \\ \vdots \\ B_{N_g,1} \cdot \hat{\rho}(1) + \cdots + B_{N_g,k} \cdot \hat{\rho}(k) + \cdots + B_{N_g,N_g} \cdot \hat{\rho}(N_g) = C_{N_g} \end{cases} \quad (4.23)$$

式(4.23)より，式(4.14)の ML 方程式を解くことは，次式に示す N_g 行 N_g 列の逆行列を計算することに帰着する．

$$\begin{bmatrix} \hat{\rho}(1) \\ \vdots \\ \hat{\rho}(k) \\ \vdots \\ \hat{\rho}(N_g) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{1,1} & \cdots & B_{1,k} & \cdots & B_{1,N_g} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{q,1} & \cdots & B_{q,k} & \cdots & B_{q,N_g} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{N_g,1} & \cdots & B_{N_g,k} & \cdots & B_{N_g,N_g} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_k \\ \vdots \\ C_{N_g} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

以上より，時間軸インパルス応答は式(4.12)によって得られるパイロット信号の伝送路特性のみによって推定可能であることが分かる．推定した時間軸インパルス応答を，FFT 処理によって周波数軸上に変換することにより， l シンボル目の全サブキャリアの伝送路特性を求めることが可能となる．

以上の操作によって，提案方式はサイドインフォメーションを使用せずに，推定した時間遅延量と伝送路特性を用いてデータサブキャリアの復調が可能となる．

5 章 特性評価

提案方式を計算機によるシミュレーションによって評価し，従来法と比較することによってこの有効性を実証する．

5.1 シミュレーション諸元

表 1 にシミュレーション諸元を示す．周波数帯域幅は 5MHz，変調方式は 256QAM，サブキャリア数は 128，PAPR の正確な評価を行うためにオーバーサンプリング比を 4 として，FFT ポイント数は 512 とした．非線形増幅器として式(3.2)に示す SSPA を仮定し，ラップ係数は 6，インプットバックオフ(IBO)は-5dB とした．PAPR の評価には，信号の PAPR が基準 PAPR を超える確率を示す CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)を用いた．

表 5.1 シミュレーション諸元

Allocated Bandwidth	5 MHz
Modulation method	256QAM
Number of sub-carriers (M)	128
Number of pilot sub-carriers	33
Number of FFT points (N)	512
Guard interval	12 samples
Frame length	50 symbols
Number of cluster (V)	4
Interval of time delay (D) for Proposed PTS	4, 8, 12, 16 samples
Number of phase coefficients for Conventional PTS	4
Non-linear amplifier	SSPA
Rap coefficient for non-linear	6
Input back-off	-5dB
Speed	100km/h
Multipath fading model	
Power delay profile	exponential
Delay constant	-1dB
Number of delay paths	10

5.2 従来の PTS 法からの提案 PTS 法の PAPR 特性の改善量

図 5.1 に時間遅延間隔 D を変化させた場合の、従来の PTS 法からの提案 PTS 法の PAPR 特性の改善量を示す。ここで、非線形回線下においては、 $\text{CCDF}=10^{-1}$ 付近の PAPR 特性が BER 特性に対して支配的となるため、 $\text{CCDF}=10^{-1}$ における PAPR 特性を比較した。

