

修士論文

上り回線 OFDMA 通信システム用の低 PAPR
プリアンブルシンボル作成法に関する研究

平成 28 年度修了

三重大学院 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

前川 卓摩

目次

第 1 章	序論	4
第 2 章	OFDM 通信システム	6
2.1	OFDM 通信システムの特長	6
2.2	広帯域伝送と狭帯域伝送	8
2.3	OFDM 通信方式の原理	11
2.4	ガードインターバルの役割	15
2.5	伝送路特性推定の必要性	17
2.6	ゼロパディングの必要性	19
2.7	OFDM 通信システムの送受信機構成	21
第 3 章	OFDMA 通信システム	22
3.1	OFDMA 通信システムの構成	22
3.2	上り回線 OFDMA 通信システムの送受信機構成	25
3.3	上り回線 OFDMA 通信システムにおける伝送路特性の推定法	27
3.4	上り回線 OFDMA 通信システムにおける PAPR 特性の問題	30
第 4 章	低 PAPR スキャタードパイロット作成法の提案	32
4.1	低 PAPR スキャタードパイロット作成法	32
4.2	周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化法の提案	32
4.2.1	第 1 段階における提案法の概要	32
4.2.2	第 1 段階における低 PAPR 化法の処理手順	33
4.3	周波数軸上の振幅変動をある程度許容した低 PAPR 化法の提案	37
4.3.1	第 2 段階における提案法の概要	37
4.3.2	第 2 段階における低 PAPR 化法の処理手順	38
4.3.3	FFT の特徴によるスキャタードパイロットへの変換	42
第 5 章	提案法の特性評価	44
5.1	シミュレーション諸元	44
5.2	提案したプリアンブルシンボルの PAPR 特性	47
5.3	提案したスキャタードパイロットの非線形増幅器の入出力信号	48
5.4	IBO を変化させた場合の伝送路特性の推定精度	49
5.5	C/N を変化させた場合の伝送路特性の推定精度	50
5.6	データ信号を局所配置と分散配置した OFDMA 通信システムの BER 特性	51
第 6 章	むすび	53

参考文献.....	54
謝辭.....	56
研究業績.....	57

第1章 序論

近年、携帯端末の普及が急激に発展し、利用者の生活において不可欠な道具となっている。また、無線通信を介して音声から動画まで提供可能なマルチメディア無線通信サービスへの要求が高まっている。これらの要望に応えるため、高速かつ高品質なデータ通信の実現が要求されている。しかしながら、都市部のような環境化において高速通信を実現する場合、送信アンテナから送信された信号は様々な経路を通過して受信点に到達するマルチパスフェージングによる信号品質の劣化が大きな問題となっている。

これらの問題を解決する一つの通信方式として、複数の狭帯域サブキャリアを用いて伝送する直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM)通信方式が注目されている。OFDM 通信方式は、周波数軸上で直交関係となる複数の狭帯域信号(サブキャリア)を用いて、ガードインターバルや周波数領域等化方式を採用することでマルチパスフェージングに強い耐性があり、また周波数利用効率が高いなどといった特長を持つ[1-3]。これらの特長により、地上波デジタル TV や無線 LAN システム等の標準化伝送方式として既に採用されている。また、OFDM 通信方式を用いたアクセス方式として、狭帯域のサブキャリアを複数のユーザーに割り当て効率よくユーザーを収容する OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)通信方式も注目されている。OFDMA 通信システムは上記の優れた特長から、IEEE802.16a(WiMAX)や第 4 世代移動通信システム(LTE : Long Term Evolution)の標準化アクセス方式として採用されている[4-7]。

OFDMA 通信方式では、マルチパスフェージングを補償するために必要となる周波数領域等化を行うために、伝送路特性の推定が必要不可欠となっている。一般的に、送受信機で既知のパイロット情報であるプリアンブルシンボルにより伝送路特性が推定されている。しかし、端末から基地局方向の上り回線 OFDMA 通信システムでは、各ユーザー回線の伝送路特性が異なるため、基地局において全ユーザーの伝送路特性を効率的に推定することが要求されている。この要求に応えるため、周波数軸上に一定間隔でユーザー毎にシフトしたサブキャリアにパイロット情報を挿入するスキタードパイロットが利利用されている。スキタードパイロットの利用により、全ユーザーの伝送路特性を 1 シンボル用いて一括推定することが可能となる。しかしながら、スキタードパイロットを用いた場合、全帯域の伝送路特性を推定するには周波数方向に補間操作が必要となる。

一方、伝送路特性の推定用に利用されるスキタードパイロットは、周波数軸上のランダムな情報データを IFFT するため、時間軸上ではガウス雑音と見なすことができ、高いピーク電力対平均電力比(PAPR : Peak to Average Power Ratio)を持っている。また、OFDMA 通信システムでは、各ユーザー端末で非線形増幅器が利用される。ユーザー端末から基地局への上り回線においては、送信端末の低コストと小型化の実現のため、高い非線形性を持つ非線形増幅器が使用されている。このため、スキタードパイロットのような PAPR 特性が高い信号を非線形増幅器に通すと、大きな非線形歪みを受ける。以上の理由から、高い

PAPR 特性を持つスキューワードパイロットでは、非線形増幅器により大きな非線形歪みを受けることになる。受信側では大きな非線形歪みを受けたスキューワードパイロットから伝送路特性を推定するため、伝送路特性の推定精度は大きく劣化してしまう問題があった。

本問題を解決するために様々なスキューワードパイロットの PAPR 低減化法が提案されている[8-10]。この中で、論文[10]で提案される低 PAPR 化法は、IEEE802.16a で標準化された WiMAX のスキューワードパイロットとして採用されている。一方、より高い電力効率の実現のために、より非線形性の強い増幅器を用いることが要求されている。しかし、WiMAX で用いられているスキューワードパイロットでは十分な低 PAPR 化を達成されておらず、強い非線形環境下において伝送路特性の推定精度が劣化するため、スキューワードパイロットの更なる低 PAPR 化が要求されている。

本論文では、更なる低 PAPR 化を実現可能とするスキューワードパイロット作成法を提案する。提案法は、全てのサブキャリアがパイロット信号であるプリアンブルシンボルを 2 段階に分けて低 PAPR 化を行う。第 1 段階の低 PAPR 化では、伝送路特性の推定精度の観点から全パイロット信号の信号対雑音比(SNR : Signal to Noise Ratio)が等しいことが要求されているため、周波数軸の振幅を一定の条件下で低 PAPR 化を図る。第 1 段階では、時間軸上の振幅を閾値の範囲内にクリッピングし、その影響で発生する周波数軸上の振幅変動と帯域外成分を補償するため、周波数軸上の振幅を一定にし、帯域外成分をフィルタリングにより除去する。以上の操作を繰り返し実施することで、周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化を実現している。また更なる PAPR 特性の改善のため、第 2 段階では周波数軸上の振幅変動をある程度許容し、時間軸上の振幅を一定にし、その影響による周波数軸上の振幅変動を閾値範囲内に抑える操作を繰り返し実施することで、時間軸上ではほぼ一定振幅のプリアンブルシンボルの実現が可能となる。次に得られた低 PAPR プリアンブルシンボルを、OFDMA 通信システムで収容するユーザー数分だけ時間軸上で繰り返し利用することで、FFT の特徴により低 PAPR を維持した全ユーザー分の周波数軸上のスキューワードパイロットに変換可能となる。本論文では、提案法によって得られた低 PAPR のスキューワードパイロットの有効性を計算機シミュレーションにより評価し、実証している。

本論文の構成は、第 2 章で OFDM 通信システムの概要を説明し、第 3 章で上り回線 OFDMA 通信システムでの問題点について述べる。第 4 章で提案する低 PAPR のスキューワードパイロット作成法について説明し、第 5 章で MATLAB を用いた計算機シミュレーションを実行し、提案法の特性評価を行う。最後に第 6 章で本論文をまとめ、併せて今後の課題について述べる。

第2章 OFDM 通信システム

本章では、本論文にて検討するOFDM通信方式の概要について述べる。OFDM通信方式とは、互いに直交関係にある複数の搬送波を用いて変調された信号を周波数多重するデジタル変調方式であり、従来の単一キャリア伝送方式に比べて周波数利用効率に優れ、マルチパスフェージングに強いという特長を有する。また、OFDM通信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において多値QAM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、高品質高速度データ通信の実現を可能としている。OFDM通信方式の歴史は古く、1950年代に基本的な概念が提案された。その後、1970年代に変復調時に離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)と逆離散フーリエ変換(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform)を用いる手法が提案され、送受信機の構成が簡易化されたが、実際のハードウェア化に際して必要となる演算処理量の問題が残されていた。しかし、デジタル信号処理(DSP: Digital Signal Processing)技術の飛躍的な発展によりこの問題も解消されることとなり、現在OFDM 通信方式は無線LAN、高度道路交通システム(ITS: Intelligent Transport Systems)、WiMAX といったシステムの標準化方式として米国電気電子学会(IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers)により定められている。

2.1 OFDM 通信システムの特長

OFDM通信システムは、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の複数のサブキャリアを多重化する方式である。図2.1に、代表的な多重化方式の時間軸と周波数軸の関係を示す。図2.1からわかるように、OFDM通信システム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る。OFDM通信システムでは、後に説明するように全てのサブキャリアが周波数軸上で互いに直交関係にあることから、このように重なり合ってもサブキャリア間干渉が発生しないことを特徴としている。

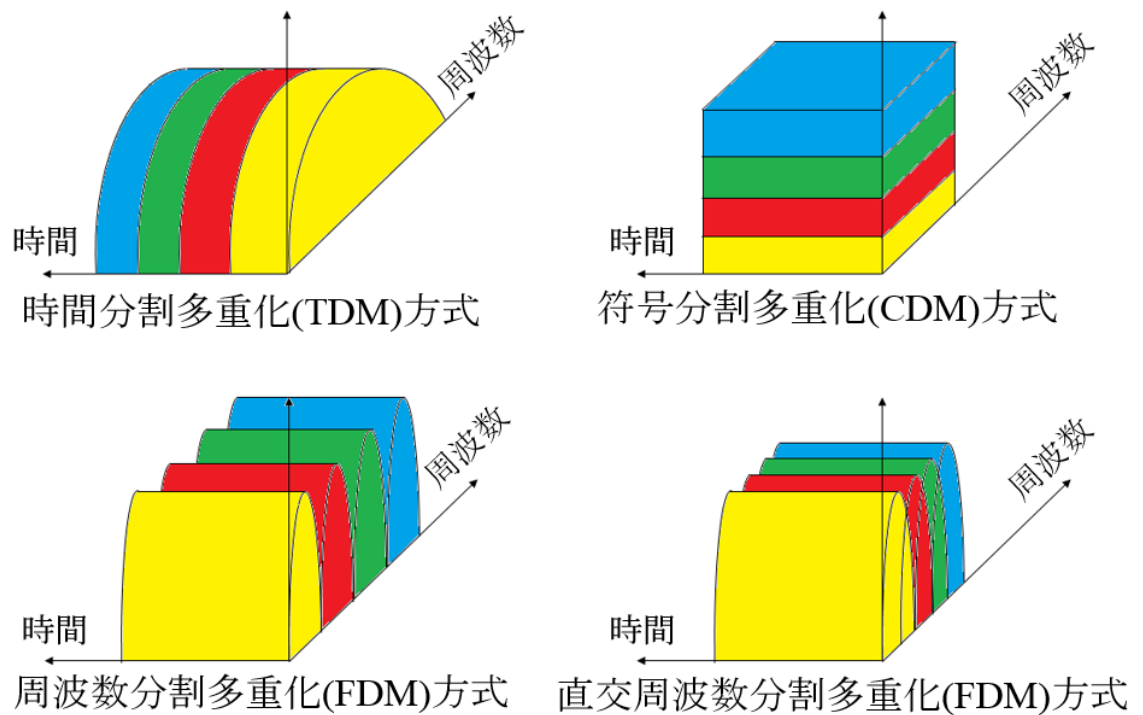


図2.1 代表的な多重化方式の周波数軸と時間軸信号の関係

OFDM通信システムの利点と欠点は以下の点が挙げられる。

[利点]

- 複数の狭帯域のサブキャリアを用いることにより、マルチパス伝送路の周波数選択性フェージングに耐性がある。
- ガードインターバルの採用により遅延波によるシンボル間干渉が発生しない。
- 各サブキャリアを密に配置でき、周波数帯域の利用効率が低い。
- 伝送路特性に応じてサブキャリア単位で変調方式の選択が可能である。
- デジタル信号処理技術を用いたソフトウェアモデムとしての構成が容易である。

[欠点]

- サブキャリアの直交性を保つため、高精度なシンボル同期と周波数同期が必要。
- 時間軸信号は複数の独立した周波数軸上の情報データが変調されたサブキャリアの合成信号となるため、時間軸信号の振幅変動(PAPR)が大きくなる。
- ガードインターバル付加により伝送効率が劣化する。

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場合の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。

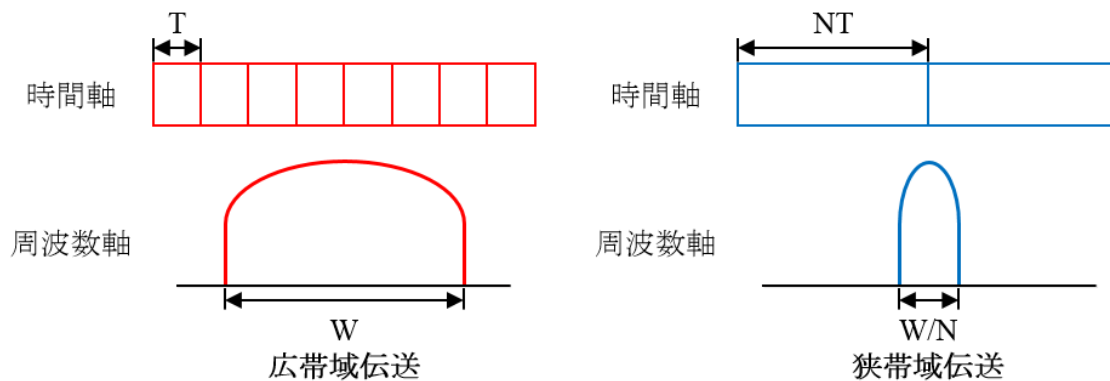


図 2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送の違い

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り、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を有することになる。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 1Hz 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、1Hz 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周波数多重化 (FDM) 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 運用する場合には各サブキャリア間で発生する隣接干渉雑音を軽減する目的でガードバンドが必要となり周波数の利用効率は低下する。図 2.4 に示したような、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。

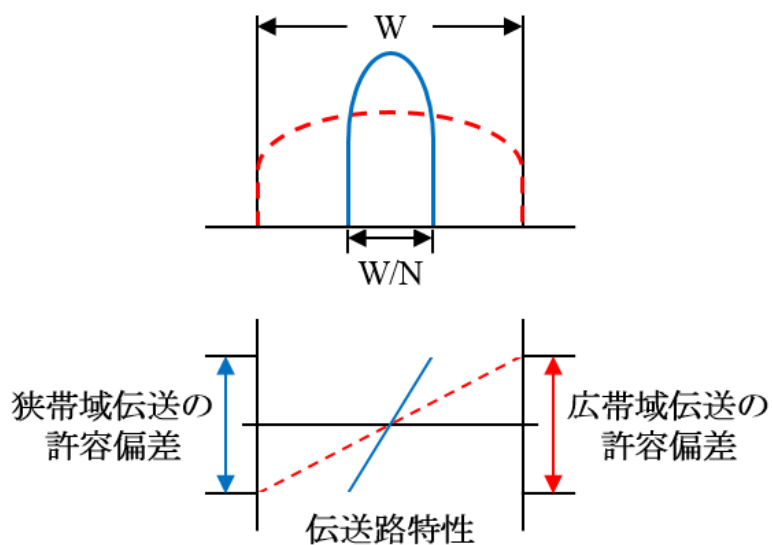


図 2.3 占有帯域幅と伝送路歪みの関係

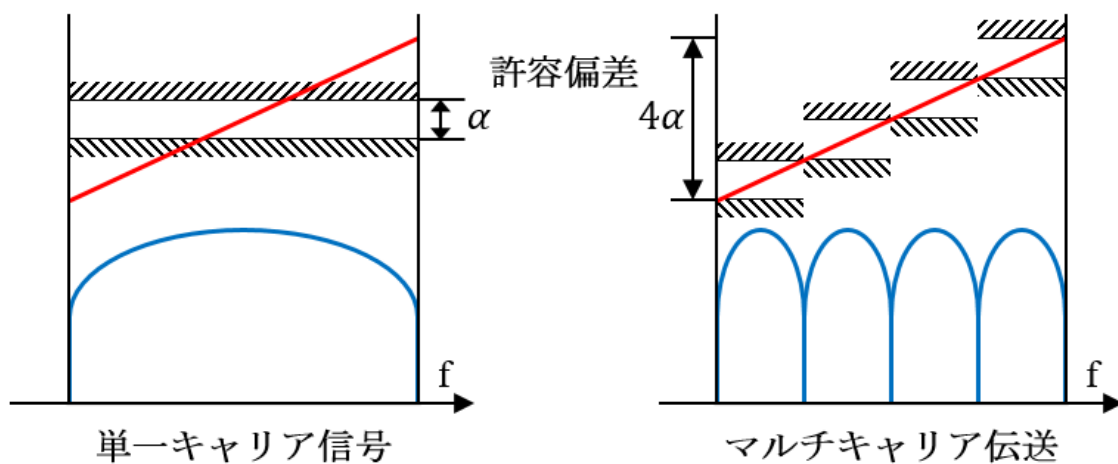


図 2.4 単一キャリア信号とマルチキャリア信号

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 2.5 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。以上述べたように、信号波が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用いるため、この特長を利用した方式と言える。