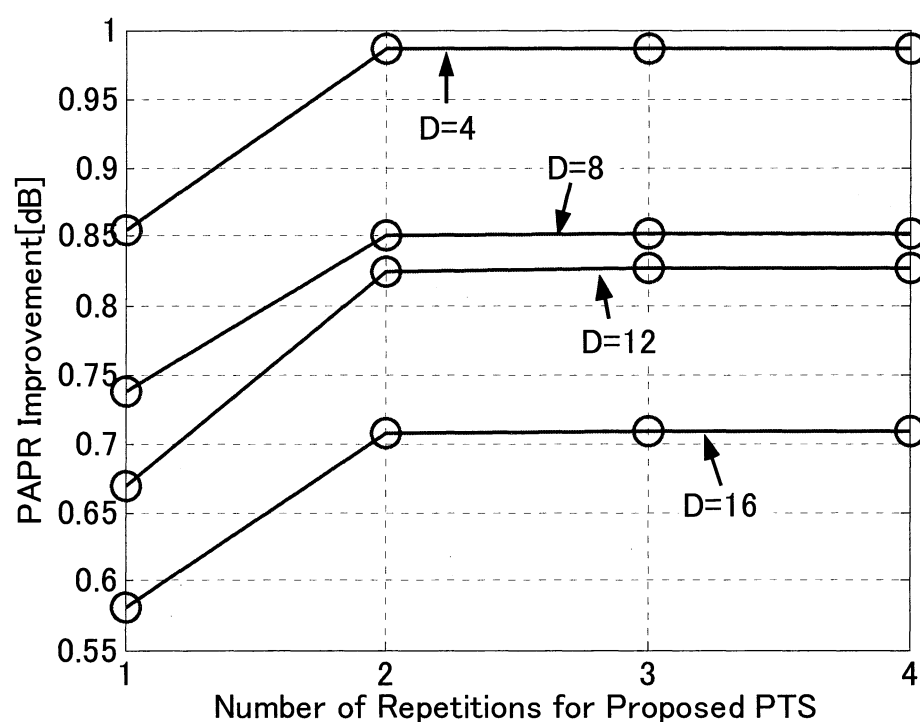


図 5.1 従来の PTS 法からの提案 PTS 法の PAPR 特性の改善量

図より、PAPR 特性の改善量は、 D の値に関わらず提案アルゴリズムの繰り返し回数 S が 2 で収束している。また、 D を小さくとり、時間遅延候補数を増やすほど PAPR 特性の改善量は大きくなるが、演算量は増大する。次節において、従来の PTS 法と提案 PTS 法の演算量を比較する。

5.3 演算量の比較

次式に従来の PTS 法の演算量を示す.

$$L_{Convantional-PTS} = NV \log_2 N + 2NR^{V-1}(V-1) \quad (5.1)$$

ここで, V はクラスタ数, R は位相回転候補数を示す. また, $N \log_2 N$ は IFFT 処理の演算量を示す. 式(5.1)より, 従来の PTS 法は V 回の IFFT 処理と, $NR^{V-1}(V-1)$ 回の和算処理及び乗算処理が必要であることが分かる.

次式に提案 PTS 法の演算量を示す.

$$L_{Proposed-PTS} = NV \log_2 N + \left\{ \frac{VN^2}{D} + N(2V-3) \right\} S \quad (5.2)$$

ここで, N/D は時間遅延候補数を示し, S は提案アルゴリズムの繰り返し回数を示す. 式(5.2)より, 提案 PTS 法は V 回の IFFT 処理と $\{VN^2/D + N(2V-3)\}$ 回の和算処理から成り, IFFT 処理以外には, 和算処理のみによって実現可能であることが分かる. 従来の PTS 法と提案 PTS 法の演算量の比を次式によって定義する.

$$R_L = \frac{L_{Proposed-PTS}}{L_{Conventional-PTS}} \quad (5.3)$$

表 2 において, クラスタ数 V が 4 の場合の従来の PTS 法と提案 PTS 法の演算量の比較する. 表 2 及び図 5.1 より, 時間遅延間隔 D が 6 と 8 の場合に, 提案 PTS 法は従来の PTS 法と比較して PAPR 特性をそれぞれ 0.83dB, 0.71dB 改善可能であることが分かる. また, このときの演算量はそれぞれ従来の PTS 法の 0.93 倍, 0.72 倍となり, 提案 PTS 法は従来の PTS 法と比較して少ない演算量で PAPR 特性の改善が可能であることが分かる.

表 5.2 演算量の比較

Conventional-PTS ($V=4, R=4$)	Proposed-PTS ($V=4, S=2$)		Computational Complexity Ratio R_L Eq.(5.3)	PAPR Improvement of Proposed-PTS from Conventional- PTS at CCDF= 10^{-1}
Computational Complexity $L_{\text{Conventional-PTS}}$ Eq.(5.1)	Computational Complexity $L_{\text{Proposed-PTS}}$ Eq.(5.2)			
215,040	D=4	547,840	2.55	0.99dB
	D=8	285,696	1.33	0.85dB
	D=12	199,680	0.93	0.83dB
	D=16	154,624	0.72	0.71dB

5.4 PAPR 特性

図 5.2 に、 $V=4$, $D=12$, $S=2$ の場合の PAPR 特性を示す．比較のために、PAPR 低減処理を行わない従来の OFDM 信号と、従来の PTS 法の PAPR 特性を示す．

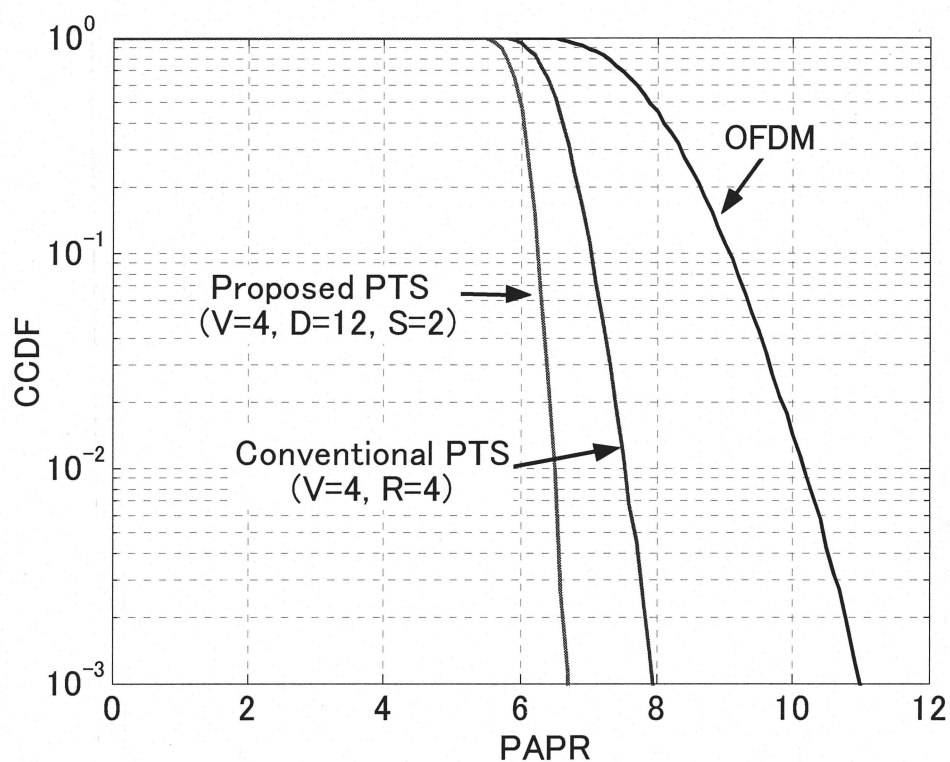


図 5.2 PAPR 特性

図より、提案PTS法は $\text{CCDF}=10^{-1}$ における PAPR 特性が従来の OFDM 信号と比較して 2.8dB、従来の PTS 法と比較して 0.83dB 改善していることが分かる．

5.5 時間遅延量の判定誤り率

図 5.3 に受信側で送信信号に与えられた時間遅延量を推定した場合の判定誤り率を示す。図より、移動通信環境下では静止通信環境下と比較して判定誤り率が劣化している。これは、移動通信環境下においては、時間遅延量を自シンボルのひとつ前のシンボルの伝送路特性を用いて推定するため、時間遅延量の推定に一旦誤りが発生するとそれ以降のデータシンボルの同じクラスタに誤り伝搬が発生するためである。ただし、誤り伝搬を考慮しても判定誤り率は $C/N=36\text{dB}$ で 10^{-4} 付近となり、BER 特性に与える影響は小さいことが期待される。また、AWGN 環境下においては時間遅延量の推定誤りはほとんど発生せず、 $C/N=16\text{dB}$ 以降での判定誤り率は 0 となった。