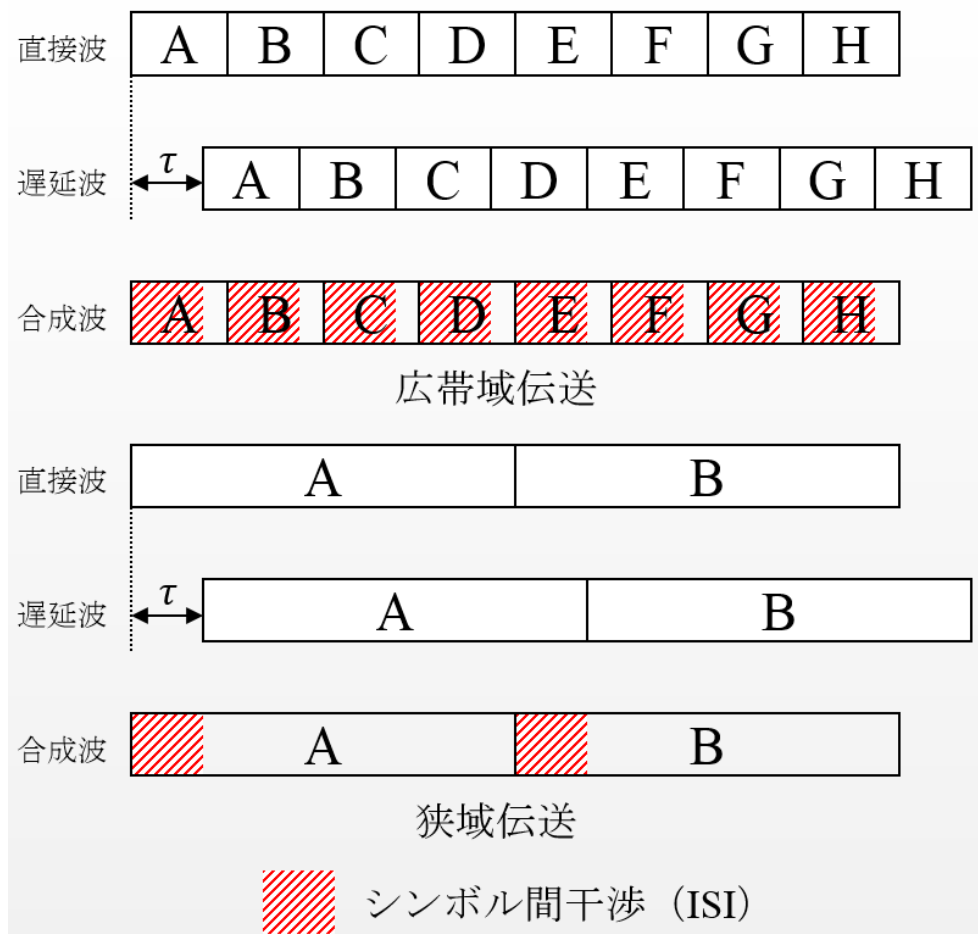


図 2.5 広帯域伝送と狭帯域伝送の遅延波への耐性

2.3 OFDM 通信方式の原理

本節では、OFDM 通信方式の原理について数式を用いて説明する。図 2.6 に多周波変調方式の送信機構成を示す。

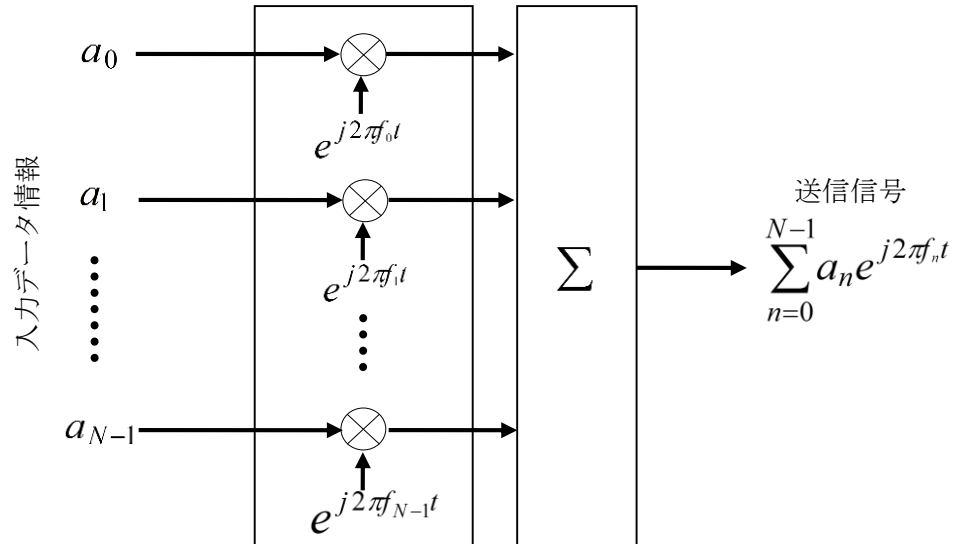


図 2.6 多周波変調方式の送信機構成

送信機では N 個の入力データ情報は、一定の中心周波数間隔 $\Delta f = f_k - f_{k-1}$ を持つ発振器により独立に変調される。変調された N 個の信号は合成され、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 2.7 に受信機の構成を示す。受信機では、式(2.1)の送信信号が受信される。図 2.7 で示すように、 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を得る。次に、検波された信号は送信データシンボル時間に相当する T_s にわたって積分される。

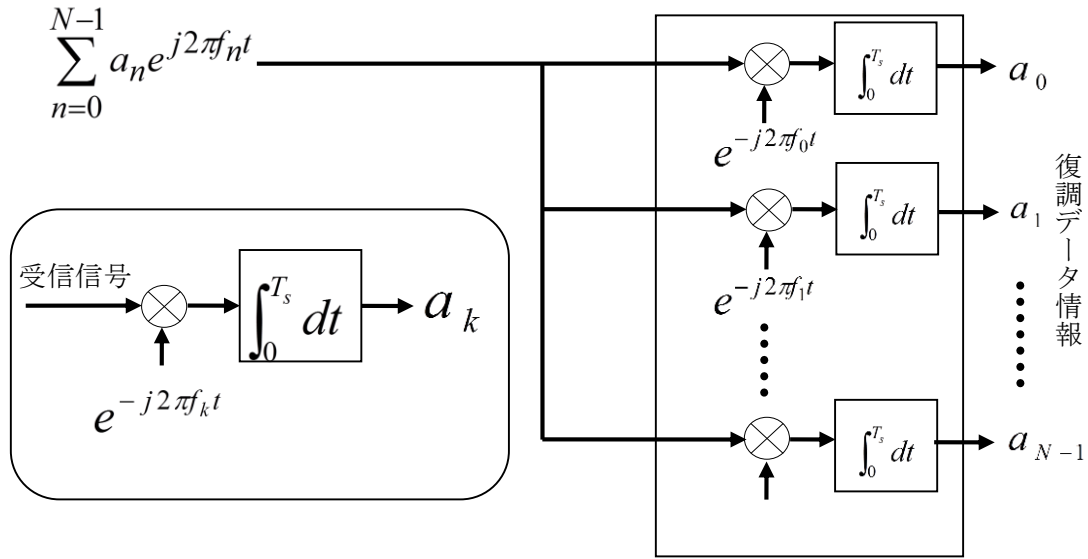


図 2.7 多周波変調方式の受信器構成

シンボル時間間隔 T_s 後における積分機出力は次式によって与えられる.

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

式(2.2)より, 積分器出力は N 個のサブキャリアの和で与えられることが分かる.

$\Delta f \cdot T_s = m$ (m : 整数) の場合, 式(2.2)は次式で表される.

$$b_k = \begin{cases} 0 & (n = k) \\ a_k \cdot T_s & (n \neq k) \end{cases} \tag{2.3}$$

式(2.3)により, $\Delta f \cdot T_s = m$ の関係が成立する場合には, 正しく k 番目の送信データ情報が復調されることになる. 一方, $\Delta f \cdot T_s = m$ の関係が成立しない場合, 式(2.3)が成立せず, k 番目の復調データの中にすべてのサブキャリアからの干渉が含まれることになる. すなわち, $\Delta f \cdot T_s = m$ の関係を満足する場合のみ, 複数のサブキャリアで変調された送信データ情報をサブキャリア間干渉なしに正しく復調できる. 上で述べた様な多周波変調信号において, 図 2.8 に示すように, サブキャリア間干渉の発生しない最小の周波数間隔である $m = 1$ の場合を特に OFDM 信号と定義するのが一般的である.

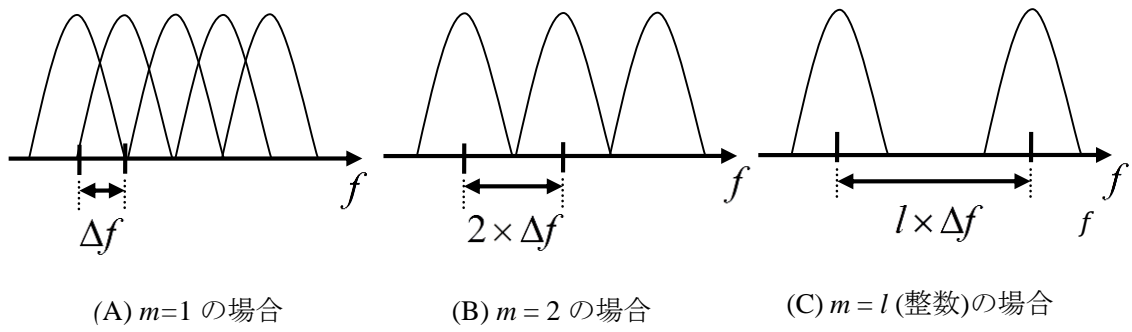


図 2.8 m の値によるサブキャリア配置

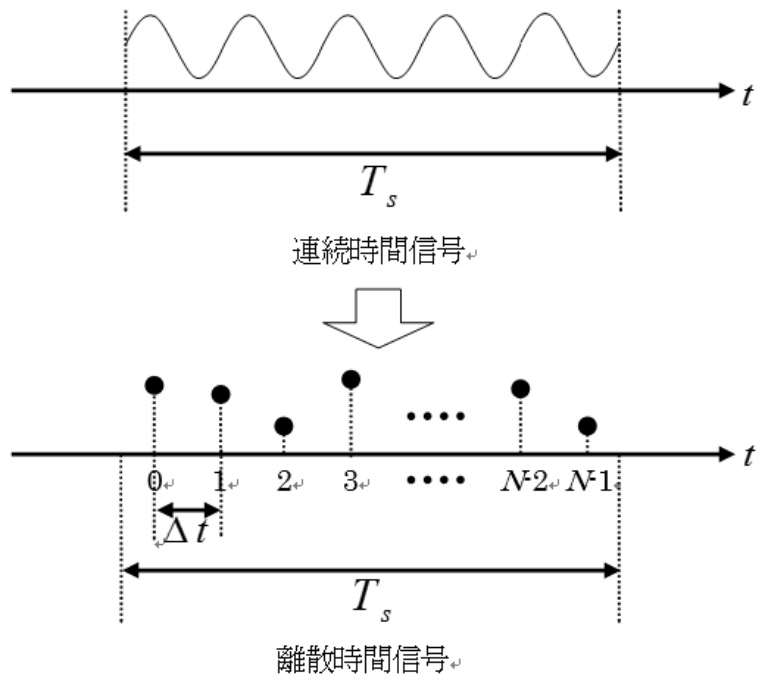


図 2.9 連続時間信号から離散時間信号への変換

図 2.9 に示すように、連続的な時間 t を N ポイントの離散的なサンプル信号として式(2.4)で表現する.

$$t \rightarrow k \cdot \frac{T_s}{N} = k \cdot \Delta t \quad (2.4)$$

また、各サブキャリアの中心周波数は周波数間隔を Δf とすると次式によって表される.

$$f_n \rightarrow n \cdot \Delta f \quad (2.5)$$

式(2.4)と式(2.5)より、式(2.1)は次式で表される.

$$s(k \cdot \Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi n \cdot \Delta f \cdot k \cdot \Delta t} \quad (2.6)$$

一方、OFDM 信号であるための条件である $\Delta f \cdot T_s = 1$ より次式が成立する.

$$\Delta f = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \quad (2.7)$$

式(2.3)より、 N ポイントの離散的な時間軸上の OFDM 信号は次式によって表される.

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\frac{2\pi n \cdot k}{N}} \quad (2.8)$$

式(2.8)より、時間軸上の OFDM 信号 b_k は、入力データ情報 a_n を周波数軸上の信号と考えると、逆離散フーリエ変換(Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT)により得られていることが分かる. また、 N が 2 の倍数の場合には、高速演算処理が可能となる逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform : IFFT)の利用が可能となる. IFFT を利用するため、OFDM 通信システムではポイント数 N を 2 のべき乗に設定するのが一般的である. また、式(2.8)の時間軸信号を高速フーリエ変換(FFT)すると、次式に示すように \hat{a}_i を復調することができる.

$$\hat{a}_i = \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{-j\frac{2\pi i \cdot k}{N}} \quad (2.9)$$

以上より、 N 個の周波数軸上のデータ情報を IFFT することにより、一括して送信される時間軸信号を変調することができる. 一方、受信側では N 個の時間軸信号を FFT することにより、一括して N 個の周波数軸上のデータ情報が復調可能となる.

2.4 ガードインターバルの役割

OFDM 通信システムの利点の一つとして、マルチパス環境下で優れた BER 特性が得られることが挙げられる。マルチパス対策として欠かせないのが、ガードインターバル(Guard Interval : GI)である。図 2.10 に、ガードインターバル付加法について示す。図 2.10 に示すように、時間軸上の OFDM 信号の最後尾の一部をコピーし、シンボルの先頭に付加する。

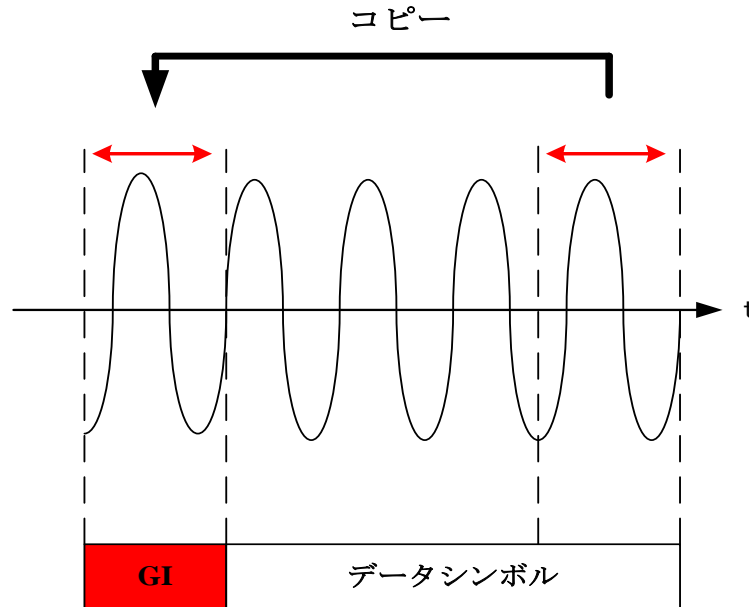
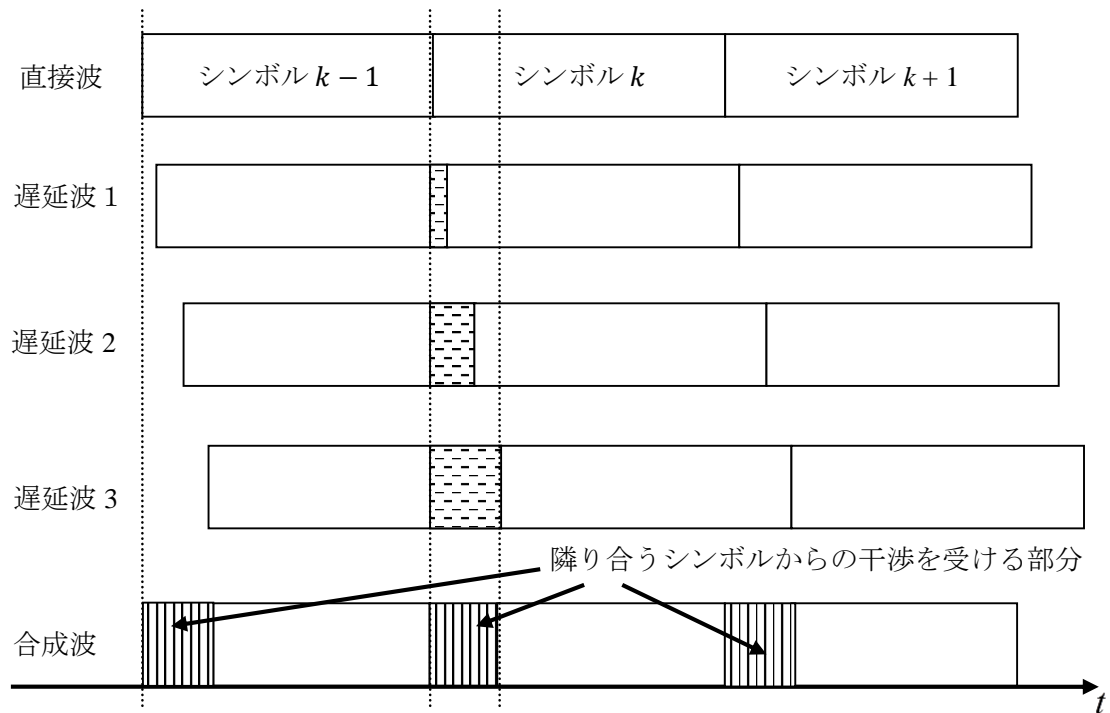
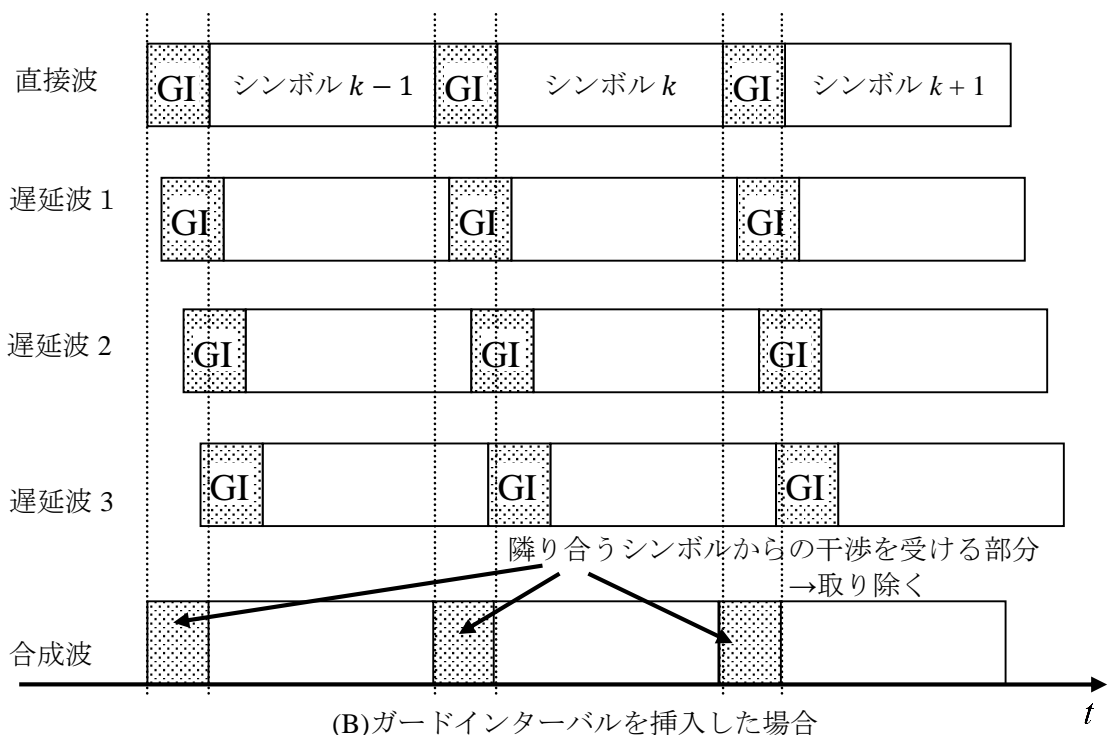


図 2.10 ガードインターバルの付加

図 2.11 を用いてガードインターバルの効果について説明する。図 2.11 に、マルチパス遅延波環境下において OFDM 信号の直接波と遅延波の 3 波が受信された場合について示す。図 2.11(A)に示すガードインターバルを挿入しない場合では、シンボル k には 1 つ前のシンボル $k-1$ の成分が混在することとなり、サブキャリア間の直交性は保たれなくなる。図 2.11(B)には、シンボルの先頭にガードインターバルを挿入した場合について示す。図 2.11(A)の場合と同様な伝送路を想定すると、シンボル k が遅延波によってシンボル $k-1$ から受ける干渉は、ガードインターバル内となり、受信が和でガードインターバルは取り除くことにより、シンボル間干渉は回避できる。しかし、遅延時間の長さがガードインターバル時間を超えた場合には、シンボル間干渉を回避できなくなるため、ガードインターバル時間長はマルチパス遅延波の最大遅延時間より長く設定する必要がある。



(A)ガードインターバルを挿入しない場合



(B)ガードインターバルを挿入した場合

図 2.11 ガードインターバルの効果

2.5 伝送路特性推定の必要性

無線通信において，到来波は反射を繰り返した遅延波の合成波となる．各波の到来時間は伝送路長によって異なる．したがって，遅延の広がり(フェージング)によって，デジタル伝送における信号品質劣化を生じる．図 2.12 に，静止環境下におけるマルチパスフェージングによる伝送路特性を示す．図 2.12 に示すように，周波数によって受信信号電力が大きく変動していることが分かる．この変動が送信信号に乗算され，復調結果は著しく劣化する．この対策として，信号品質の劣化を補償するため，周波数領域等化方式がある．