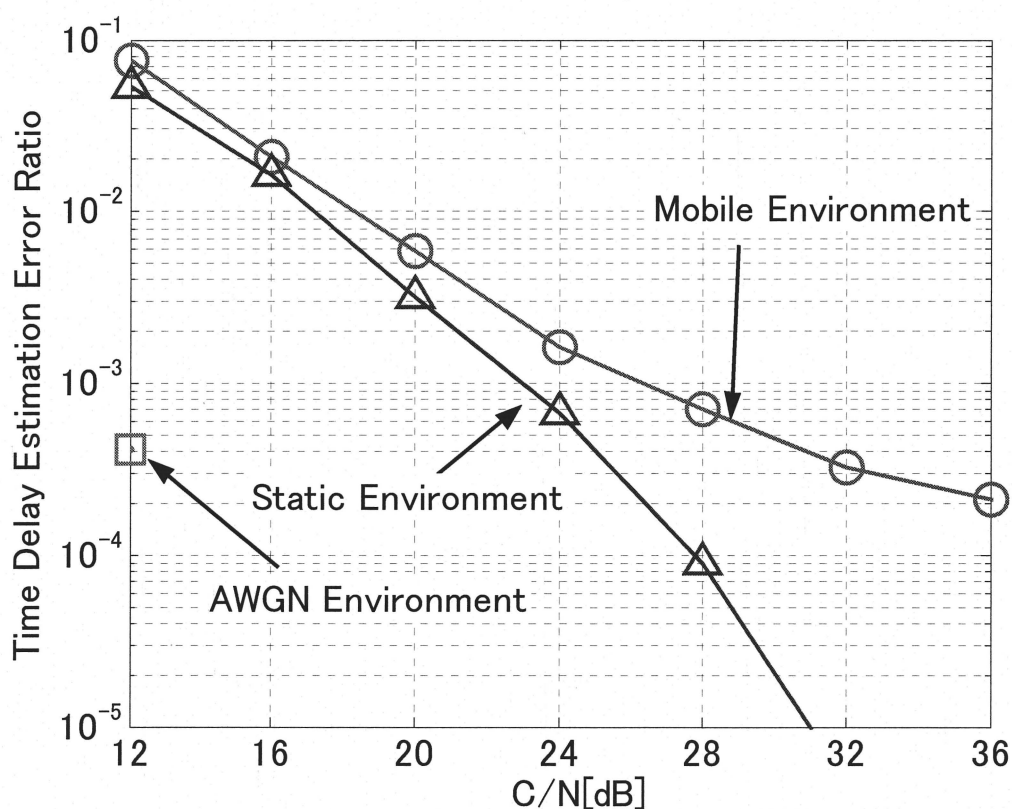


図 5.3 時間遅延量の判定誤り率

5.6 BER 特性

本節では、非線形回線下及び AWGN 環境下、静止通信環境下、移動通信環境下における BER 特性を示し、提案 PTS 法と PAPR の低減処理を行わない従来の OFDM 信号及び従来の PTS 法を比較する。

図 5.4, 図 5.5, 図 5.6 に非線形回線及び AWGN 環境下、静止通信環境下、移動通信環境下での BER 特性を示す。従来の PTS 法については、サイドインフォメーションによって受信側に通知された位相回転情報を用いて元の信号を再現し、復調を行った場合の BER 特性を示す。提案 PTS 法については、時間遅延量をサイドインフォメーションとして受信側に通知した場合の BER 特性と、時間遅延量をパイロット信号を用いて受信側で自律的に推定した場合の BER 特性を示す。また、線形回線下の OFDM 信号の BER 特性は非線形歪みの影響がない理想的な BER 特性を示す。

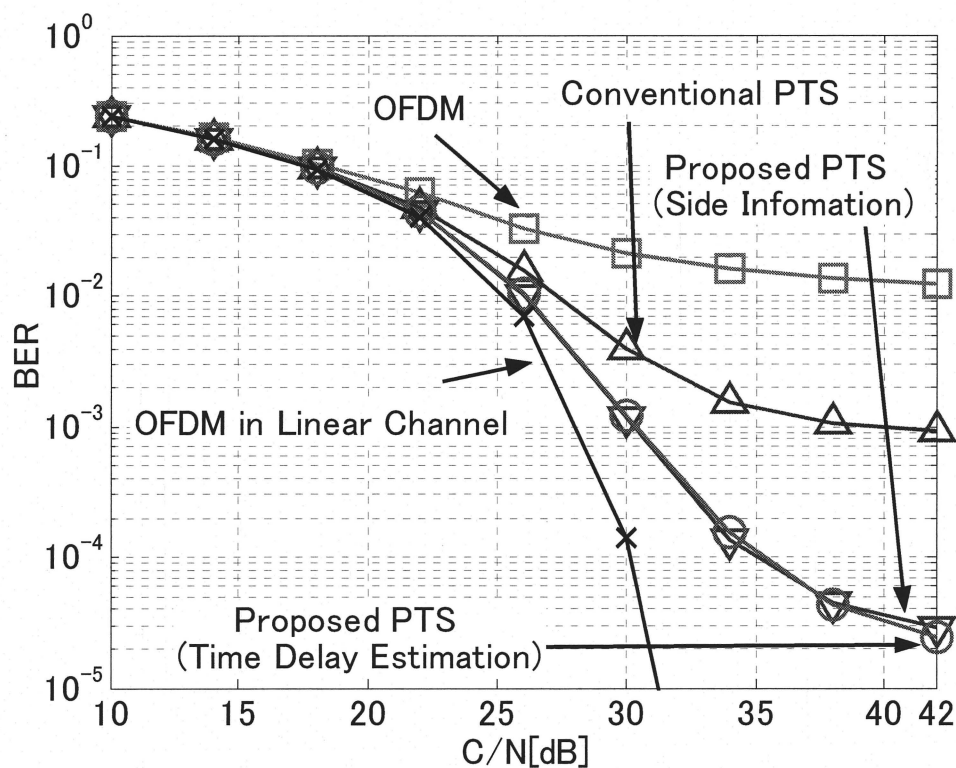


図 5.4 AWGN 環境下での BER 特性

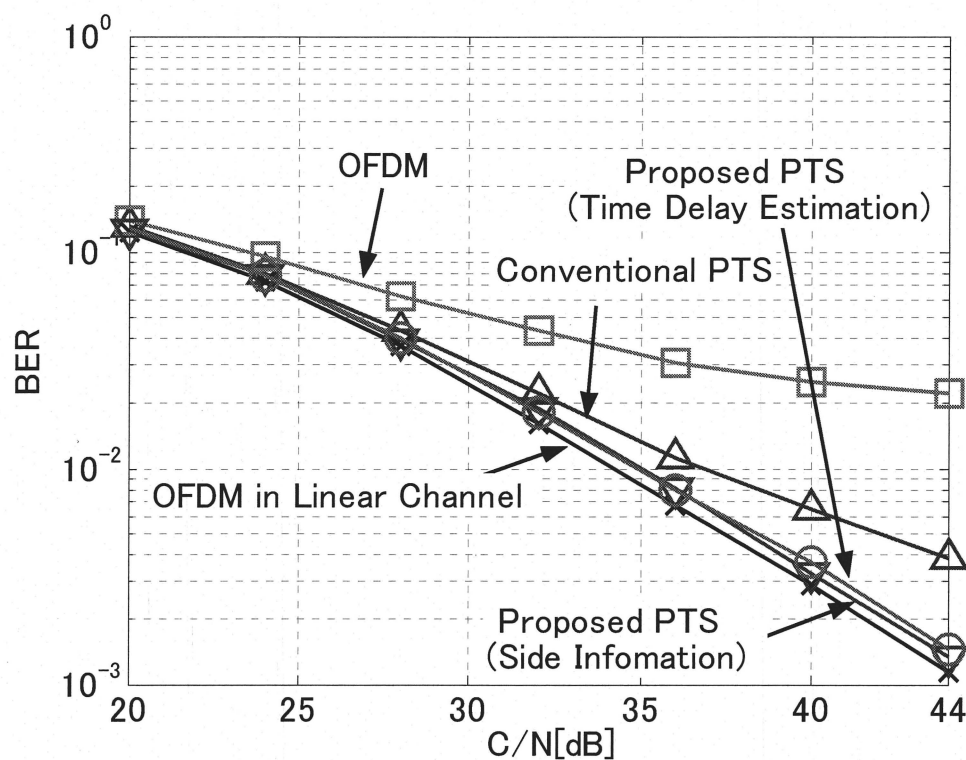


図 5.5 静止環境下での BER 特性

図 5.4, 図 5.5 より, 提案 PTS 法の BER 特性は従来の PTS 法と比較して優れた BER 特性を達成可能であることが分かる. これは, 提案 PTS 法は従来の PTS 法と比較して PAPR の低減効果が大きく, 非線形歪みの影響が小さくなるためである. 時間遅延を推定した場合の BER 特性は, サイドインフォメーションを用いた場合の BER 特性と一致しており, 図 5.3 に示す時間遅延判定誤り率が BER 特性に与える影響はないといえる. また, 図 5.5 より, 静止通信環境下において提案 PTS 