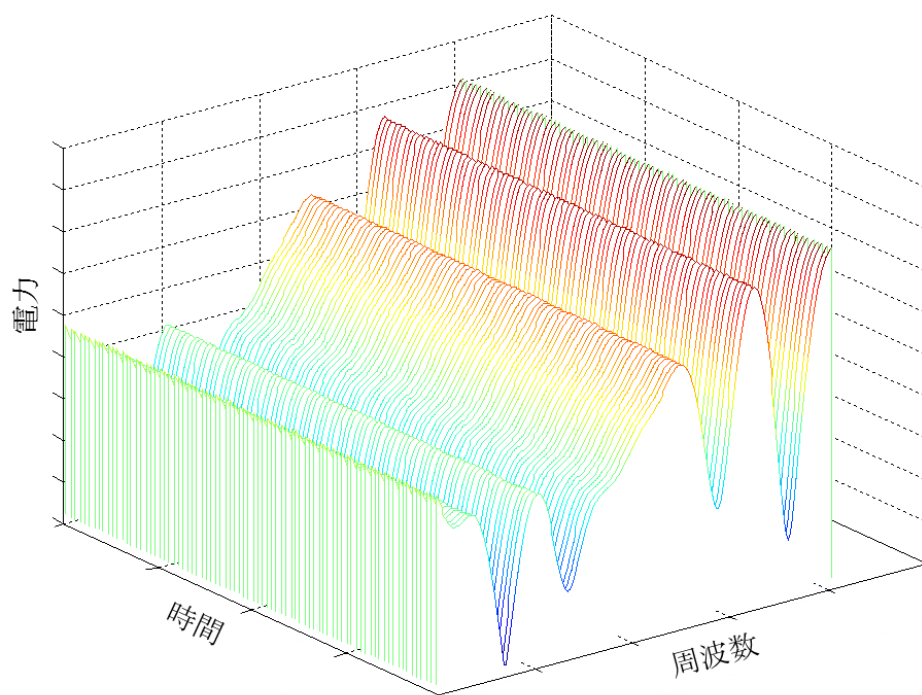


図 2.12 静止環境化における伝送路特性

周波数領域等化方式について以下に理論的に説明する．図 2.13 に OFDM 通信システムの構成図を示す．時間軸の送信信号 $a(k)$ は NP 個の遅延波 ρ_l で畳み込みされた後，雑音 $w(k)$ が付加され受信される．時間軸の受信信号 $r(k)$ は次式で表される．

$$r(k) = \sum_{l=0}^{NP-1} \{\rho_l \cdot a(k-l)\} + w(k) \quad (2.10)$$

FFT によって時間軸上の受信信号 $r(k)$ は周波数軸上の信号 $R(n)$ に変換され，式(2.11)となる．

$$\begin{aligned} R(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N r(k) \cdot e^{-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N}} \\ &= A(n) \cdot \sum_{l=1}^{NP} \rho_l \cdot e^{-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N}} + W(n) \end{aligned} \quad (2.11)$$

ここで， $W(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N w(k) \cdot e^{-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N}}$ である．

周波数軸上のマルチパスフェージング環境下の伝送路特性 $H(n)$ は次式で表される．

$$H(n) = \sum_{l=1}^{NP} \rho_l \cdot e^{-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N}} \quad (2.12)$$

式(2.12)を用いることにより，式(2.11)は次式で表される．

$$R(n) = A(n) \cdot H(n) + W(n) \quad (2.13)$$

雑音が十分小さいと仮定すると，式に(2.14)により，受信信号を推定された伝送路特性 $\hat{H}(n)$ で除算することによって送信信号を復元可能となる．これを周波数領域等化という．

$$\hat{A}(n) = \frac{R(n)}{\hat{H}(n)} \quad (2.14)$$

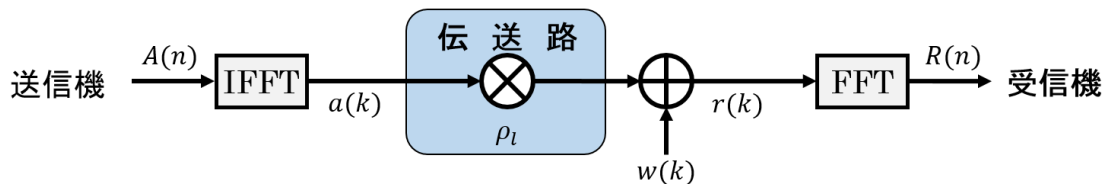


図 2.13 OFDM 通信の構成図

以上より、OFDM 通信システムではマルチパスフェージングの補償のため周波数領域等化が必要であり、周波数軸等化には伝送路特性の推定が不可欠となる。

一般的に、受信機で既知の情報であるプリアンブルシンボルを用いて伝送路特性の推定を行う。受信側で既知の情報なため、式(2.15)により最小二乗法(Least Square : LS 法)を用いた伝送路特性の推定が可能となる。

$$\hat{H}(n) = \frac{R(n)}{A(n)} = H(n) + \frac{W(n)}{A(n)} \quad (2.15)$$

2.6 ゼロパディングの必要性

本節では、エイリアシングの除去のためにゼロパディングが必要となることを示す。アナログの時間軸信号をデジタル化(Analog-to-digital converter : A/D変換)する際に、折り返し雑音(Aliasing:エイリアシング)が発生する。図2.14に、周波数帯域 B の信号をA/D変換した図を示す。時間軸上では原信号にくし型関数を乗算することによりA/D変換を行うことが可能となる。時間軸上で乗算しているため、周波数軸では畳み込み演算となる。図2.14より畳み込みを行った結果、周波数軸上では原信号が $\Delta f (= 1/\Delta t)$ 間隔で繰り返す信号となる。この繰り返された信号成分をエイリアシングと呼ぶ。

他のシステムに干渉させないために、帯域外のエイリアシング成分はアナログフィルタで除去しなければならない。OFDM通信の場合もA/D変換する際にエイリアシングが発生するため、アナログフィルタによりエイリアシングを除去しなければならない。

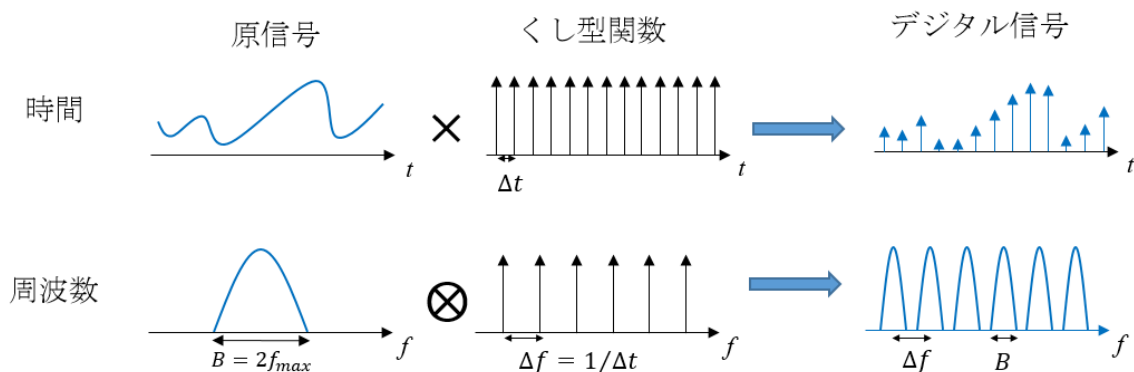


図2.14 A/D変換した時の時間軸信号と周波数軸信号

図2.15に、OFDM信号のエイリアシングを除去した図を示す。一般的にエイリアシング除去のために使用されるフィルタは理想的なフィルタではなく、図2.15に示すように、滑らかな特性を持つアナログフィルタが用いられる。図2.15より、OFDM信号のエイリアシングをフィルタによって除去を行っても、エイリアシングを完全に除去することができない。本問題を解決するために、両端のサブキャリアを使用せずに0を挿入することにより、滑らかな特性のフィルタでもエイリアシングを完全に除去することを実現している。これをゼロパディングと呼ぶ。

以上の理由からOFDM通信システムでは、滑らかなフィルタを用いて容易にエイリアシングを除去するためにゼロパディングが必要不可欠となる。

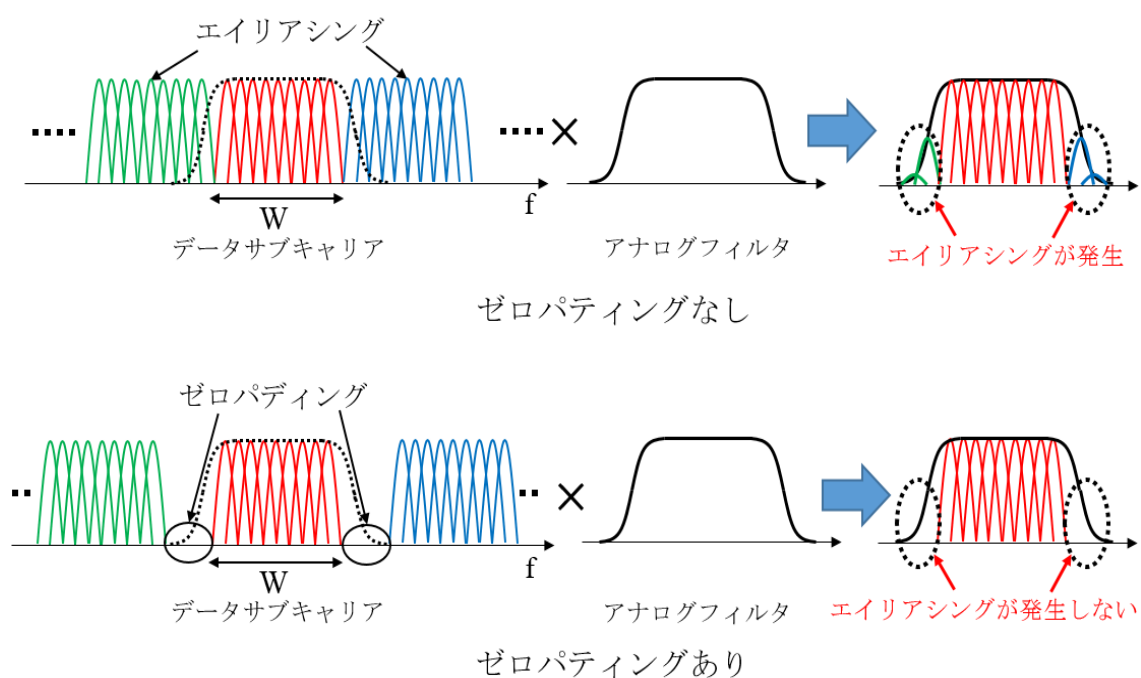


図2.15 OFDM通信システムにおけるゼロパディング

2.7 OFDM 通信システムの送受信機構成

本節では、OFDM 通信方式の送信機と受信機構成について説明する。図 2.16 に OFDM 通信システムの一般的な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、 M 個の送信データ情報となる。次に、ゼロパディング回路により 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。即ち、 $(N-M)/2$ 個の 0 が M 個の情報データの両側にそれぞれ付加される。その後、IFFT により時間軸信号に変換され、シンボルの先端に GI が付加される。その後、D/A 変換器によりアナログ信号に変換され、その後アナログ信号は増幅器によって送信電力が増幅された後、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。

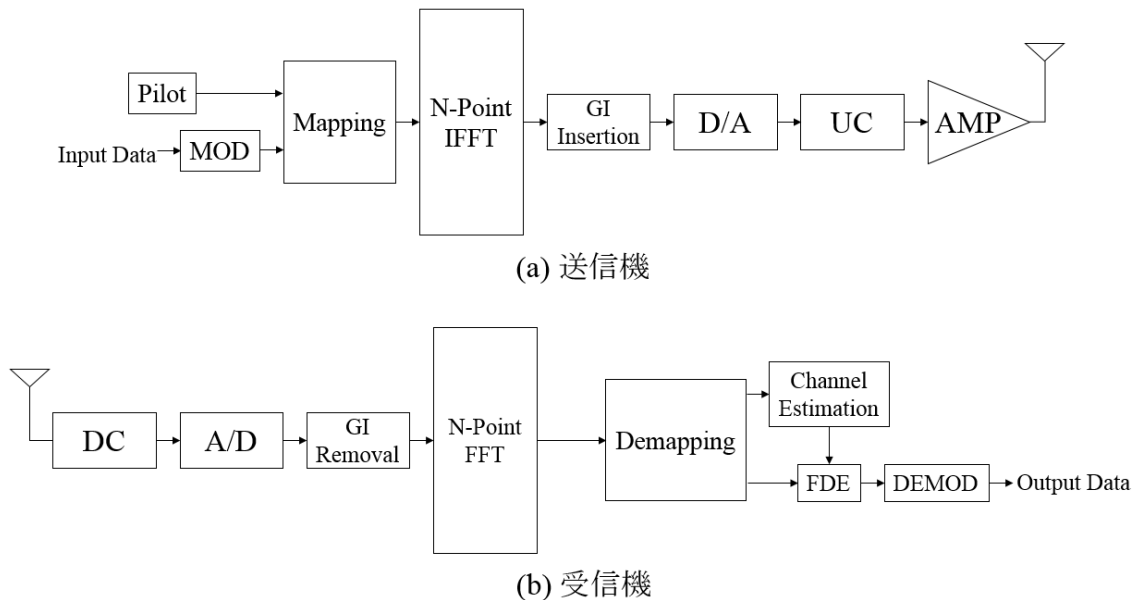


図 2.16 OFDM 通信システムの送受信機構成

第3章 OFDMA 通信システム

3.1 OFDMA 通信システムの構成

OFDM 通信システムは、ポイントーポイント通信に利用され全てのサブキャリアを1つのユーザーが占有する。一方、OFDM 信号内の複数のサブキャリアをユーザーチャネルとして分割し、複数のユーザーに割り当てることによって、複数のユーザーを効率よく収容可能とする直交周波数分割多元接続(Orthogonal Frequency Division Multiple Access: OFDMA)通信方式が提案されている。

図 3.1 に、端末から基地局方向の上り回線 OFDMA 通信システムの構成例を示す。図 3.1 に示すように、上り回線 OFDMA 通信方式では各ユーザー端末に割り当てられた周波数帯域で情報データを送信し、基地局は無線回線上で多重化された信号からユーザー毎のデータ情報を復調する。

図 3.2 に、基地局から端末方向の下り回線 OFDMA 通信システムの構成例を示す。図 3.2 に示すように、下り回線 OFDMA 通信システムでは、基地局は全ユーザーの情報を多重化した信号を全ユーザー端末に向けて送信し、各ユーザー端末は受信した信号のうち、割り当てられた周波数帯域の信号を取り出して復調する。

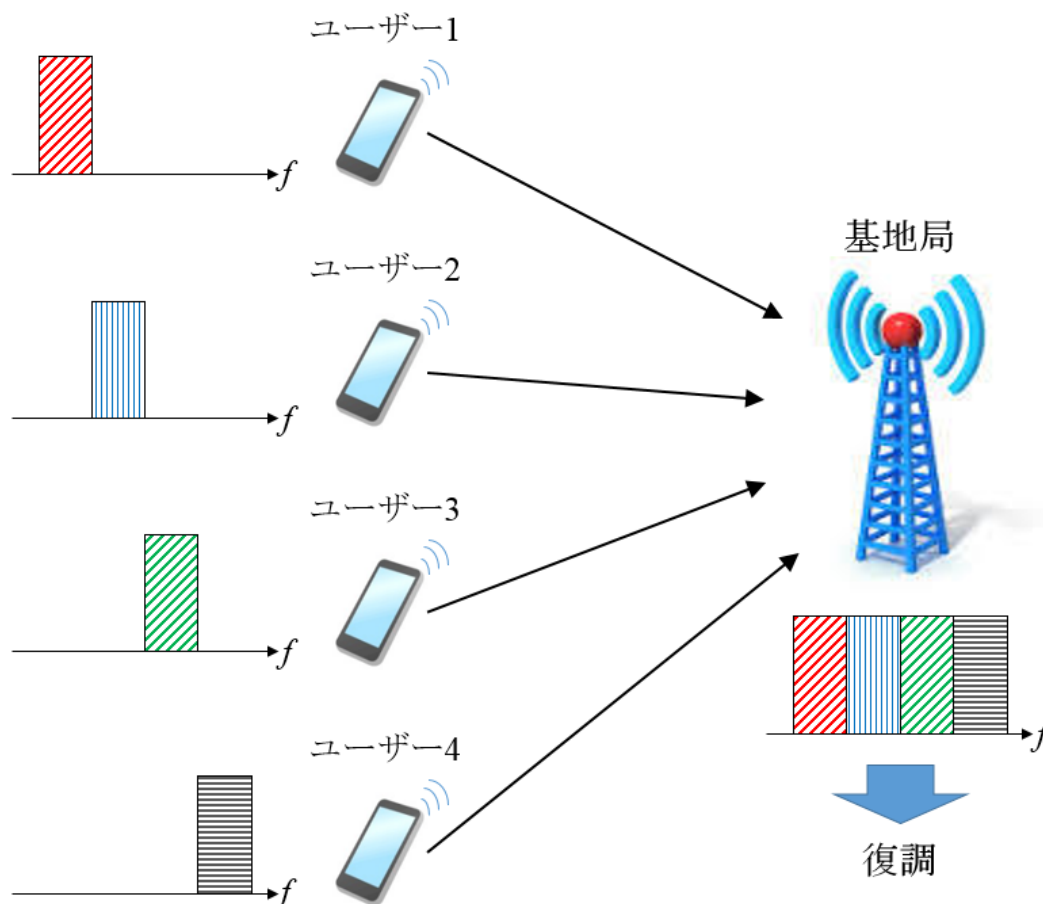


図 3.1 上り回線 OFDMA 通信システム

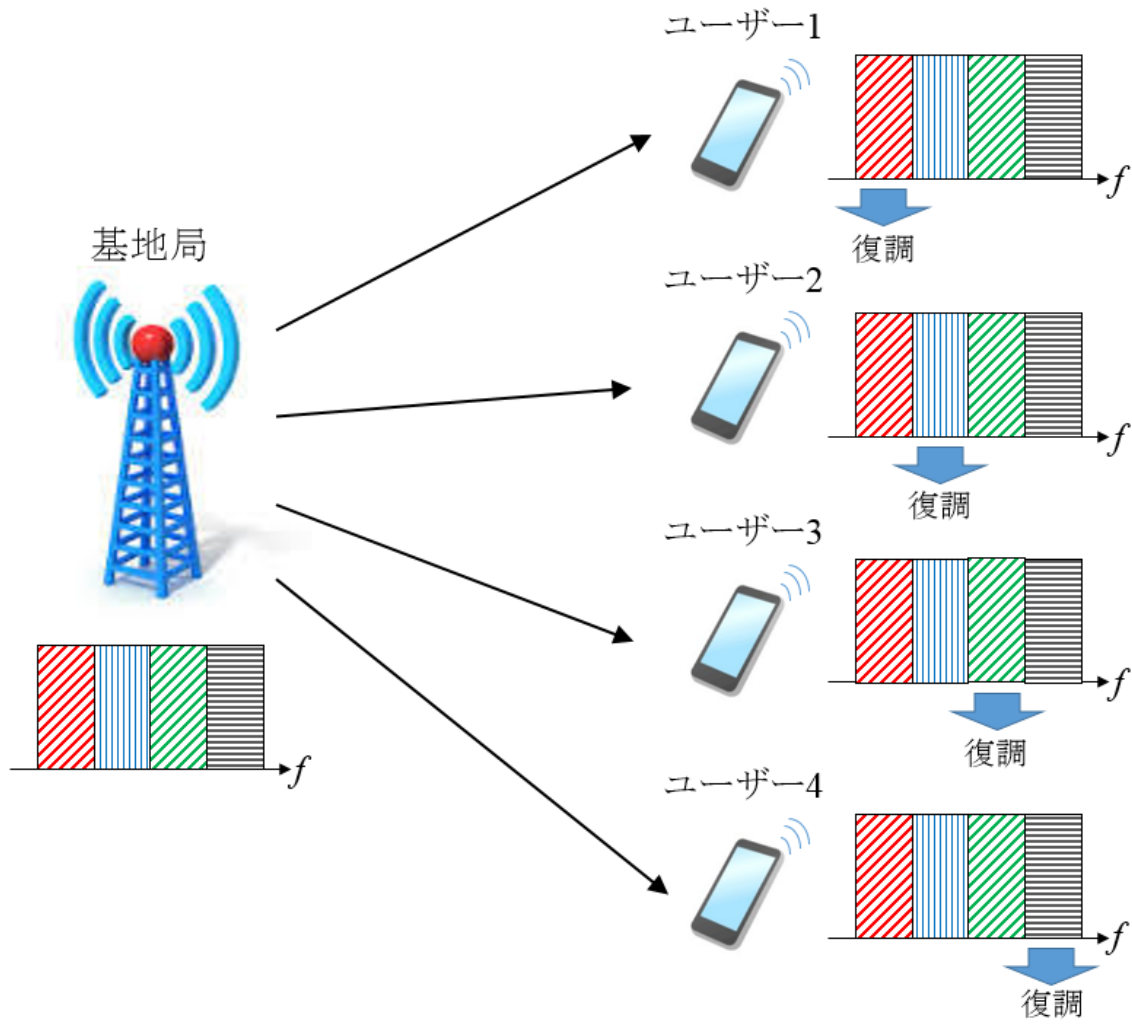


図 3.2 下り回線 OFDMA 通信システム

OFDMA 通信方式の利点として、各ユーザーの通信環境に応じてサブキャリアを適応的に割り当てる適応サブキャリア割り当て法が挙げられる。図 3.3 に、各基地局とユーザー端末との間の伝送路特性の様子を示す。図 3.3 に示すように、各ユーザー端末と基地局との間のマルチパスフェージングによる伝送路特性はそれぞれ異なることから、各ユーザーは全帯域の中から伝送路状態が優れた最適なチャンネルを選択可能となる。これにより、システム全体の通信品質と伝送容量が改善可能となる[11]。

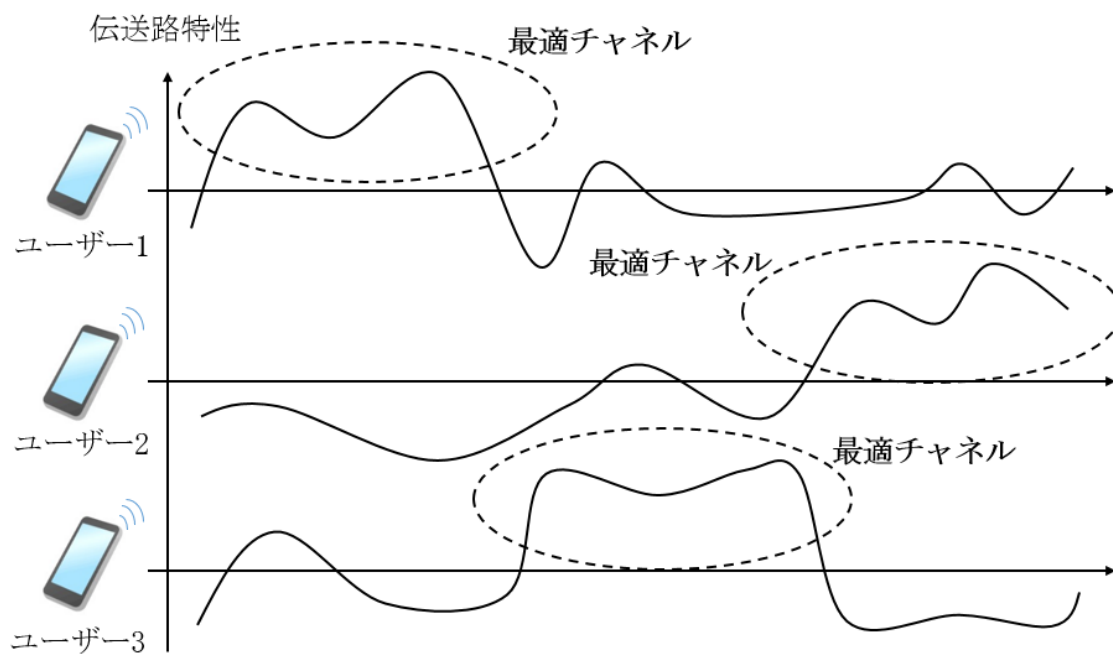


図 3.3 各ユーザーの伝送路特性

3.2 上り回線 OFDMA 通信システムの送受信機構成

上り回線 OFDMA 通信システムにおける，ユーザー u の k サンプル目の時間軸の送信信号は次式で表される．

$$b_u(k) = \sum_{n=0}^{N-1} a_u(n) e^{j\frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}} \quad (3.1)$$

ここで， N は OFDMA 帯域全体のサブキャリア数を表す．また， $a_u(n)$ はユーザー u の周波数軸上の信号であり，次式で与えられる．

$$a_u(n) = \begin{cases} \varphi_u(n) & \text{割り当てられた帯域内} \\ 0 & \text{割り当てられた帯域外} \end{cases} \quad (3.2)$$

式(3.2)において， $\varphi_u(n)$ はユーザー u の n サブキャリア目の周波数軸の送信データ情報を示す．各ユーザー端末から送信された信号は，マルチパスフェージング伝送路を通過し，基地局で受信される．マルチパスフェージングを通過したユーザー u の信号は次式で表される．

$$s_u(k) = \sum_{l=0}^{NP-1} \rho_l(u) \cdot b_u(k-l) \quad (3.3)$$

ここで， $\rho_l(u)$ はユーザー u の無線回線における l 番目の遅延波の時間軸インパルス応答， NP は遅延波数を示し，GI 長は伝送路で発生する遅延波の最大遅延時間より大きく，シンボル間干渉は発生しないものとする．基地局では，全てのユーザー信号が多重化された信号が受信される．多重化された受信信号は次式で表される．

$$r(k) = \sum_{u=1}^U s_u(k) + w(k) \quad (3.4)$$

ここで， U は多重化されるユーザー数， $w(k)$ は k サンプル目の時間軸上の白色ガウス雑音を表す．図 3.4 に，上り回線 OFDMA 通信システムの送受信機構成を示す．

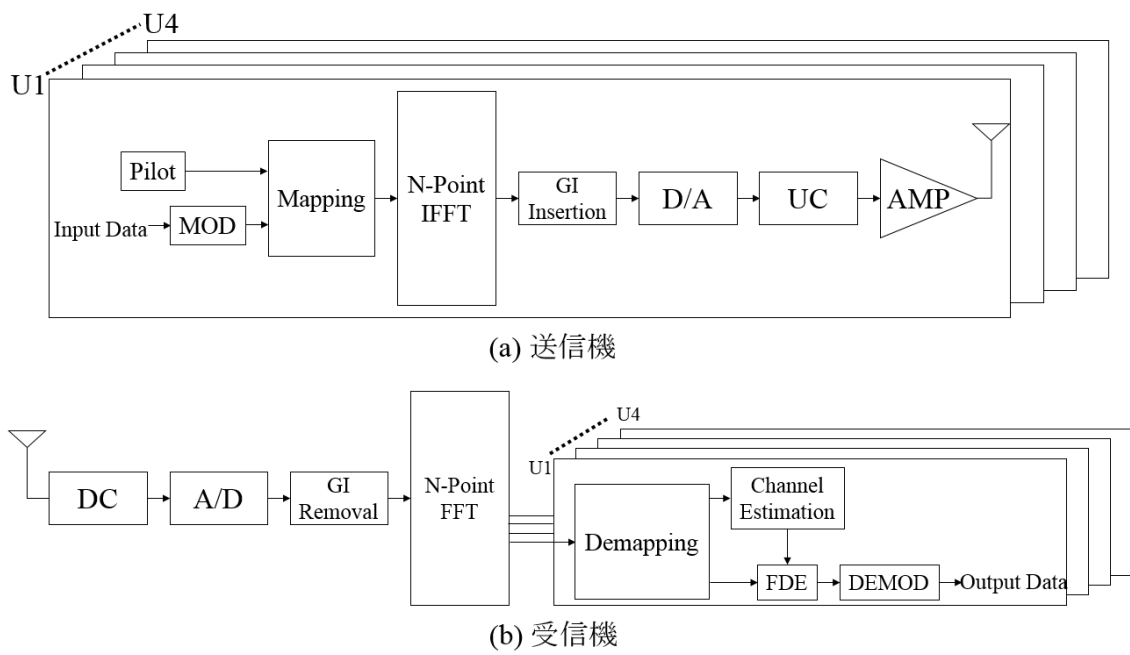


図 3.4 上り回線 OFDMA 通信システムの送受信機構成

3.3 上り回線 OFDMA 通信システムにおける伝送路特性の推定法

2.5 節で説明したとおり OFDM 通信システムでは、周波数領域等化のために伝送路特性の推定が必要となる。OFDMA 通信システムでは、各ユーザーの伝送路特性の推定が必要となる。上り回線 OFDMA 通信システムでは、各ユーザー回線の伝送路特性が異なるため、受信側の基地局で全ユーザーの伝送路特性を効率的に推定することが要求されている。この要求に応えるため、パイロット信号を周波数軸上でユーザー毎にシフトし、一定間隔に配置するスキタードパイロットが提案されている。図 3.5 にスキタードパイロットを採用した上り回線 OFDMA 通信システムの構成例を示す。図 3.5 より、各ユーザーが送信したスキタードパイロットは、受信側で他ユーザーのパイロット信号と衝突せずに受信され、受信側では全ユーザーの伝送路特性を 1 シンボル用いて、一括推定することが可能となる。しかし、各ユーザーのパイロット信号が配置されたサブキャリアの伝送路特性のみしか推定することができないため、スキタードパイロットによって推定された伝送路特性の推定値を用いて周波数軸方向に補間し、全帯域に亘って推定する必要がある。

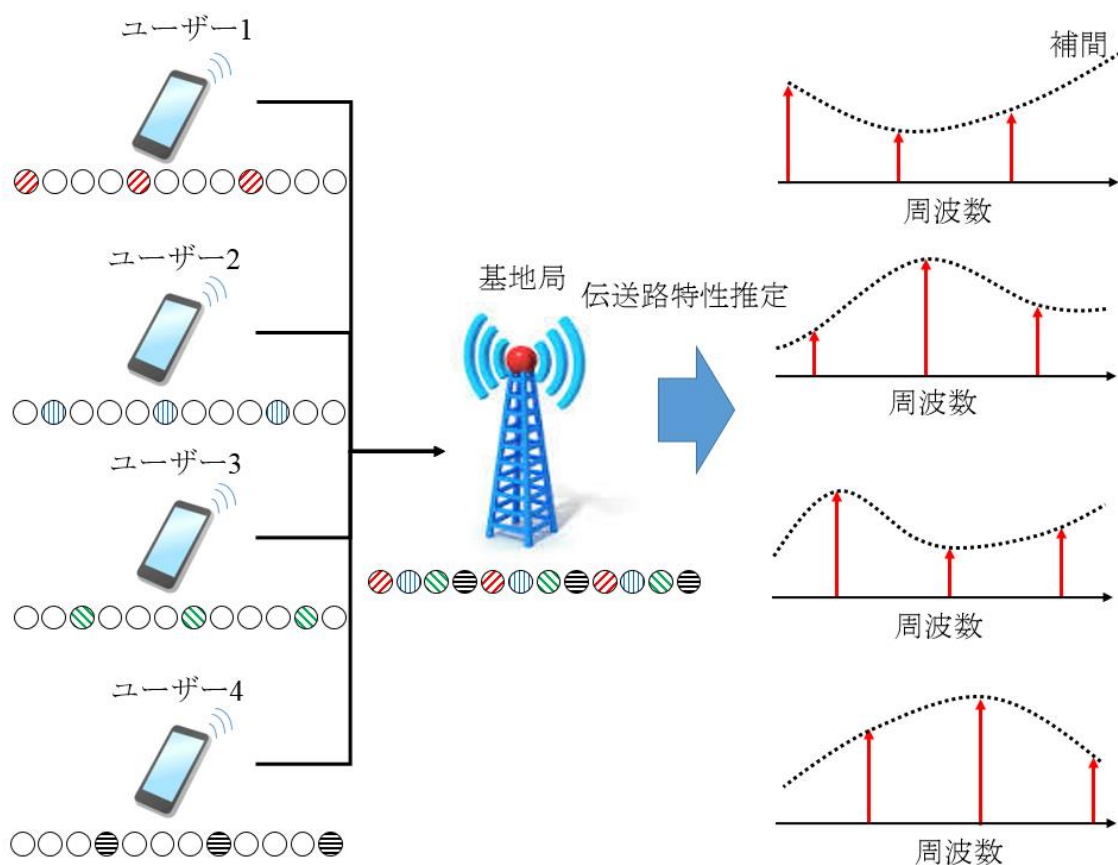


図 3.5 スキタードパイロットを採用した上り回線 OFDMA 通信システム

スキャタードパイロットを用いた伝送路特性の推定法として様々な補間法が提案されている[12-13]. 本論文では, 周波数軸方向の補間法として最尤推定法(Maximum Likelihood Estimation: ML 法)を採用する[14]. ML 法は計算量が少なく, ゼロパディングを考慮した場合でも, 優れた伝送路特性の推定が可能となる特長を持つ. 本節では簡略化のためにユーザー1を取り上げ, ML 法を用いた伝送路特性推定の補間法について説明する.

未知のインパルス応答 $\hat{\rho}_l$ は, パイロットによって推定された伝送路特性の推定値 \hat{H} と $\hat{\rho}_l$ を用いて表される伝送路特性との間で, 絶対値二乗誤差が最小となる次式に示す ML 法によって推定する.

$$\mathcal{L} = \min \left[\sum_{m'=0}^{MP-1} \left| \hat{H}(m) - \sum_{l=0}^{Ng-1} (\hat{\rho}_l \cdot e^{-j2\pi \cdot l \cdot m/N}) \right|^2 \right] = 0 \quad (3.5)$$

ここで, $m = m' \cdot K + J$ であり, J は各ユーザーで周波数軸上の先端に配置されるパイロット信号のサブキャリア番号を示す.

式(3.5)は, 次式の MP 個の連立方程式で表される.

$$\hat{H}(m) = \sum_{l=0}^{Ng-1} (\hat{\rho}_l \cdot e^{-j2\pi \cdot l \cdot m/N}) \quad (m' = 0 \sim MP - 1) \quad (3.6)$$

式(3.6)は, $D_n(m', l) = e^{-j2\pi \cdot l \cdot m/N}$ とおいた次式の行列式で表される.

$$\begin{bmatrix} D_n(0,0) & D_n(0,1) & \cdots & D_n(0,Ng-1) \\ D_n(1,0) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ D_n(M-1,0) & \cdots & \cdots & D_n(M-1,Ng-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\rho}_0 \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{Ng-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}(J) \\ \hat{H}(J+K) \\ \vdots \\ \hat{H}((MP-1) \cdot K + J) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

式(3.7)は, $D_n(m', l)$ の逆行列式を $D_1(l, m')$ を用いることにより未定係数 $\hat{\rho}_l$ を求めることが可能となる.

$$\begin{bmatrix} \hat{\rho}_0 \\ \vdots \\ \hat{\rho}_{Ng-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1(0,0) & D_n(0,1) & \cdots & D_1(0,MP-1) \\ D_1(1,0) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ D_1(Ng-1,0) & \cdots & \cdots & D_1(Ng-1,MP-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{H}(J) \\ \hat{H}(J+K) \\ \vdots \\ \hat{H}((MP-1) \cdot K + J) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$\hat{H}(m) = H(m) + W(m)/A(m)$ であるため, 式(3.8)は次式で表される.

$$\hat{\rho}_l = \sum_{m'=0}^{MP-1} (D_1(l, m') \cdot \hat{H}(m)) = \rho_l + \sum_{m'=0}^{MP-1} \left(\frac{W(m)}{A(m)} \cdot D_1(l, m') \right) \quad (3.9)$$

式(3.9)で推定された伝送路インパルス応答 $\hat{\rho}_l$ に、 $N - MP$ 個の0を追加してFFTすることにより、次式に示すように周波数軸上の全帯域に亘って補間された伝送路特性の推定値 $\hat{H}'(n)$ を求めることが可能となる。

$$\begin{aligned} \hat{H}'(n) &= \sum_{l=0}^{Ng-1} (\hat{\rho}_l \cdot e^{-j2\pi l n/N}) \\ &= H(n) + \sum_{l=1}^{Ng} \left\{ \sum_{m'=1}^{MP} \left(\frac{W(m)}{A(m)} \cdot D_1(l, m') \right) e^{-j2\pi l n/N} \right\} \end{aligned} \quad (3.10)$$

以上から、スキタードパイロットにより推定された伝送路特性から全帯域に亘って補間された伝送路特性の推定値 \hat{H}' を求めることが可能となる。また、式(3.8)の行列式で用いられる $D_1(l, m')$ は受信側で既知であることから、あらかじめ計算することができ、これにより大幅な計算量の削減が可能となる。図3.6に、ML法によって補間された伝送路特性の推定例を示す。

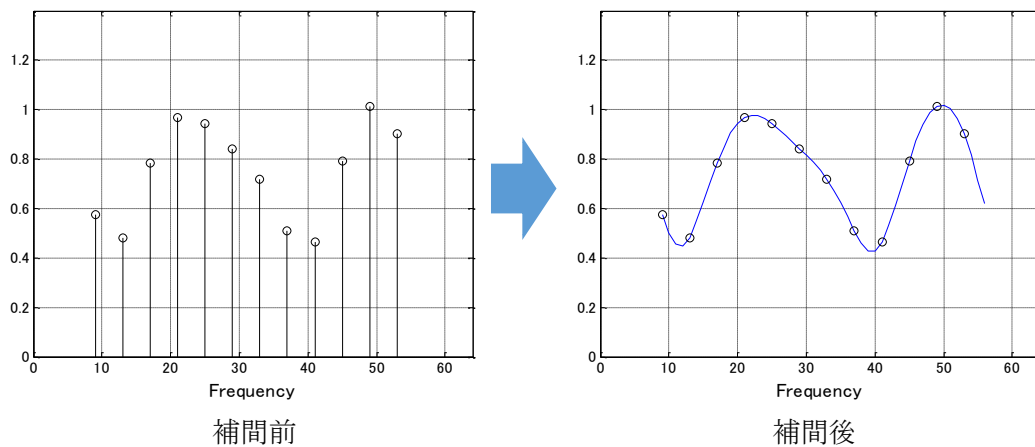


図 3.6 ML 法によって補間された伝送路特性の推定例

3.4 上り回線 OFDMA 通信システムにおける PAPR 特性の問題

本節では、時間軸上の OFDM 信号のピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)を説明した後、上り回線 OFDMA 通信システムにおける PAPR 特性の問題について説明する。

時間軸信号 x の PAPR 特性は、次式に示すピーク電力対平均電力比で定義される。

$$PAPR(x) = 10 \log_{10} \frac{\max|x|^2}{E[|x|^2]} \quad (3.11)$$

PAPR は平均電力に比べてピーク電力が高い信号は高く、一定振幅の信号のように平均電力とピーク電力との差が小さければ PAPR は低くなる。即ち、PAPR が高い信号は振幅変動が大きく、PAPR が低い信号は振幅変動が小さい。OFDM 信号は従来のシングルキャリア変調方式に比べ、PAPR 特性は非常に高い。これは、OFDM 信号がランダムな周波数軸上データを IFFT することで全サブキャリアの合成信号となるため、時間軸の OFDM 信号の振幅はランダム雑音と見なされるため、振幅変動が大きい信号になるためである。また、伝送路特性の推定に用いられるスキタードパイロットも OFDM 信号の一種であるため、高い PAPR 特性を持つ。

OFDMA 通信システムでは、一般的に信号を電力増幅器によって増幅させて送信する。図 3.7 に、スキタードパイロットの線形増幅器の入出力の関係を示す。図 3.7 より、高価な線形増幅器を用いた場合、出力信号は増幅器の影響を受けないことが分かる。