法は, 線形回線下の理想的な BER 特性と同等の特性が得られていることが分かる. ただし, 図 5.4, 図 5.5 では AWGN 環境下及び静止通信環境下を想定しており, 時間遅延量の推定のために本来必要ないパイロット信号をデータシンボル内に挿入しているため, 伝送効率が劣化している.

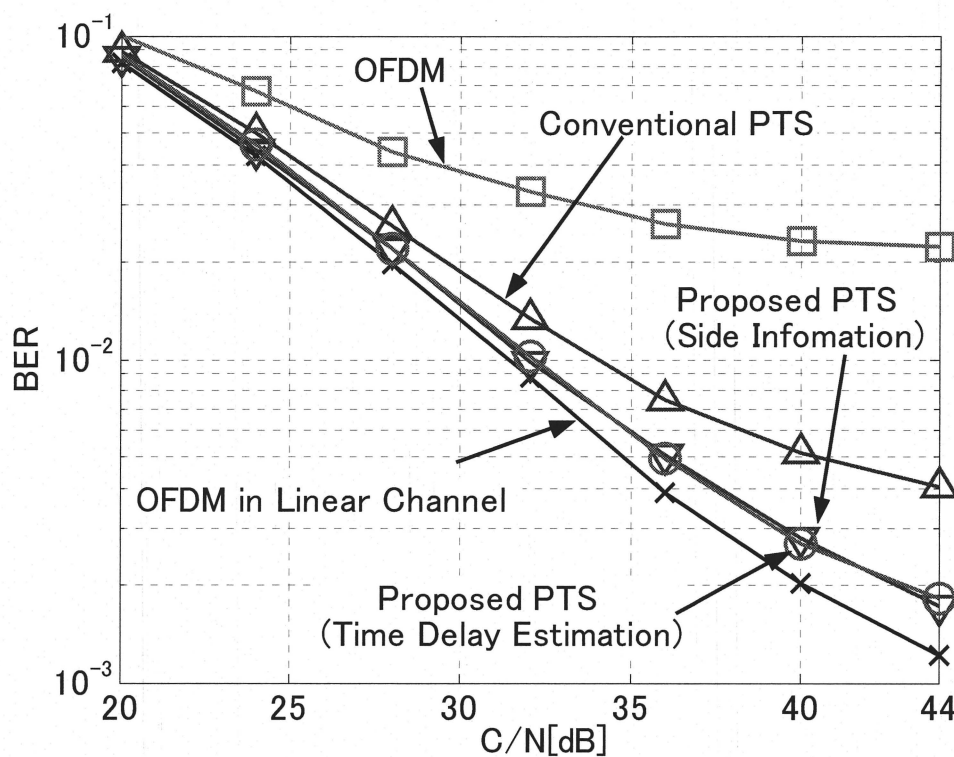


図 5.6 移動環境下での BER 特性

図 5.6 より，提案 PTS 法は，従来の PTS 法と比較して優れた BER 特性が得られており，線形回線下の OFDM 信号と同等の BER 特性を達成可能であることが分かる．また，時間遅延量を受信側で推定した場合の BER 特性は，サイドインフォメーションを用いた場合の BER 特性とほぼ一致しており，図 5.3 に示す時間遅延量推定の誤り伝搬の影響はないことが分かる．