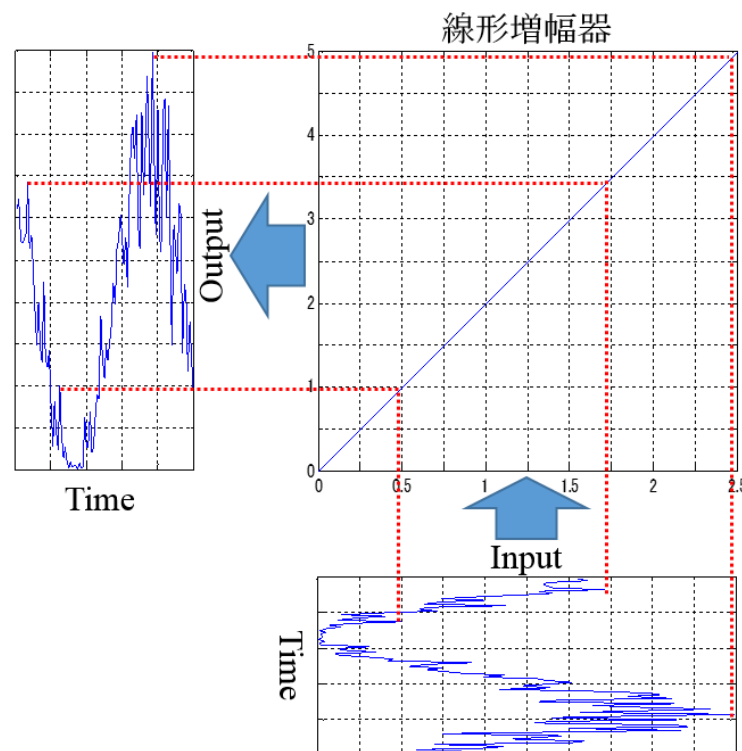


図 3.7 線形増幅器の入出力信号

しかし、上り回線の送信機はユーザー端末であるため、低サイズ化と低コスト化が要求されている。ユーザー端末の低サイズ化と小型化を実現するために、一般的に非線形性の強い電力増幅器が用いられる。図 3.8 に、非線形増幅器を用いた場合の入出力特性を示す。PAPR が高いスキタードパイロットを非線形増幅器に通した場合、図 3.8(a) に示すように非線形歪みを受け、受信側では非線形歪みによって歪んだ信号から伝送路特性の推定を行うため、伝送路特性の推定精度が大きく劣化する。しかし、図 3.8(b) に示すように PAPR が低い信号を非線形増幅器に入力した場合、増幅器の動作点付近のみで動作するため非線形歪みが小さくなる。以上の理由から、低 PAPR のスキタードパイロットを用いることで高精度な伝送路特性の推定が可能となる。以上より伝送路特性の推定に際しては、PAPR 特性が低いスキタードパイロットが要求されている。

これまでに様々な低 PAPR のスキタードパイロットの作成法が提案されている [8-10]。中でも、論文[10]で提案されたスキタードパイロットは、IEEE802.16a(WiMAX)で採用されている。しかし、より非線形性の強い増幅器を用いることで電力効率の改善可能となるため、非線形増幅器の飽和点付近で動作させた場合には、WiMAX で用いられているスキタードパイロットは十分に低 PAPR 化が実現されておらず、伝送路特性の推定精度が大幅に劣化する問題があった。本論文では、上り回線 OFDMA 通信システムのための新たな低 PAPR 化を可能とするスキタードパイロットの作成法を提案する。

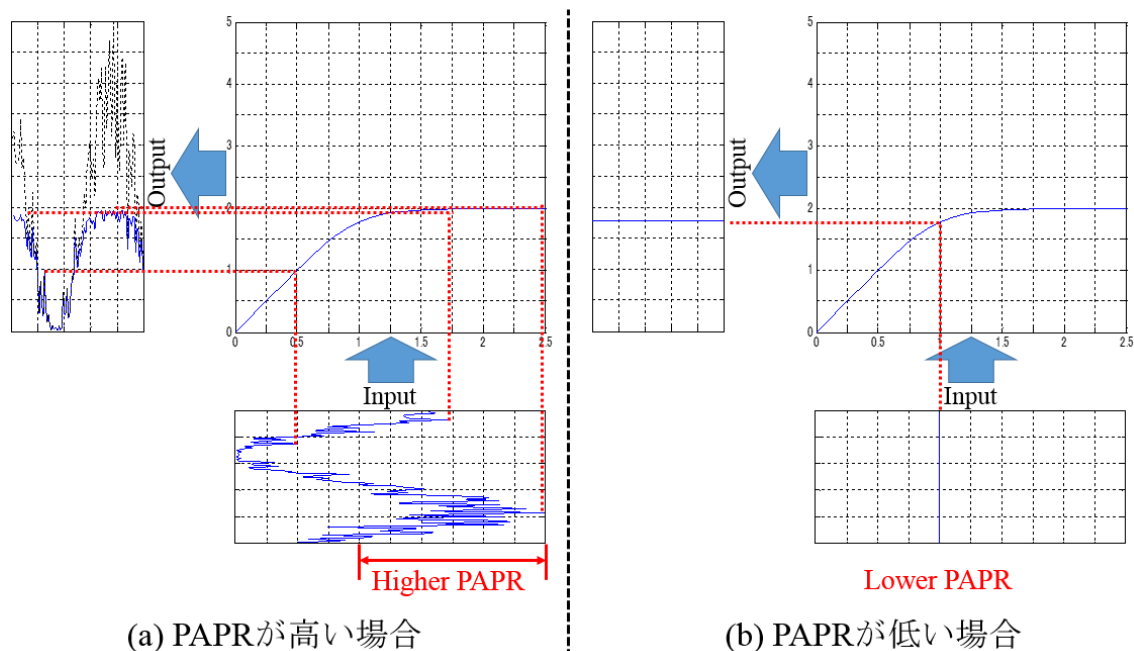


図 3.8 非線形増幅器の入出力特性

第4章 低 PAPR スキャタードパイロット作成法の提案

本章では上記で述べた問題を解決するために、新たな上り回線 OFDMA 通信システム用の低 PAPR スキャタードパイロットの作成法を提案する。

4.1 低 PAPR スキャタードパイロット作成法

本章では、FFT ポイント数を N 、サブキャリア数を M 、ユーザー数を U とする低 PAPR スキャタードパイロット作成法を提案する。提案法は、スキャタードパイロットを低 PAPR 化するのではなく、FFT ポイント数 $N' = N/U$ ($M' = M/U$)に縮退した全てのサブキャリアがパイロット信号であるプリアンブルシンボルを2段階に分けて低 PAPR 化を図る。その後、低 PAPR 化を達成したプリアンブルシンボルを時間軸上で繰り返し利用することにより、低 PAPR の周波数軸上のスキャタードパイロットの実現を可能にしている。第1段階における低 PAPR 化法では、時間軸上の振幅を閾値の範囲内にクリッピングし、その影響で発生する周波数軸上の振幅変動と帯域外成分を補償するため、周波数軸上の振幅を一定にし、帯域外成分をフィルタリング操作により除去する。以上の操作を繰り返し実施することで、周波数軸上の振幅が一定である条件下での時間軸上の低 PAPR 化を実現している。更なる PAPR 特性の改善のため、第2段階における低 PAPR 化法では周波数軸上の振幅変動をある程度許容し低 PAPR 化を図る。第2段階では、時間軸上の振幅を一定にし、その影響により発生した周波数軸上の振幅変動を閾値範囲内に抑える操作を繰り返し実施することで、時間軸上でほぼ一定振幅の M' サブキャリアのプリアンブルシンボルの実現が可能となる。全サブキャリアがパイロット信号である低 PAPR プリアンブルシンボルを作成した後、得られた時間軸信号をユーザー数 U の回数だけ繰り返して利用することで、FFT の特徴により低 PAPR 特性を維持した周波数軸上のスキャタードパイロットに変換可能となる。

4.2 周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化法の提案

4.2.1 第1段階における提案法の概要

プリアンブルシンボルは、伝送路特性の推定精度の観点から周波数軸上の振幅が一定であることが要求される。第1段階における低 PAPR 化法では、周波数軸上の信号振幅が一定である条件の下で、全てのサブキャリアがパイロット情報であるプリアンブルシンボルの低 PAPR 化を図る。周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化法は、時間軸上の振幅を閾値の範囲内にクリッピングし、その影響で発生する周波数軸上の振幅変動と帯域外成分を補償するため、周波数軸上の振幅を一定にして、帯域外成分をフィルタリングにより除去する。以上の操作を繰り返し実施することで、周波数軸上の振幅が一定である条件下で低 PAPR 化を実現している。図 4.1 に周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化法の処理手順を示す。

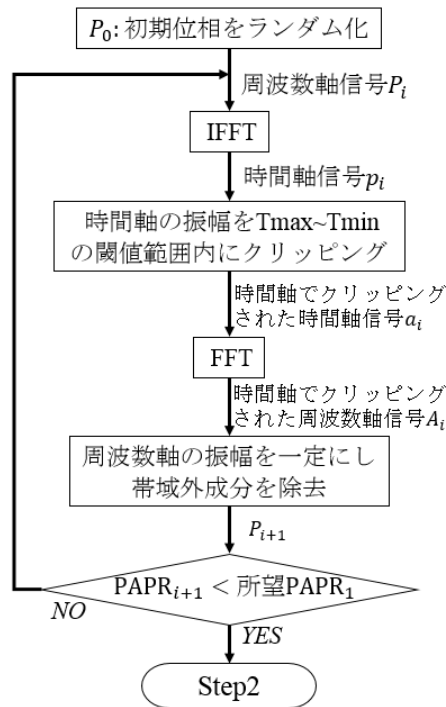


図 4.1 周波数軸上の振幅が一定である条件下での低 PAPR 化法の処理手順

4.2.2 第 1 段階における低 PAPR 化法の処理手順

Step1 周波数軸上の初期位相がランダムなパイロット信号 P_0 の作成

FFT ポイント数が N' 、サブキャリア数が M' 、周波数軸上の初期位相がランダムで全サブキャリアがパイロット信号であるプリアンブルシンボル P_0 を次式によって作成する。

$$P_0(n) = A_f e^{j\varphi_0(n)} \quad (4.1)$$

ここで、 n は周波数軸上のサブキャリア番号、 A_f は周波数軸上のパイロット信号の振幅値、 φ はパイロット信号の位相値であり、 φ_0 はランダムな値で与えられる。図 4.2 に初期状態での周波数軸上のプリアンブルシンボル P_0 の振幅特性を示す。

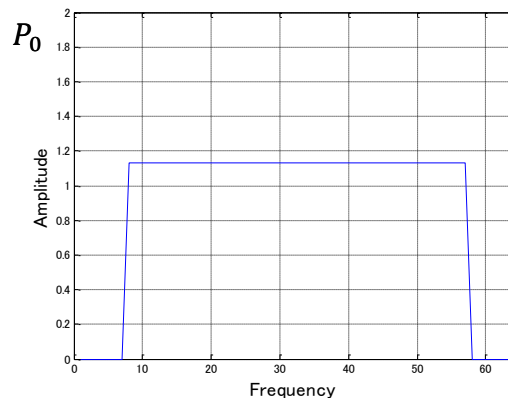


図 4.2 初期状態での周波数軸上のプリアンブルシンボル P_0 の振幅特性

Step2 周波数軸上のパイロット信号 P_i を時間軸信号に変換

時間軸信号のピーク値を低減するため、繰り返し回数が i ステップ目の周波数軸上のパイロット信号 P_i を式(4.2)に示すIFFTによって時間軸信号 p_i に変換する.

$$p_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m=0}^{M'-1} P_i(m+J') \cdot e^{j\frac{2\pi(m+J') \cdot k}{N'}} \quad (4.2)$$

ここで、 k は時間軸のサンプリング番号、 J' はパイロット信号の最初のサブキャリア番号を示す. 図 4.3 に時間軸上に変換したプリアンブルシンボル p_i の振幅特性を示す.

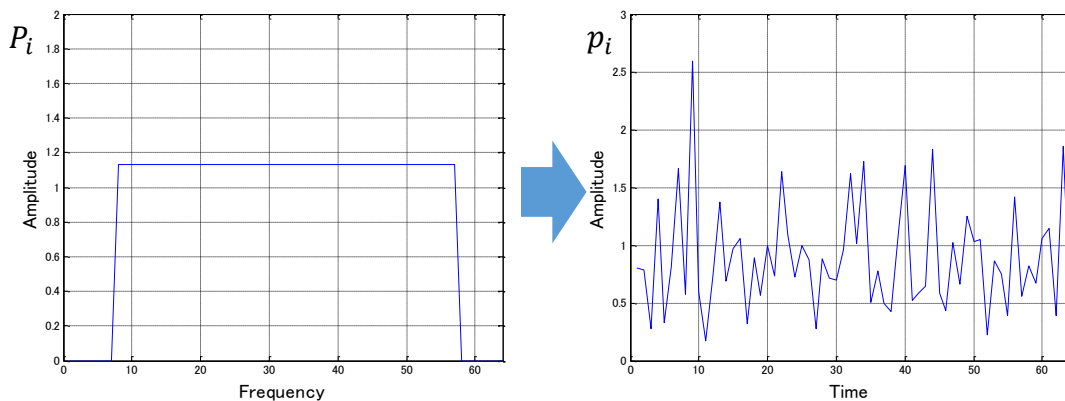


図 4.3 時間軸上に変換したプリアンブルシンボル p_i の振幅特性

Step3 時間軸信号の振幅を $T_{min} \sim T_{max}$ の閾値範囲内にクリッピングする

式(4.3)より元の位相は変化させずに、 p_i の振幅が T_{min} 以下のときは振幅を T_{min} 、 T_{max} 以上のときは T_{max} 、 $T_{min} \sim T_{max}$ の範囲内のときは元の信号である p_i とする.

$$a_i(k) = \begin{cases} T_{max} \cdot e^{j\arg(p_i(k))} & T_{max} < |p_i(k)| \\ p_i(k) & T_{min} \leq |p_i(k)| \leq T_{max} \\ T_{min} \cdot e^{j\arg(p_i(k))} & |p_i(k)| < T_{min} \end{cases} \quad (4.3)$$

図 4.4 に、時間軸上の信号振幅を閾値範囲内にクリッピングした信号 a_i の振幅特性を示す.

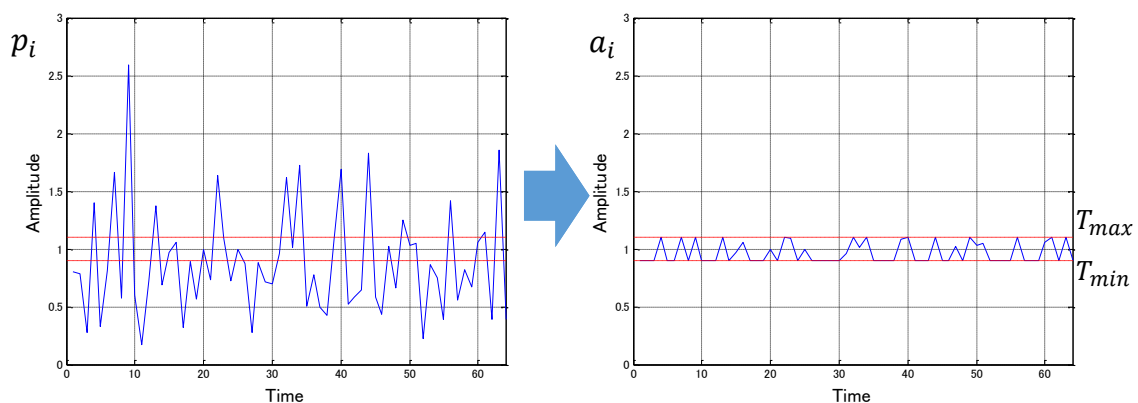


図 4.4 時間軸上の振幅を閾値範囲内にクリッピングした信号 a_i の振幅特性

Step4 時間軸信号 a_i を周波数軸信号に変換する

クリッピングした信号 a_i をFFTを用いて次式に示す周波数軸信号 A_i に変換する.

$$A_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{k=0}^{N'-1} a_i(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi n \cdot k}{N'}} \quad (4.4)$$

図4.5に周波数軸上に変換した信号 A_i の振幅特性を示す.

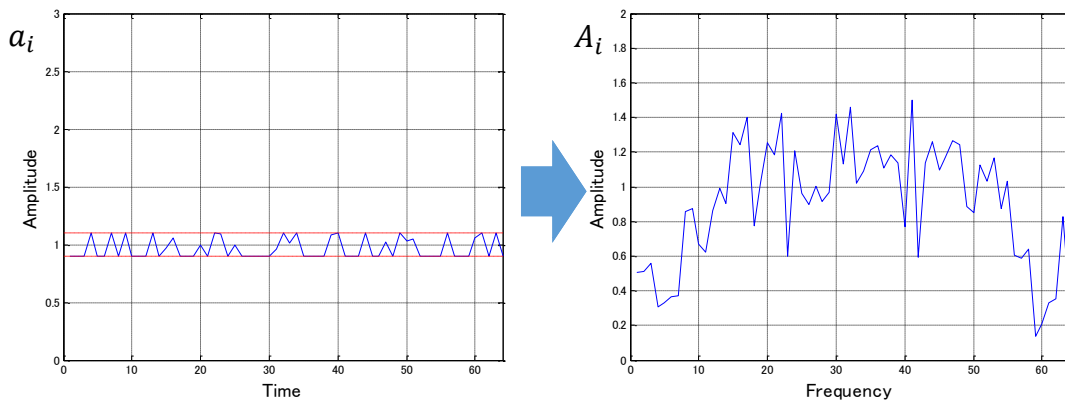


図4.5 a_i を周波数軸上に変換した信号 A_i の振幅特性

Step5 周波数軸の振幅を一定振幅にする

伝送路特性の推定精度の観点から、パイロット信号は帯域内の周波数軸の振幅は一定にし、帯域外成分を除去する必要がある. 図4.5より、時間軸信号の振幅を閾値範囲内にクリッピングした影響で、周波数軸上の帯域内の振幅が変動し、帯域外成分が発生する. これに対し、式(4.5)により周波数軸上の振幅を一定にし、帯域外成分をフィルタリングにより除去する.

$$P_{i+1}(n) = \begin{cases} A_f \cdot e^{jarg(A_i(n))} & \text{帯域内} \\ 0 & \text{帯域外} \end{cases} \quad (4.5)$$

図4.6に、周波数軸上で振幅一定にした、繰り返し回数が $i+1$ ステップ目の周波数軸信号 P_{i+1} の振幅特性を示す.