図 5.6 より，移動通信環境下において，受信側で時間遅延量を自律的に推定することによって，サイドインフォメーションを使用せずに高精度な復調が可能となることが実証された．

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環境下において優れた誤り率特性を達成可能であることから、これまでに無線 LAN システム、地上波デジタル放送システム、次世代移動通信システム(LTE)などの標準伝送方式として採用されている。

しかしながら、OFDM 通信方式は、従来のシングルキャリア変調方式と比較して PAPR が非常に大きく、非線形回線下において BER 特性の劣化や電力スペクトラムの帯域外輻射が問題となることが知られている。このような背景から、これまでに様々な PAPR の低減手法が提案されている。中でも PTS 法は、実現可能な演算量で信号品質の劣化なしに PAPR 特性を大きく低減可能であることから注目されている。しかしながら、PTS 法はクラスタ数及び位相回転候補数を増加させることにより、PAPR 特性の改善が可能であるが、演算量が指数関数的に増大してしまうという問題がある。また、各クラスタに与えた位相制御情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要がある、伝送効率の劣化やシステムの複雑化が問題となっている。

本論文では、これら問題を解決するため、各クラスタの時間軸信号に独立に時間遅延を与えることによって、従来の PTS 法と比較して、同等の演算量で優れた PAPR 特性を達成可能であり、受信側で送信信号に与えた時間遅延量を自律的に推定することによって、サイドインフォメーションを用いずに高精度な復調を可能とする循環サンプルシフト-PTS 法を用いた OFDM 通信方式を提案する。提案方式では、送信側において従来の PTS 法と同様、周波数軸信号を複数のクラスタに分割し、各々 IFFT 処理によって時間軸上に変換する。その後、OFDM 時間軸信号の有する周期性を利用して、各クラスタの時間軸信号に独立に時間遅延を与えることによって PAPR を低減する。従来の PTS 法では、位相回転重みの乗算処理及び各クラスタの和算処理が必要であったのに対し、提案 PTS 法は、各クラスタの時間遅延処理及び和算処理のみによって PAPR の低減を行うことを特徴とする。ただし、提案 PTS 法では、時間遅延候補の全ての組み合わせの中から最も PAPR 特性の小さくなるものを選択するため、演算量が膨大になり問題となる。

本論文では、従来の PTS 法と比較して同等の演算量で優れた PAPR 特性を達成可能とする低演算量アルゴリズムを提案した。本論文では、提案アルゴリズムを用いることにより、演算量を大幅に削減可能となることを定量的に明らかにした。

提案 PTS 法は、従来の PTS 法と同じく、送信信号に与えた時間遅延情報をサイドインフォメーションとして受信側に通知する必要がある問題となる。一方、移動通信環境下においては、伝送路特性はドップラー変動を伴う時変フェージングとなるため、シンボル毎に伝送路特性を推定する必要がある。これに対しては、受信側で既知のパイロット信号を周波数軸方向に周期的に挿入し、これを用いてデータシンボルの伝送路特性を推定する方式が一般的に用いられている。そこで提案方式では、伝送路推定用のパイロット信号の有効利用を考え、受信側において、送信信号に与えられた時間遅延量を自律的に推定する。提

案方式では、連続するシンボル間で伝送路特性の変動は小さいと仮定して、自シンボルを一つ前のシンボルの伝送路特性を用いて等化し、全ての時間遅延候補に相当する位相回転を受信側で乗算することにより時間遅延量を推定する。伝送路推定に際しては、より精度の良い推定を行うため最尤(ML)法を用いる。以上の操作により、移動通信環境下において、サイドインフォメーションを使用することなく提案 PTS 法を用いることが可能となり、伝送効率の劣化、システムの複雑化を回避できることを明らかにした。

本論文では、提手法を計算機によるシミュレーションによって評価し、従来法と比較することでその有効性を実証した。その結果、提案 PTS 法は従来の PTS 法と比較して、同等の演算量で $\text{CCDF}=10^{-1}$ における PAPR 特性が 0.83dB 改善した。また、非線形回線下及び移動通信環境下において、従来の PTS 法と比較して優れた BER 特性を達成した。また、時間遅延量を受信側で推定した場合の BER 特性と時間遅延量をサイドインフォメーションとして受信側に通知した場合の BER 特性はほぼ一致しており、サイドインフォメーションを使用せずに提案 PTS 法を利用可能であることが実証された。

今後の課題としては、提案アルゴリズムにおける演算量の削減、受信側における時間遅延量推定の演算量の削減が挙げられる。

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賜りました三重大学工学部電気電子工学科小林英雄教授,森香津夫教授,内藤克浩助教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頂いた三重大学工学部電気電子工学科鶴岡信治教授に深く感謝致します.最後に,研究室の設備保持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の皆様に深く感謝致します.

参考文献

- [1] 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.
- [2] J. Chuang and N. Sollenberger, “Beyond 3G : Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment,” IEEE Commun. Mag., vol.38, no.7, pp78-pp87, July.2001.
- [3] ARIB STD-B31, “Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting,” May 2001.
- [4] IEEE Std.802.11a, “High-speed Physical Layer in the 5GHz Band,” 1999.
- [5] A. Jamalipour, T. Wada and T. Yamazato, “A Tutorial on Multiple Access Technologies for Beyond 3G Mobile Networks,” IEEE Commun., Mag., vol.43, pp. 110-117, Feb. 2005.
- [6] 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.
- [7] J. Armstrong, “Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering,” Electron. Lett., vol. 38, pp.246–247, Feb. 2002.
- [8] L. Wang and C. Tellambura, “A Simplified Clipping and Filtering Technique for PAR reduction in OFDM System,” IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS, vol. 12, no. 6, Jun. 2005.
- [9] X. Li and L.J. Cimini, “Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM,” Proc. IEEE VTC, May 1997, pp1634-1638.
- [10] R.W. Bäuml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, “Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping,” Elect. Lett., vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [11] Peng Cheng, Yue Xiao, Lilin Dan and Shaoqian Li, “Improved SLM for PAPR Reduction in OFDM System,” 18th Annual IEEE International Symposium on PIMRC-07.
- [12] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, “A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM,” Proc IEEE VTC’ 02 Fall, pp.219-222, Sep. 2002.
- [13] S. H. Müller and J. B. Hurber, “OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequence,” Elect. Lett., vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [14] L.a. Cimini, Jr., and N.R. Sollenberger, "Peak · to · Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," IEEE. 1999.

- [15] S. G. Kang and J. G. Kim, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," IEEE Trans. Broadcast., vol. 45, no. 3, pp. 333-338, Sep. 1999.
- [16] 小林英雄, 森香津夫, "移動通信環境下における OFDM 通信システム用伝送路推定方式の提案", 電子情報通信学会論文誌 vol.J-B No.12, pp.1249-1262, Dec, 2007.
- [17] S. Coleri, M. Ergen, A. Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol.48, no.3, pp.223-229, Sep.2002.
- [18] A.R.S. Bahai and B.R.Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM," Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [19] 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. 1991.
- [20] 柴田浩司, 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, "OFDM 方式における PTS ブラインド検出の改善に関する検討," 電子情報通信学会技術研究報告, RCS, vol.109, no.130, pp.125-130, Jul, 2009.
- [21] M. Friese, "Multitone Signals with Low Crest Factor," IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, vol.45, no.10, pp.1338-1344, Oct. 1997.