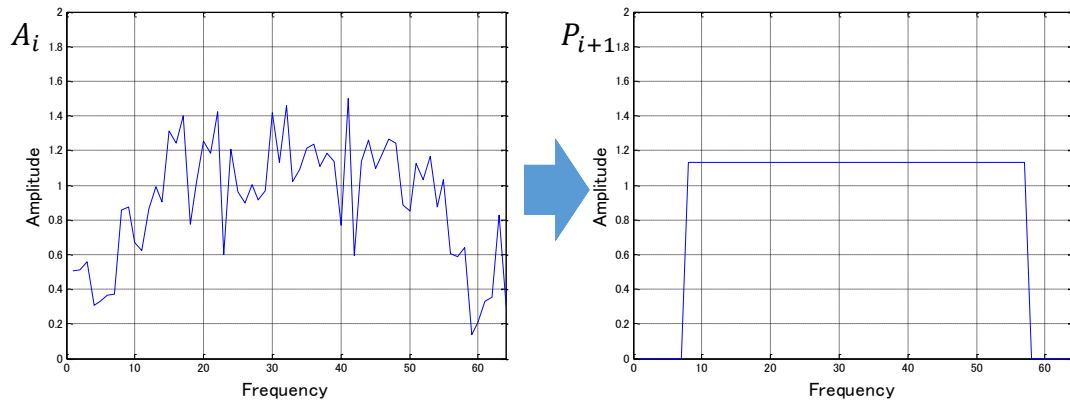


図 4.6 周波数軸上で振幅を一定にした信号 P_{i+1} の振幅特性

Step6 繰り返し操作による PAPR 特性の改善

上記の Step2~5 の操作を繰り返し実施することで PAPR 特性の低減化を図る．図 4.7 に、Step2~5 の操作を繰り返した場合の時間軸信号の振幅特性の変化の様子を示す．図 4.7 より、時間軸上のプリアンブルシンボルは、振幅が $T_{min} \sim T_{max}$ の閾値範囲内に収束し、時間軸のピーク値が段階的に低減されていることが分かる．

以上から、周波数軸上の振幅が一定である条件下で、低 PAPR プリアンブルシンボルの作成が可能となった．

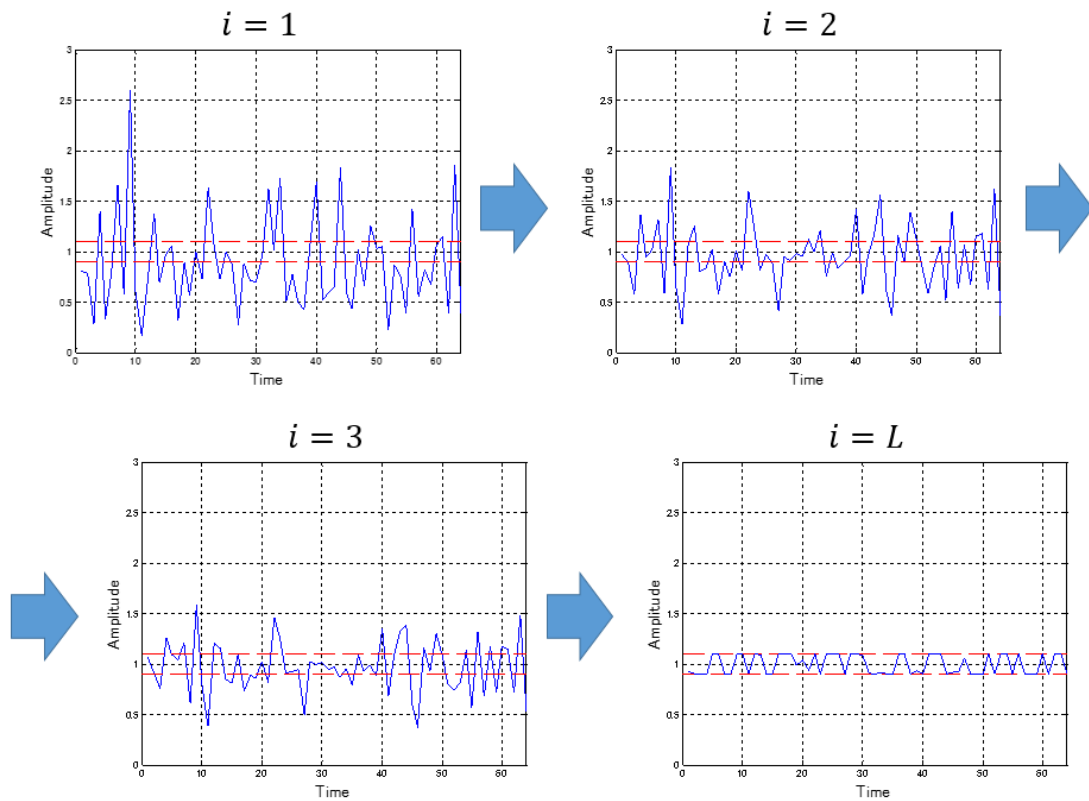


図 4.7 繰り返し操作により時間軸信号の振幅特性の変化

4.3 周波数軸上の振幅変動をある程度許容した低 PAPR 化法の提案

4.3.1 第 2 段階における提案法の概要

第 2 段階における低 PAPR 化法では、第 1 段階における低 PAPR 化法によって得られた低 PAPR プリアンブルシンボルを、更に PAPR 特性の改善のため、周波数軸上の振幅変動をある程度許容して低 PAPR 化を図る。周波数軸上の振幅変動をある程度許容した低 PAPR 化法では、時間軸上の振幅を一定にし、その影響による周波数軸上の振幅変動を閾値範囲内に抑える操作を繰り返し実施することで、時間軸上ではほぼ一定振幅のプリアンブルシンボルの実現が可能となる。但し、周波数軸上の振幅変動は伝送路特性の推定精度の観点から極力小さく抑える必要がある。図 4.8 に周波数軸上の振幅変動をある程度許容した低 PAPR 化法の処理手順を示す。

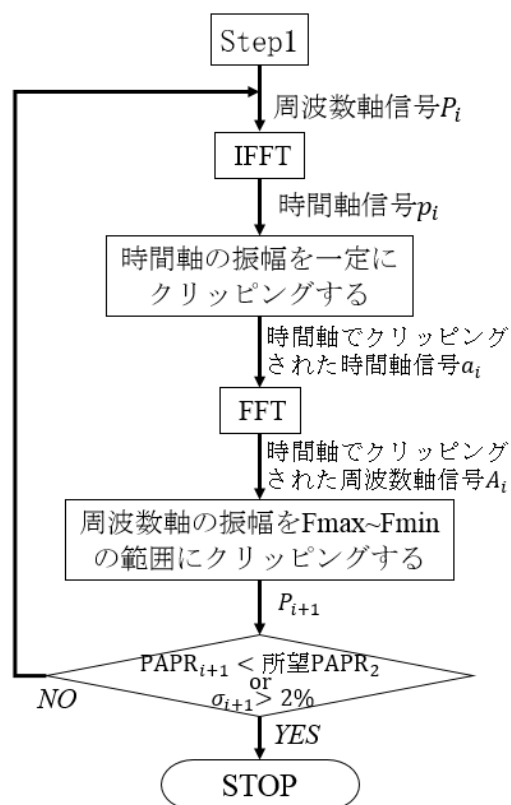


図 4.8 周波数軸上の振幅変動をある程度許容した低 PAPR 化する提案法の処理手順

4.3.2 第2段階における低 PAPR 化法の処理手順

Step1 第1段階における低 PAPR 化法

第1段階における低 PAPR 化法によって、周波数軸上の振幅が一定である条件下で低 PAPR 化したプリアンブルシンボル P_0 の振幅特性を図 4.9 に示す。

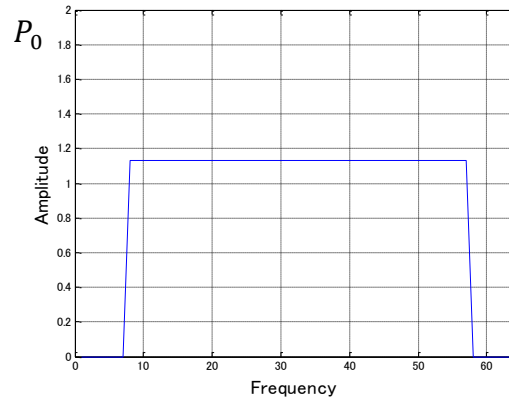


図 4.9 第1段階における低 PAPR 化法で得られたプリアンブルシンボル P_0 の振幅特性

Step2 周波数軸上のパイロット信号 P_i を時間軸信号 p_i に変換

式(4.6)により、繰り返し回数 i ステップ目のパイロット信号 P_i を IFFT によって時間軸信号 p_i に変換する。

$$p_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m=0}^{M'-1} P_i(m+J') \cdot e^{j\frac{2\pi(m+J') \cdot k}{N'}} \quad (4.6)$$

図 4.10 に、時間軸上の信号に変換したプリアンブルシンボル p_i の振幅特性を示す。

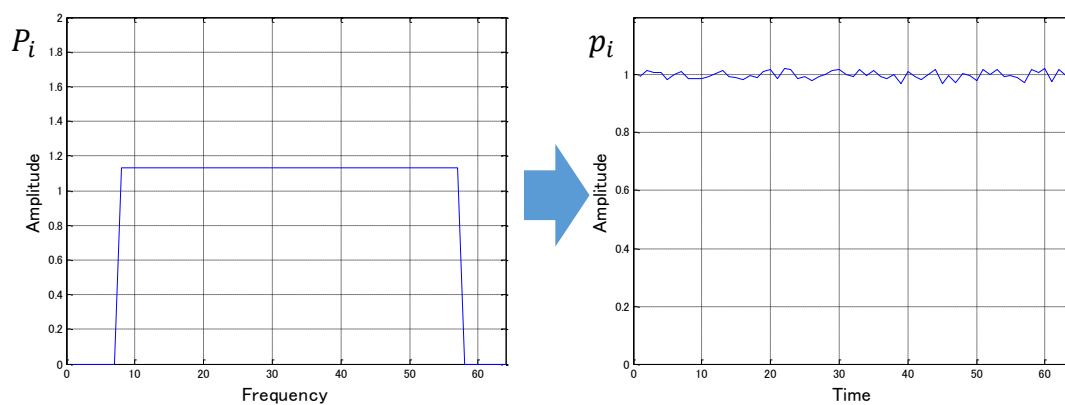


図 4.10 時間軸上に変換したプリアンブルシンボル p_i の振幅特性

Step3 時間軸信号の振幅を一定振幅にする

次式により，時間軸上の信号位相は変化させずに振幅だけを平均振幅値 A_t にクリッピングした信号 a_i を作成する．

$$a_i(k) = A_t \cdot e^{j \arg(p_i(k))} \quad (4.7)$$

図 4.11 に，時間軸上の振幅を一定にクリッピングしたプリアンブルシンボル a_i の振幅特性を示す．

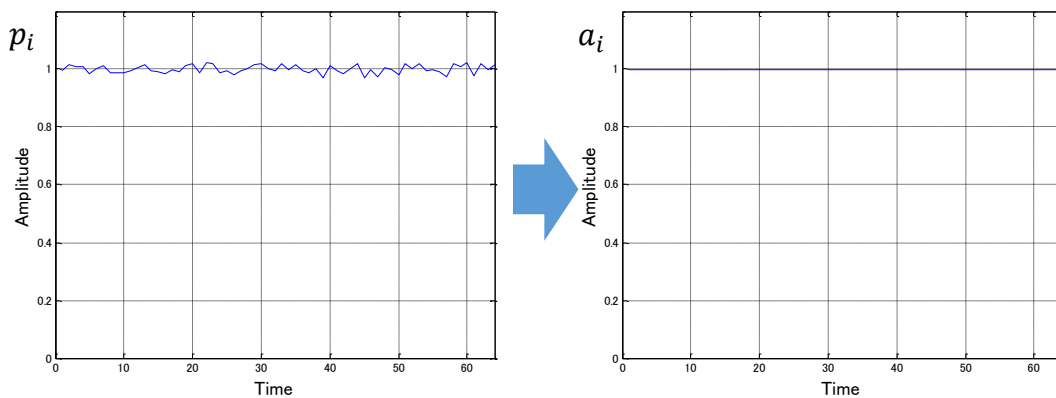


図 4.11 時間軸上の振幅を一定にクリッピングした信号 a_i の振幅特性

Step4 時間軸上の信号 a_i を周波数軸信号に変換する

式(4.8)により，時間軸上で一定振幅にクリッピングした時間軸信号 a_i を FFT を用いて周波数軸の信号 A_i に変換する．

$$A_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{k=0}^{N'-1} a_i(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi n \cdot k}{N'}} \quad (4.8)$$

図 4.12 に，時間軸上の信号 a_i を周波数軸上に変換した信号 A_i の振幅特性を示す．

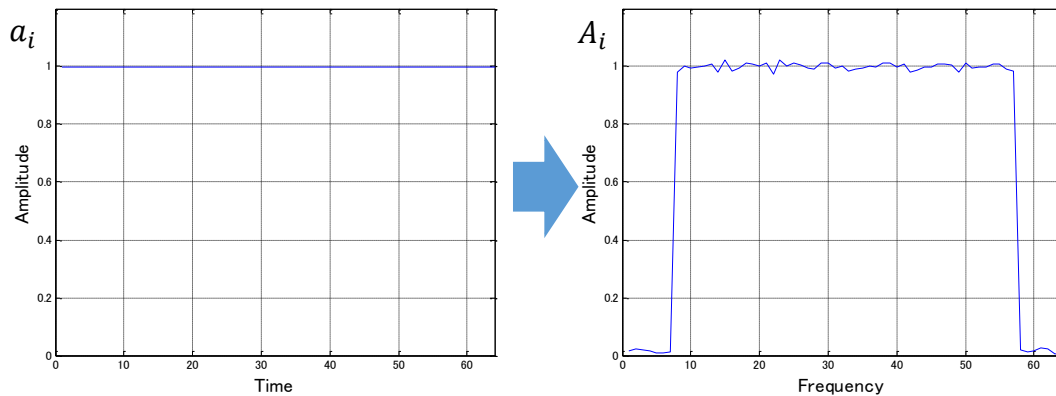


図 4.12 時間軸信号 a_i を周波数軸上に変換した信号 A_i の振幅特性

Step5 周波数軸信号の振幅変動を抑える

図 4.11 から，第 1 段階における低 PAPR 化法によって時間軸の信号振幅はほぼ一定であったため，時間軸で一定振幅にクリッピングした信号 a_i は元の信号 p_i に比べてほとんど変化しないことが分かる．従って，周波数軸の振幅変動も小さいことが図 4.12 から分かる．しかし，伝送路特性の推定精度の観点から周波数軸信号の振幅変動は極力小さいことが望ましいため，式(4.9)に示すように周波数軸の信号振幅を $F_{min} \sim F_{max}$ の閾値範囲内にクリッピングすることで周波数軸信号の振幅変動を抑える．また，時間軸上で一定振幅にクリッピングしたことで発生した周波数軸信号の帯域外成分をフィルタリングにより除去する．

$$P_{i+1}(n) = \begin{cases} F_{max} \cdot e^{jarg(P_i(n))} & F_{max} < |P_i(n)| \\ P_i(n) & F_{min} \leq |P_i(n)| \leq F_{max} \quad \text{帯域内} \\ F_{min} \cdot e^{jarg(P_i(n))} & |P_i(n)| < F_{min} \\ 0 & \text{帯域外} \end{cases} \quad (4.9)$$

図 4.13 に，繰り返し回数 $i + 1$ ステップ目における周波数軸上の振幅変動を抑えた信号 P_{i+1} の振幅特性を示す．

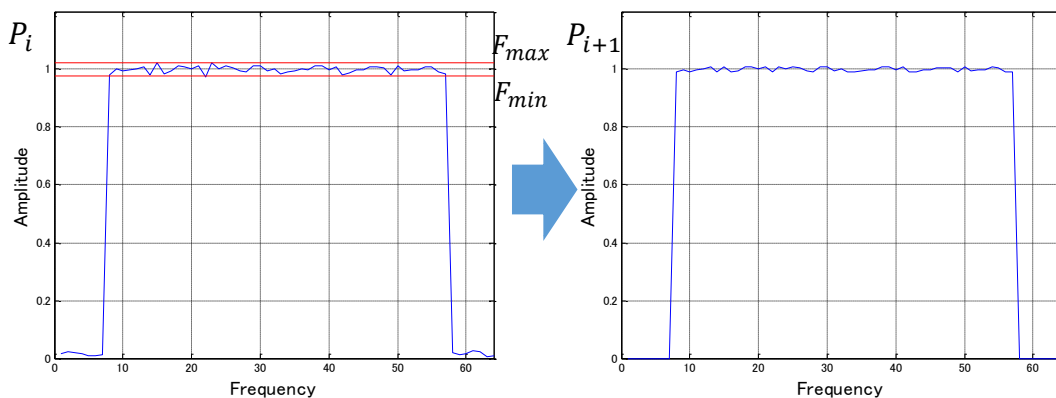


図 4.13 周波数軸上の振幅変動を抑えた信号 P_{i+1} の振幅特性

Step6 時間軸の信号振幅が一定または周波数軸の振幅変動が許容範囲外まで繰り返す

上記の Step2～5 を繰り返し実施することで，時間軸の信号振幅がほぼ一定となるプリアンブルシンボルを作成することができる．図 4.14 に，Step2～5 の操作を繰り返し実施した場合の時間軸と周波数軸の信号の変化の様子を示す．図 4.14 より，時間軸の振幅がほぼ一定になるプリアンブルシンボルを作成することが可能となるが，周波数軸の振幅変動が大きくなり伝送路特性の推定精度が劣化する．本問題を解決するため，式(4.10)に示す周波数軸の振幅変動の標準偏差 σ_i が周波数軸の平均振幅 A_f の2%以下なら許容範囲内であると見なし，2%以上なら停止する．

$$\sigma_{i+1}^2 = \frac{1}{M'} \sum_{m=0}^{M'-1} (|P_{i+1}(m+J')| - A_f)^2 \quad (4.10)$$

以上から、周波数軸上の振幅変動をある程度許容することで、更なる時間軸信号の PAPR 特性の改善を実現している。

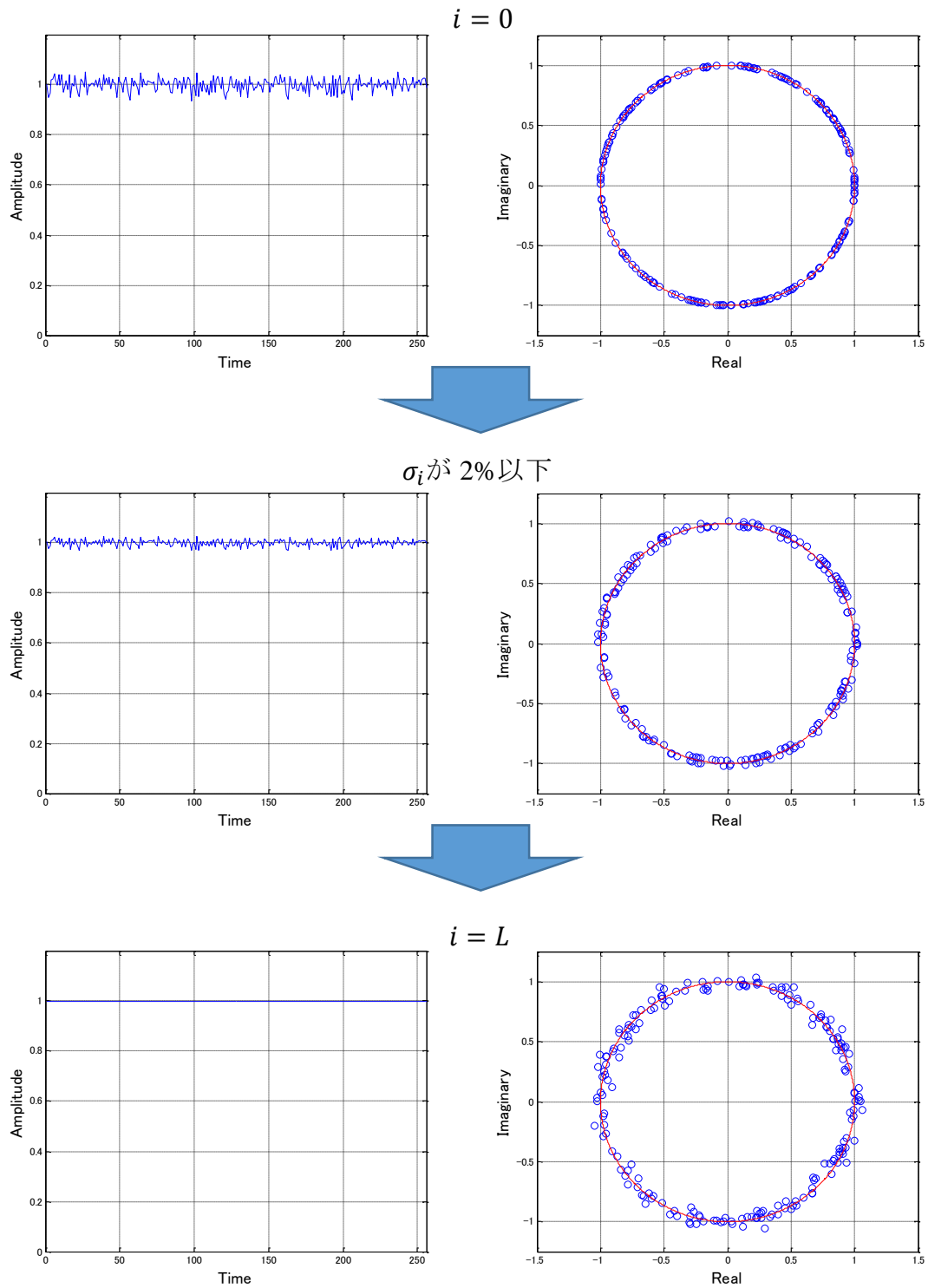


図 4.14 繰り返し操作による時間軸信号の振幅特性の変化

4.3.3 FFT の特徴によるスキタードパイロットへの変換

本節では、上記の提案法によって得られた全てのサブキャリアがパイロット信号である低 PAPR プリアンブルシンボルを時間軸上で繰り返し利用することで、FFT の特徴から低 PAPR を維持した周波数軸上のスキタードパイロットに変換することが可能となることを示す。

FFT ポイント数が N' 、サブキャリア数が M' 、全サブキャリアがパイロット信号である P' から式(4.11)により、FFT ポイント数が $N = K \cdot N'$ 、サブキャリア数が $M = K \cdot M'$ で、周波数軸上で一定間隔 K のスキタードパイロット P を作成する。但し、平均電力を等しくするために振幅を \sqrt{K} 倍する。

$$P(n) = \begin{cases} \sqrt{K} \cdot P'(n) & n = n' \cdot K, n' = 0 \sim N' - 1 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (4.11)$$

作成したスキタードパイロット P の時間軸信号 p に変換するため、IFFT によって時間軸信号に変換する。ここで $P(m+J)$ は、 $\text{mod}(m, K) \neq 0$ のとき 0 となることから式(4.12)となる。

$$\begin{aligned} p(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{M-1} P(m+J) \cdot e^{j\frac{2\pi(m+J) \cdot k}{N}} \\ &= \frac{\sqrt{K}}{\sqrt{N}} \sum_{m'=0}^{M'-1} P'(m'+J') \cdot e^{j\frac{2\pi(m'+J') \cdot k}{N/K}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{M'-1} P'(m'+J') \cdot e^{j\frac{2\pi(m'+J') \cdot k}{N'}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

位相は N' 周期で回転しているので、 $k' = \text{mod}(k, N')$ とおくと p は、 P' の時間軸信号 p' を用いて次式で表される。

$$p(k) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{M'-1} P'(m'+J') \cdot e^{j\frac{2\pi(m'+J') \cdot k}{N'}} = p'(k') \quad (4.13)$$

即ち、全サブキャリアがパイロット信号である P' を周波数軸上に一定間隔 K のパイロット信号が配置されたスキタードパイロット P に変換することは、時間軸上で P' の時間軸信号 p' が K 回繰り返した信号 p に相当することになる。 p の最大電力と平均電力は p' と等しいため、次式に示すようにスキタードパイロット P は全サブキャリアがパイロット信号 P' と等しい時間軸上の PAPR 特性を持つ。

$$PAPR(p') = 10 \log_{10} \frac{\max |p'|^2}{E[|p'|^2]} = PAPR(p) \quad (4.14)$$

以上から、全サブキャリアがパイロット信号である低 PAPR のプリアンブルシンボルを提案法によって作成した後、時間軸上で OFDMA 通信システムにおけるユーザー数だけ繰り返し利用することで、低 PAPR を維持したまま周波数軸上のスカタードパイロットに変換することができる。図 4.15 に、時間軸上で繰り返し利用することで周波数軸上ではスカタードパイロットに変換可能となることを示す。以上の操作で低 PAPR スカタードパイロットを作成することで、提案法を用いてスカタードパイロットを直接低 PAPR 化する場合に比べ、低 PAPR 化における計算量の大部分を占める FFT の計算量を大幅に改善可能となる。

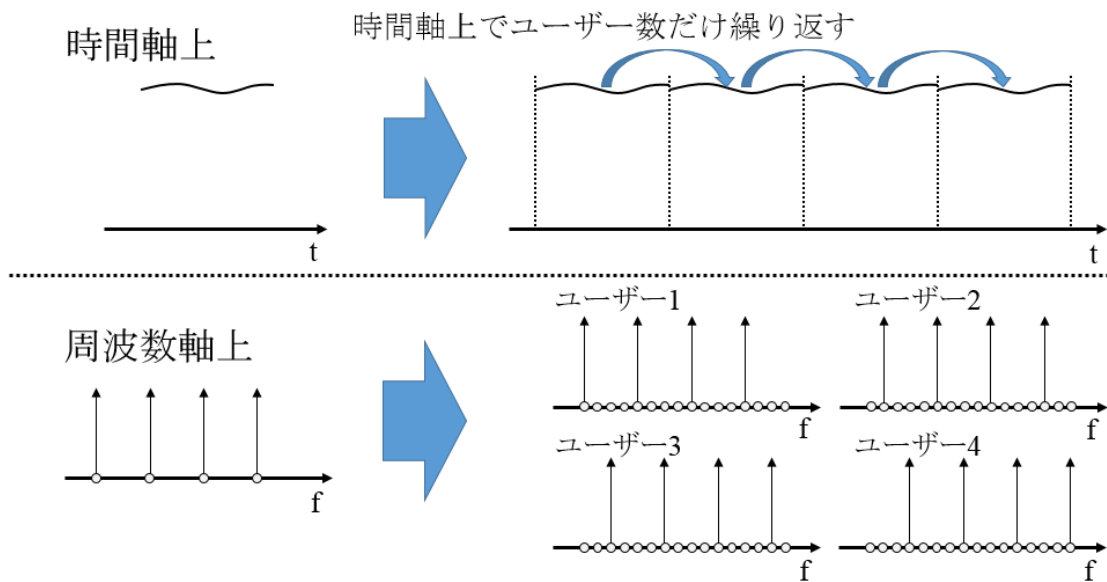


図 4.15 時間軸上で繰り返し利用することでスカタードパイロットに変換

第5章 提案法の特性評価

本章では, 第4章で提案した低 PAPR プリアンブルシンボル作成法の有効性を計算機シミュレーションによって実証する. 比較対象として, WiMAX で採用されている低 PAPR スキータードパイロット[10]と比較評価する.

5.1 シミュレーション諸元

表 5.1 に特性評価で利用したシミュレーション諸元を示す. データ情報の変調方式は QPSK とし, 1 シンボル当たりのデータ情報数は $M = 200$, FFT ポイント数 $N = 256$ とした. マルチパスフェージングモデルとして, 遅延間隔 1 サンプル, 遅延波 10 波で遅延波の電力値が -1dB の傾きを有する指数関数型電力遅延プロファイルを想定した.

表 5-1.1 計算機シミュレーションの諸元

Modulation method	QPSK
Number of IFFT/FFT points (N)	256
Number of data sub-carriers (M)	200
Guard interval (Ng)	13
Number of pilot subcarriers (MP)	200,100,50,25
Interval of pilot subcarriers (K)	1,2,4,8
Number of users (U)	1,2,4,8
Carrier frequency (f_c)	5.0[GHz]
Bandwidth (W)	10[MHz]
Model of non-linear amplifier	
Type of non-linear amplifier	SSPA
Rap coefficient (p)	1
Phase displacement (α)	0.05
Model of Multipath fading	
Power delay profile	Exponential
Delay constant	-1[dB]
Number of delay paths (NP)	10

使用する非線形増幅器は, SSPA(Solid State Power Amplifier)を想定する[16]. 式(5.1)と式(5.2)に SSPA の AM/AM 特性と AM/PM 特性を示す.

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^2]^{1/2p}} \quad (5.1)$$

$$\Phi[\rho] = \alpha \left(\frac{\rho}{A}\right)^4 \quad (5.2)$$

ここで, ρ は入力振幅レベル, A は飽和出力レベル, p と α はラップ係数と位相変位であり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, $\Phi[\rho]$ は増幅器出力の位相変動レベルを示す. 図 5.1 に, ラップ係数 p を変化させた場合の AM/AM 特性と位相変位 α を変化させた場合の AM/PM 特性を示す. p は小さく, α は大きいほど増幅器の非線形性が強くなる.

図 5.2 に, SSPA の入力動作点 IBO(Input Back Off)を変化させた場合の信号点配置(スキータードダイアグラム)を示す. 図 5.2 より, IBO が大きく取るに従い信号の広がり小さくなり, IBO = -20[dB]では増幅器入力前とほぼ同じ信号が得られることが分かる. これは, IBO を大きくとることにより非線形増幅器の非線形性が非常に小さいところで動作し, 非線形歪みの影響が小さくなったためである. しかしながら, IBO を小さくとることにより増幅器の出力電力が小さくなり, 電力効率は劣化する

本論文で使用する SSPA は $p = 1$, $\alpha = 0.05$, IBO = 0[dB]の非常に非線形性の強い SSPA を想定する.

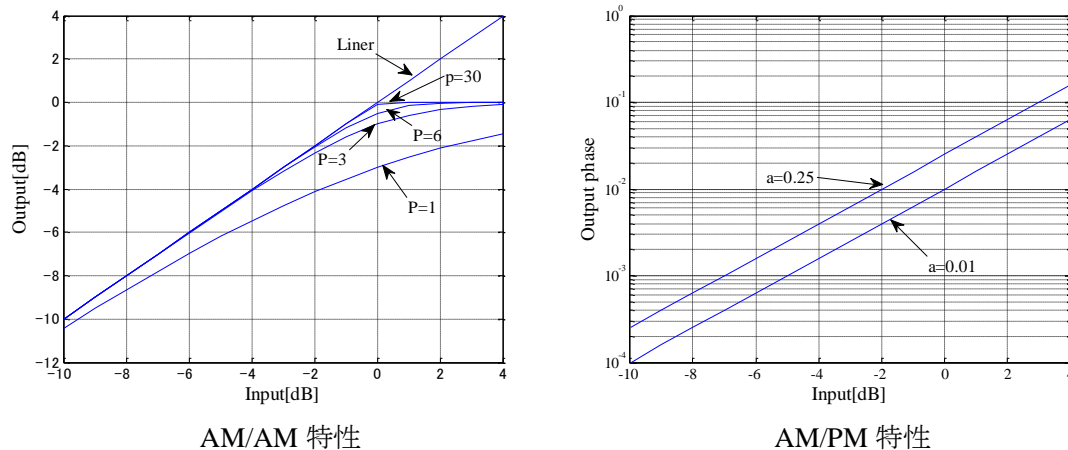
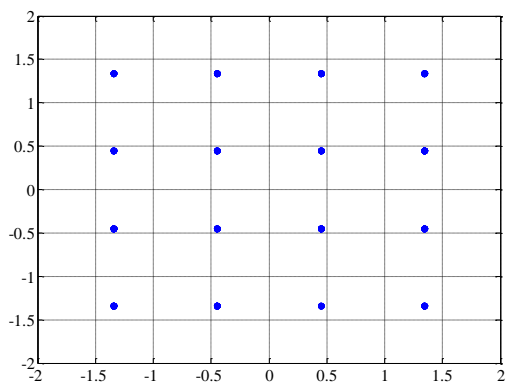
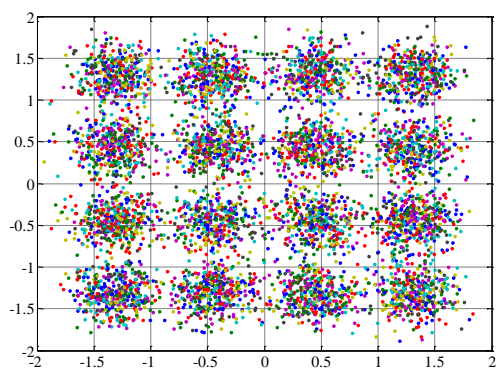


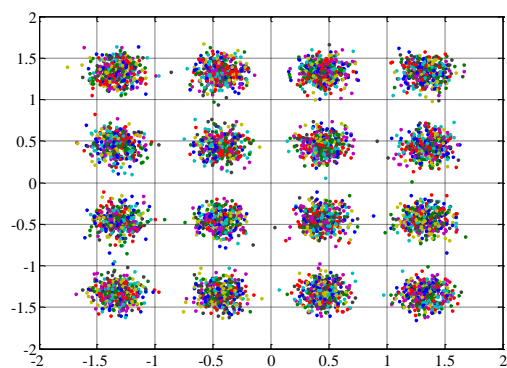
図 5.1 想定する SSPA の AM/AM, AM/PM 特性



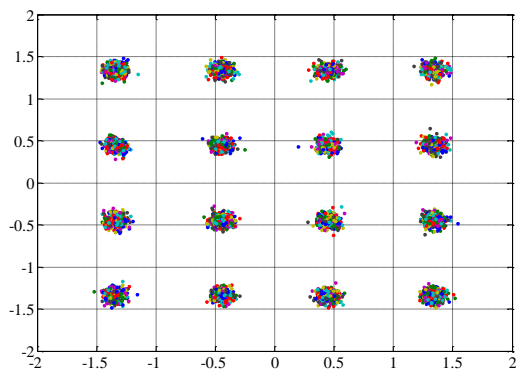
非線形増幅器入力前



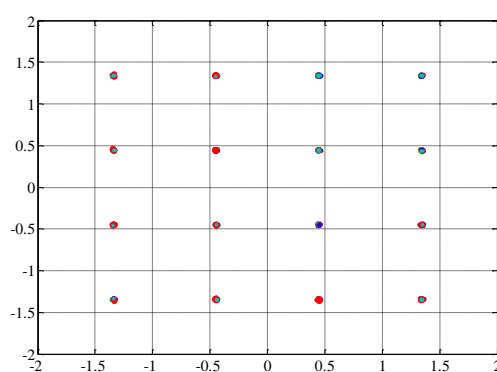
(a) IBO=0[dB]



(b) IBO=-5[dB]



(c) IBO=-10[dB]



(d) IBO=-20[dB]

図 5.2 非線形増幅器出力でのスキャターダイアグラム

5.2 提案したプリアンブルシンボルの PAPR 特性

本節では, 提案した低 PAPR プリアンブルシンボルと WiMAX で採用されているプリアンブルシンボルの PAPR 特性を比較する. 表 5.2 に, ユーザー数を変化させた場合の PAPR 特性を示す. ここで, Proposed(1)は第 1 段階における低 PAPR 化法によって得られた PAPR 特性, Proposed(2)は第 2 段階における低 PAPR 化法によって PAPR 特性を示す.

表 5.2 より, Proposed(1)は従来のプリアンブルシンボルより低い PAPR を実現していることが分かる. また, Proposed(2)は Proposed(1)より PAPR 特性が改善されており, 第 2 段階における低 PAPR 化法は, 更なる PAPR 特性の改善を達成していることが分かる.

表 5.2 従来と提案したプリアンブルシンボルの PAPR 特性

No. of FFT Point (N)	No. of Data / Symbol (M)	No. of Pilot / Symbol (MP)	No. of User (U)	PAPR [dB]		
				Conventional	Proposed(1)	Proposed(2)
256	200	200	1	5.02	0.441	0.216
256	200	100	2	4.09	0.334	0.203
256	200	50	4	3.22	0.181	0
256	200	25	8	2.14	0.152	0

5.3 提案したスキューワードパイロットの非線形増幅器の入出力信号

図 5.3 に、例としてユーザー数が 4 人の従来のスキューワードパイロットと提案したスキューワードパイロットを用いた場合の非線形増幅器の入出力信号を示す。従来のスキューワードパイロットは、提案法に比べ PAPR が大きいことから非線形歪みが発生していることが分かる。これに対し、提案したスキューワードパイロットは一定振幅のため、非線形歪みが全く発生していないことが分かる。以上の結果より、提案したスキューワードパイロットは、非線形歪みによる劣化がないため、非線形性が強い電力増幅器を用いた場合でも、優れた伝送路特性の推定精度を達成可能であることが期待できる。

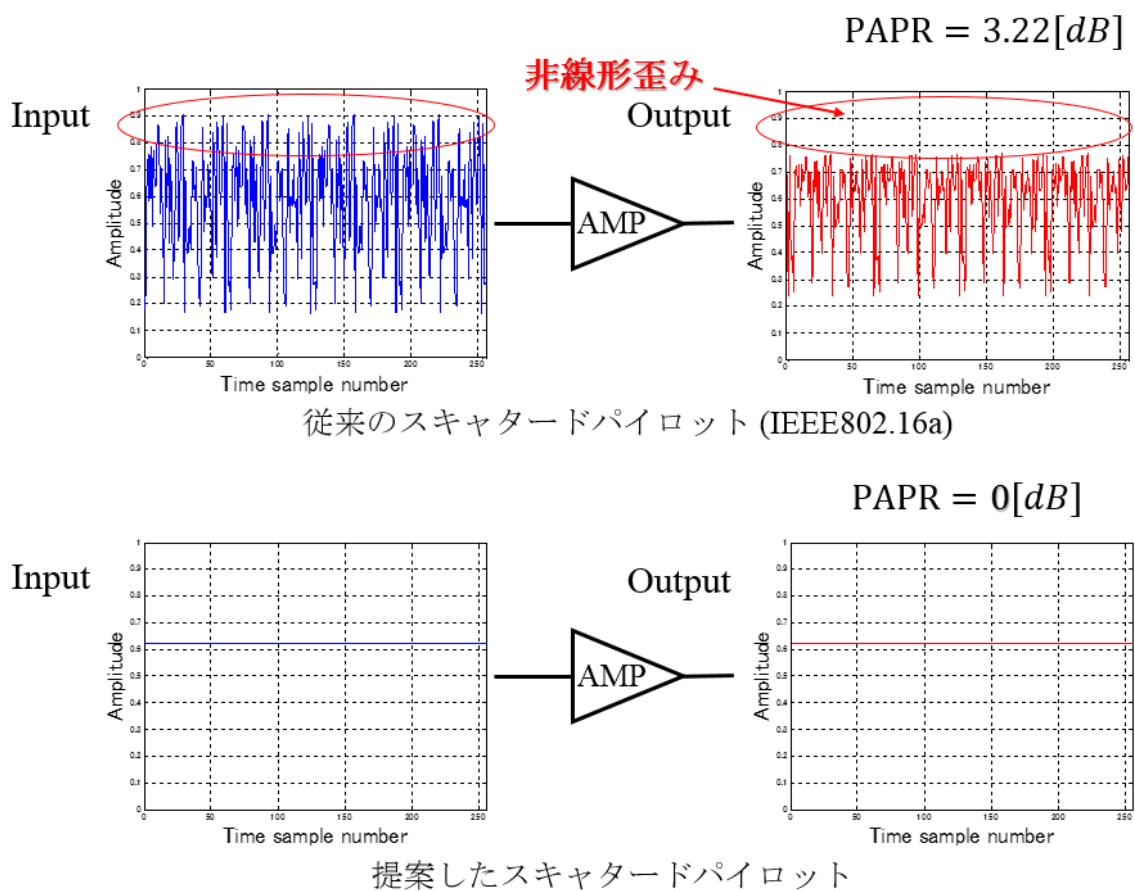


図 5.3 $U = 4$ の場合のスキューワードパイロットを入力した非線形増幅器の入出力信号

5.4 IBO を変化させた場合の伝送路特性の推定精度

提案した低 PAPR スキャタードパイロットによる伝送路特性の推定精度の有効性を実証するため、伝送路特性推定値の正規化平均二乗誤差(NMSE : Normalized Mean Square Error)を用いて評価する。NMSE は次式で表される。

$$\text{NMSE} = \frac{E[|\hat{H} - H|^2]}{E[|H|^2]} \quad (5.3)$$

ここで、 H は伝送路特性の理論値、 \hat{H} は伝送路特性の推定値を示す。

図 5.4 に、IBO を変化させた場合の NMSE 特性を示す。ただし、各ユーザーの推定精度を平均化した NMSE 特性を示す。図 5.4 から、従来の低 PAPR スキャタードパイロットでは IBO が高くなるに従って NMSE が劣化していることが分かる。この原因は、従来の低 PAPR スキャタードパイロットが、PAPR 化が不十分なため、IBO の高い領域では非線形歪みが発生し、伝送路特性の推定精度が劣化するためと考えられる。これに対して、提案した低 PAPR スキャタードパイロットは、時間軸上の振幅がほぼ一定なため、非線形歪みが発生しない。つまり IBO が高い非線形環境化においても、伝送路特性の推定精度が劣化せずに優れた伝送路特性の推定を可能としている。

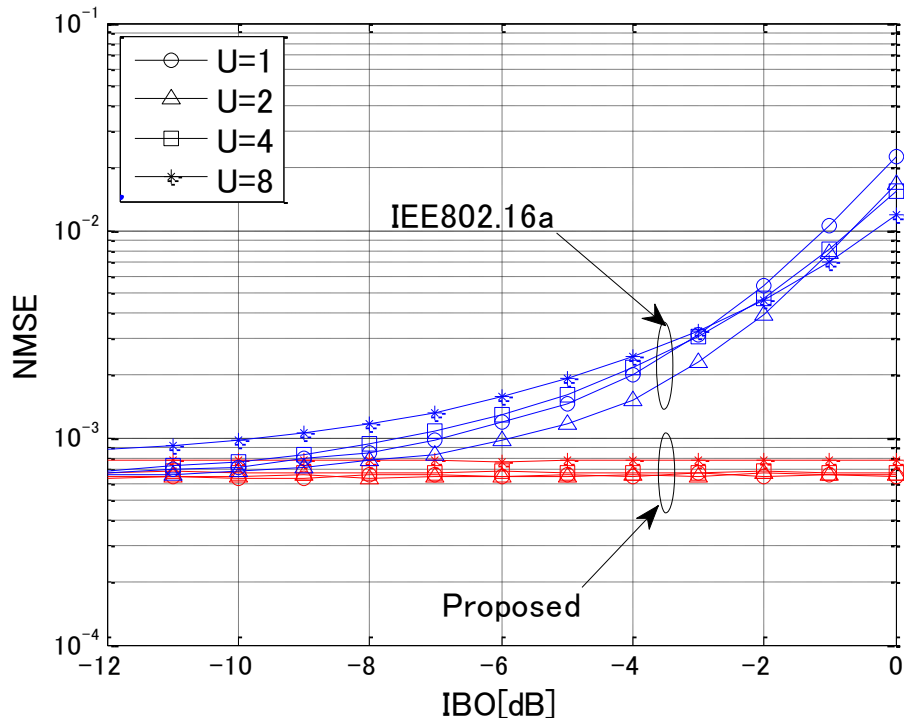


図 5.4 IBO を変化させた場合の伝送路特性推定精度

5.5 C/N を変化させた場合の伝送路特性の推定精度

図 5.5 に、C/N を変化させた場合の伝送路特性の推定精度の正規化平均二乗誤差(NMSE)特性を示す。図 5.5 から、従来の低 PAPR スキャタードパイロットに比べ、提案した低 PAPR スキャタードパイロットは、非線形歪みが発生しないため、優れた伝送路特性の推定を実現していることが分かる。

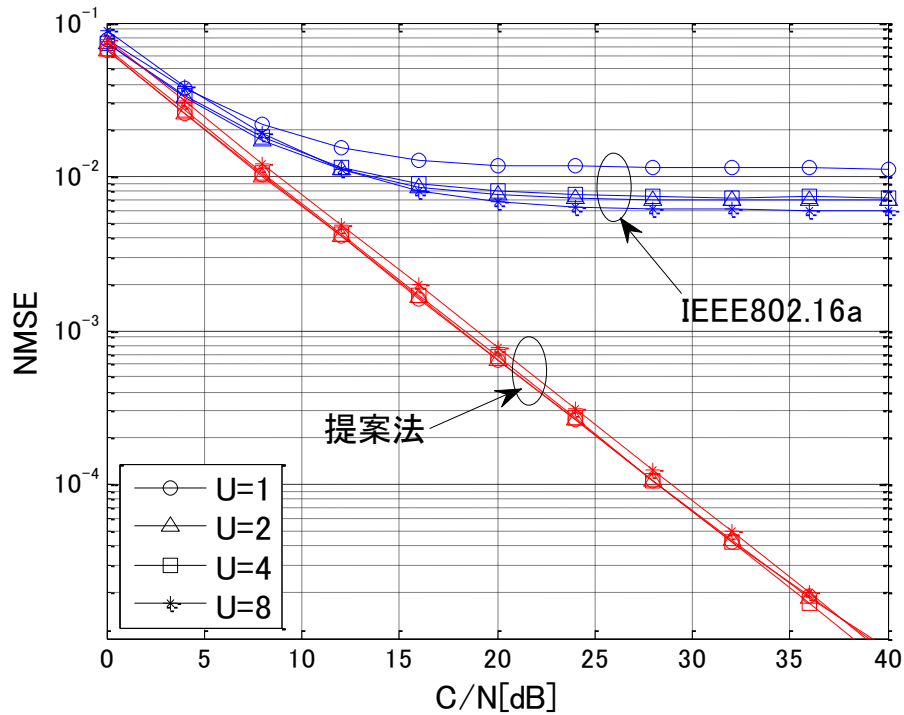


図 5.5 C/N を変化させた場合の伝送路特性推定精度

5.6 データ信号を局所配置と分散配置した OFDMA 通信システムの BER 特性

OFDMA 通信システムでは、局所配置と分散配置の二つのデータサブキャリア割り当て法が考えられている。局所配置の場合、3.1 節で説明したとおり伝送路特性に応じて最適なユーザーチャネルを選択する適応サブキャリア割り当て法の利用が可能となる。

本節では、非線形歪みによるサブキャリア間干渉の特性を理論的に解析する。その結果から、分散配置では非線形増幅器で発生する相互変調積が他ユーザーの帯域内では発生しないため、局所配置に比べて優れた BER 特性を達成可能となることを示す。

非線形性を持つ電力増幅器に OFDM 信号のような複数波を同時に増幅する場合、それらの波の組み合わせによって生じる相互変調積が他ユーザーの帯域内に落ち込み、干渉電力となる可能性がある。相互変調積のうち最も問題となるのは、3 次相互変調積である。図 5.6 に、2 波の組み合わせで発生する 3 次変調積を示す。2 波の組み合わせとして、周波数 $(2f_1 - f_2)$ と $(2f_2 - f_1)$ の相互変調積が伝送帯域内に落ち込む。

図 5.7 に、OFDMA データ信号を局所配置と分散配置のそれぞれの場合で発生する 3 次相互変調積の分布を示す。図 5.7 より、局所配置では、他ユーザーの帯域内で 3 次相互変調積が発生しているが、分散配置では、他ユーザーの帯域内で 3 次相互変調積が発生していないことが分かる。

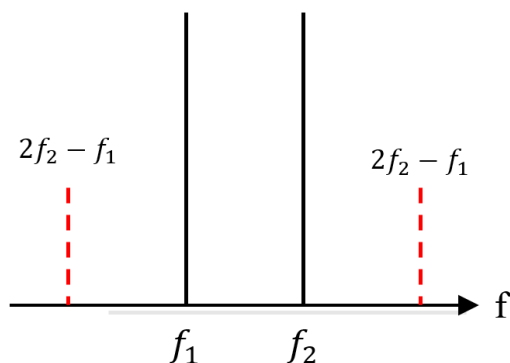


図 5.6 3 次相互変調積

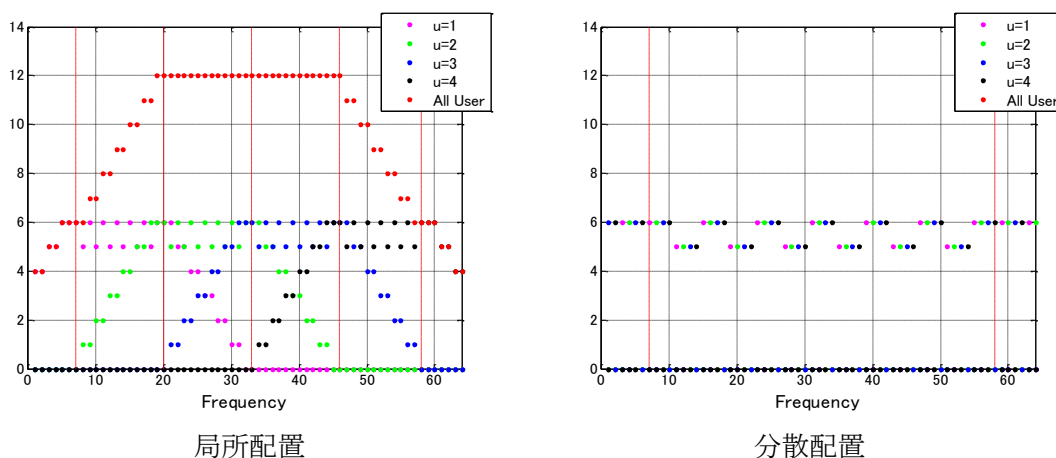


図 5.7 3 次相互変調積の分布

図 5.8 に、非線形増幅器で発生する相互変調積を示す。図より、局所配置の場合、相互変調積は他ユーザーの帯域内で発生するためユーザー間干渉が発生し、ビット誤り率(BER : Bit Error Rate)特性が大きく劣化するが、分散配置の場合には、相互変調積は他ユーザーの帯域内で発生しないため、分散配置の方が優れた BER 特性を実現できることが期待できる。

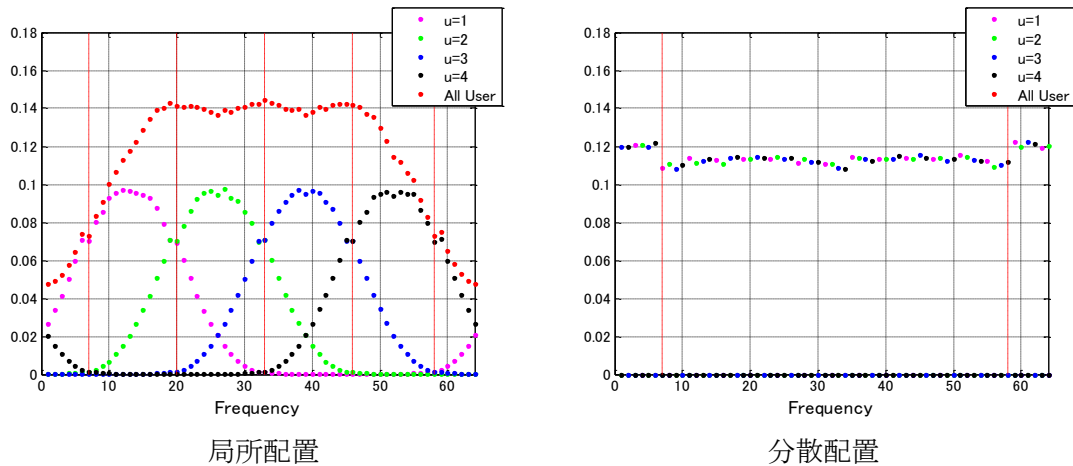


図 5.8 相互相関変調積の電力

図 5.9 に、 C/N を変化させた場合の局所配置と分散配置の BER 特性を示す。図 5.9 より、上記で説明したように分散配置では相互変調積が他ユーザーの帯域内で発生しないため、優れた BER 特性を実現できることが分かる。

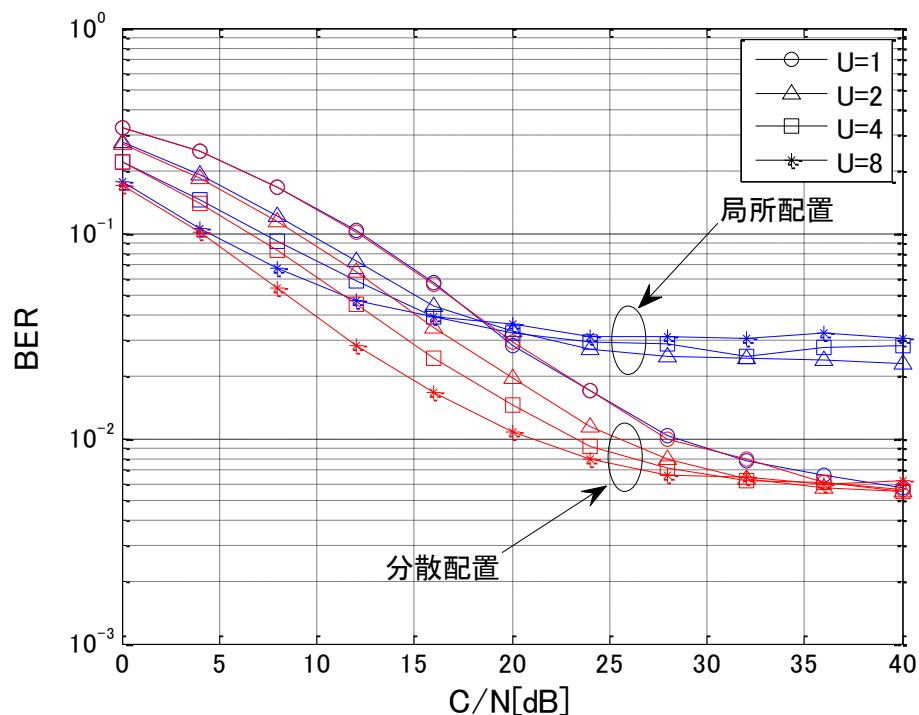


図 5.9 C/N を変化させた場合の BER 特性

第6章 むすび

OFDM 通信システムは、周波数利用効率に優れ、マルチパスフェージングに強い耐性を持つことから多くの無線通信システムの標準化方式として採用されている。また、OFDM 通信方式をアクセス方式として利用する OFDMA 通信システムは、帯域内のサブキャリアを複数のユーザーに割り当て効率的にユーザーを収容可能なため、次世代無線通信システムの有効なアクセスシステムとして注目されている。しかし、上り回線 OFDMA 通信システムでは、各ユーザー回線の伝送路特性が異なるため、基地局では、全ユーザーの伝送路特性を効率的に推定することが要求されている。本要求に応えるため、全ユーザーの伝送路特性を 1 シンボル用いて一括推定可能なスキタードパイロットが採用されている。また、上り回線 OFDMA 通信システムでは、送信端末の低サイズ化と低コスト化の実現のため、非線形性の強い電力増幅器が用いられる。PAPR 特性が高いスキタードパイロットを非線形増幅器に入力した場合は大きな非線形歪みが発生し、非線形歪みを受けたスキタードパイロットを用いて伝送路特性を推定するため、伝送路特性の推定精度が大幅に劣化する問題があった。本問題を解決するために、OFDMA 通信方式を採用している WiMAX では低 PAPR のスキタードパイロットが採用されている。しかし、低 PAPR 化が不十分であったため、更なる低 PAPR 化が要求されていた。

本論文では、上記の問題を解決するために、新たな低 PAPR スキタードパイロットの作成法を提案した。提案法は全てのサブキャリアがパイロット信号であるプリアンブルシンボルを 2 段階に分けて低 PAPR 化を行う。第 1 段階では、時間軸上の信号振幅を閾値の範囲内にクリッピングし、その影響で発生する周波数軸上の振幅変動と帯域外成分を補償するため、周波数軸上の振幅を一定にし、帯域外成分をフィルタリングにより除去する。以上の操作を繰り返し実施することで、周波数軸上の振幅が一定である条件下で低 PAPR 化を実現している。更なる PAPR 特性の改善のため、第 2 段階では周波数軸上の振幅変動をある程度許容し、時間軸上の振幅を一定にし、その影響により発生する周波数軸上の振幅変動を閾値範囲内に抑える操作を繰り返し実施することで、時間軸上でほぼ一定振幅のプリアンブルシンボルの実現が可能となった。また、得られた低 PAPR プリアンブルシンボルを、時間軸上で繰り返し利用することによって、FFT の特徴から低 PAPR を維持した全ユーザー分の周波数軸上のスキタードパイロットに変換可能となる。

本論文では、提案法を計算機シミュレーションによって評価した。その結果、WiMAX で採用されているスキタードパイロットに比べ PAPR 特性を約 3dB 改善し、非線形性の強い電力増幅器を用いた場合、伝送路特性の推定精度が大幅に改善できることを実証した。

提案した低 PAPR スキタードパイロットは、伝送路特性の推定以外にもシンボル同期や周波数オフセット推定法としての利用が可能であり、非線形回線下で高精度のシンボル同期と周波数オフセット推定法の実現が可能となることが期待される。これらの課題については、今後の課題としたい。

参考文献

- [1] 小林 英雄,“OFDM通信方式の基礎と応用技術,”トリケップス, 2004.3
- [2] 服部 武“OFDM/OFDMA教科書”, インプレスR&D, 2008.9
- [3] 森 美登利,永長 知孝,森 香津夫, 小林 英雄, “バーストモードOFDM信号のガードインターバルに関する一考察”信学技報, RCS-101-280, pp35-pp.41, 2001. 8.
- [4] Wang Fang, Yuanrum Teng, Katsuhiko Naito, Kazuo Mori, and Hideo Kobayashi, “Adaptive Method of Slot and Bit Allocation for OFDMA Transmission Systems ,” The journal of the Institute of Image Information and Television Engineers, Vol.62, No.6, pp.914-923, 2008.7.
- [5] I.N. Stiakogiannakis, D.A. Zoubouti, G.V. Tsoulos, D.I. Kaklamani, “Subcarrier allocation algorithms for multicellular OFDMA networks without Channel State Information,” 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC2008), pp.73-pp.77, 2008.5.
- [6] 安達文幸, " 第3世代移動通信のLong-Term Evolutionにおける無線アクセス技術," 信学会総合大会, BP-2-2, pp.S-13-14, 2008.3.
- [7] Zakhia Abichar, J. Morris Chang and Chau-Yun Hsu, “WiMAX or LTE: Who will Lead the Broadband Mobile Internet” IT Professional, Vol.12, Issue 3, pp.26-32, 2010.5.6.
- [8] M Driberg, Y Kuan and V Jeoti, “Low PAPR Preamble for IEEE802.16a OFDM System,” IEEE2005 pp984-989, 2005.
- [9] C.D. Moffatt, J Hoffmann, “LOW PAPR PREAMBLE FOR IMPROVED CHANNEL ESTIMATION,” Military Communications Conference ,2008.
- [10] E. Manasseh, S Ohno and M Nakamoto, “DESIGN OF LOW PAPR PREAMBLE AND PILOT SYMBOL FORCHANNEL ESTIMATION IN OFDM SYSTEMS,” International Journal of Innovative Computing, Information and Control(ICIT Internasional) Volume 7, Number 1, January 2011, pp39-50, 2011.
- [11] Aqurva N. Mody, “Low PAPR Sequences for the 802.16a Preamble” 2002 IEEE802.16 Presentation Submission Template(Rev.8.21) ,2002.
- [12] F Wang, Y Teng, K Naito, K Mori, H Kobayashi, “Adaptive Slot and Bit Allocation Method for OFDMA Transmission Systems,” Intelligent Signal Processing and Communications, 2006. ISPACS '06. International Symposium, pp79-82,2006.12.
- [13] Y. Zhao and A. Huang, “A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing, “ Proc. of IEEE VTC'97 pp. 2089-2093.
- [14] 砂糖 明彦, 高畑 文雄, “スキューワードパイロットを適用したDFTS-OFDM伝送に対する伝搬路推定補償法の一検討“ 電子情報通信学会, 2011.

- [15] Tanairat Mata et al., "Proposal of Channel Estimation Method.....", IEICE Technical Report, RCS2014-254, December 2014.
- [16] P Boonsrimuang, H Kobayashi, "Study On Mitigation Methods of Non-Linear Distortion for OFDM Based Wireless Communicatuins Systems," pp20-21,2006.12.

謝辞

本研究の遂行及び論文作成に当たり、多大なる御指導と御助言を賜った小林英雄教授，森香津夫教授，眞田耕輔教授に深く感謝申し上げます。

また，研究環境の整備等に陰ながら尽力して下さいました山本好弘技術員に深く感謝いたします。

そして，本研究のため御助力を注いで下さいました通信工学研究室大学院生，並びに学部生の皆様方に深く感謝いたします。

研究業績

- [1]. 前川卓摩, 森香津夫, 小林英雄, “最尤法を用いたOFDM信号の伝送路推定方式に関する研究,” 2015年電気関係学会東海支部連合大会, L3-1, 2015年9月.
- [2]. T. Maegawa, K.Sanada, K. Mori and H. Kobayashi, “CHANNEL ESTIMATION METHOD OF USING LOW PAPR PREAMBLE SYMBOL FOR UPLINK OFDMA SYSTEMS,” 3rd International Conference on Engineering Technology(ICET2016), August 2016.(Best Paper Award受賞).
- [3]. T. Maegawa, K.Sanada, K. Mori and H. Kobayashi, “Channel Estimation Method of Using Low PAPR Preamble Symbol for Uplink OFDMA Systems,” IS2EMU 2016, Sep. 2016.
- [4]. 前川卓摩, 眞田耕輔, 森香津夫, 小林英雄, “上り回線OFDMA通信システムの伝送路特性推定用低PAPRスキュードパイロットシンボル作成法に関する検討,” 2016年電気関係学会東海支部連合大会, H4-1, 2016年9月.