

# 修士論文

## サンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM 信号の 帯域外輻射電力抑圧法に関する研究

平成 31 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

水谷 考宏

## 目次

第 1 章	序論.....	1
1.1	研究背景・目的.....	1
1.2	論文構成.....	2
第 2 章	DFTS-OFDM 通信方式 .....	3
2.1	OFDM 通信方式 .....	3
2.2	非線形増幅器と PAPR .....	15
2.3	DFTS-OFDM 通信方式 .....	18
2.4	OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の比較.....	20
2.5	時間軸信号のシンボル間の不連続性 .....	22
2.6	帯域外輻射電力 .....	23
第 3 章	従来の帯域外輻射電力抑圧法 .....	24
3.1	窓関数手法 .....	24
3.2	Phase-Anchored 手法 .....	25
3.3	Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式.....	28
第 4 章	サンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM 信号の帯域外輻射電力抑圧 法の提案.....	32
4.1	提案方式の概要.....	32
4.2	提案する補間サンプル挿入手法 .....	33
4.3	MSE 法を用いた DFTS-OFDM 信号の補間法 .....	34
4.4	提案方式のフレーム及び送信機構成 .....	36
第 5 章	計算機シミュレーションによる特性評価.....	37
5.1	シミュレーション諸元.....	37
5.2	PAPR 特性 .....	38
5.3	電力スペクトラム特性 .....	39
5.4	ACLR 特性 .....	41
5.5	スペクトラム効率 .....	42
第 6 章	むすび.....	43
参考文献	.....	44
謝辞	.....	46
研究業績	.....	47

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景・目的

近年、スマートフォンなどの無線通信端末の普及に伴い、高速高品質な無線通信サービスの需要が高まっている。この需要に応えるため、無線通信方式の一つである OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)通信方式が注目を集めている。OFDM 通信方式は周波数軸上で直交関係にある複数の狭帯域信号(サブキャリア)を用いることで、各サブキャリアを密に配置できるため優れた周波数利用効率を持つ[1]。また、ガードインターバルを採用することで、遅延波によるシンボル間干渉を防ぐ[2]。加えて、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対する優れた耐性を持つ[3]。これらの長所により、OFDM 通信方式は地上波デジタル放送、無線 LAN、第 4 世代携帯電話システム(LTE: Long Term Evolution)の下り回線の基地局から携帯端末方向における標準化システムとして採用されている [4-5]。

OFDM 通信方式は優れた無線通信方式であるが、時間軸上でデータ情報を変調した信号を用いる単一キャリア変調方式と比較して、時間軸送信信号のピーク対平均電力比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が非常に高い特徴がある。これは OFDM 時間軸信号が、サブキャリア毎に変調された時間軸信号の合成信号となることに起因する。高 PAPR の OFDM 信号は、電力増幅器を用いる際にその非線形歪みの影響を受け、ビット誤り率(BER: Bit Error Rate)特性の劣化や、帯域外輻射電力による隣接チャネル干渉の増大といった問題を発生させる[6]。そのため、高性能な電力増幅器を用いるか、あるいは電力利用効率を下げる必要がある。これらの問題から、低コスト・低消費電力での動作が要求されるバッテリー運用の携帯端末から基地局方向の上り回線における OFDM 通信方式の利用を制限している。

高 PAPR を低減する無線通信方式として、DFTS(Discrete Fourier Transform Spreading)-OFDM 通信方式が注目を集めている。DFTS-OFDM 通信方式は、時間軸上においてデータ情報を変調した信号を DFT により周波数軸信号に変換し、変換した周波数軸信号を OFDM 通信方式におけるサブキャリアの変調信号として用いる手法である。そのため、単一キャリア変調であることから、OFDM 通信方式と比較して、低 PAPR を達成可能である[7-8]。また、OFDM 通信方式と同様に周波数軸等化の採用を可能とし、マルチパスフェージング環境下においても優れた BER 特性を示す。つまり、DFTS-OFDM 通信方式は低 PAPR の単一キャリア変調と周波数軸等化が可能な OFDM 通信方式の優れた特徴を併せ持つ方式である。これらの理由から、DFTS-OFDM 通信方式は第 4 世代携帯電話システムの上り回線の携帯端末から基地局方向における標準化システムとして採用されている[9-10]。

OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の共通の問題点の一つとして、時間軸送信信号におけるシンボル間の不連続性が挙げられる。これは、時間軸送信信号において異なる情報データから生成された個々のシンボル間で、振幅値にギャップが発生する問題である。このギャップにより時間軸送信信号は高周波成分を含むため帯域外輻射電力が増大し、その結果、隣接チャネルに干渉を及ぼす原因となっている。これに対して、シンボル間の不連続性を改善する手法が提案されている[11-13]。この不連続性を改善するためには、送信信号に冗長信号を挿入することが一般的であるが、その一例として、窓関数によるシンボル間不連続性の改善手法[14]、固定系列を DFTS-OFDM 信号に挿入する Phase-Anchored 手法[15]、DFTS-OFDM 信号のシンボルの先頭と末尾に 0 を挿入する Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式[16]などがある。窓関数手法は OFDM 通信方式の帯域外輻射電力抑圧法として提案され、DFTS-OFDM 通信方式にも適用可能である。Phase-Anchored 手法と Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式は、DFTS-OFDM 通信方式向けの帯域外輻射電力抑圧法として提案され、低処理負荷の帯域外輻射電力抑圧を実現している。上記の従来手法の問題点として、窓関数手法と Phase-Anchored 手法は、冗長信号によって極端な不連続性は改善されるが、依然として不連続性が残存する。Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式は、情報データの一部に 0 を挿入することで、PAPR が高くなる問題がある。これらの問題を解決するために、PAPR 特性を劣化させることなく、更なるシンボル間の不連続性の改善による帯域外輻射電力抑圧法が要求される。その際には、処理負荷が小さく、且つ実装が容易であることも重要である。

このような背景から、本論文では、低 PAPR を維持した低処理負荷で実装可能な新たな帯域外輻射電力抑圧法として、サンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM 信号の帯域外輻射電力抑圧法を提案する。隣接するシンボル間に、MSE 法で求めた補間サンプル値を挿入することで不連続性の発生を抑制して、高周波成分とそれに起因する帯域外輻射電力を抑制する。補間区間の補間サンプル値は先行シンボル内と後続シンボル内の複数のサンプル値を参照することで算出する。この時、補間区間の中央点に、振幅変動を抑制する補間サンプル値を挿入する。参照区間と補間区間を多項式で近似し、MSE 最適化法により多項式の未定係数を決定する。多項式の未定係数を算出する際に用いるムーアペンローズの疑似逆行列は、近似多項式の次数と参照区間のサンプル数にのみ依存するため、送信機において予め計算できる。そのため、低処理負荷で補間サンプル値を求めることができる。本論文では、計算機シミュレーションによって提案方式の有効性について実証する。

## 1.2 論文構成

本論文の構成は、第 2 章において DFTS-OFDM 通信方式について説明し、第 3 章では従来の帯域外輻射電力抑圧法について説明する。第 4 章ではサンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM 通信方式の帯域外輻射電力抑圧法を提案する。第 5 章では MATLAB を用いた計算機シミュレーションによる提案方式の特性評価の結果について示す。第 6 章で本論文をまとめ、また今後の課題等を述べる。

## 第2章 DFTS-OFDM 通信方式

本章では、本論文にて検討する DFTS-OFDM 通信方式の概要について述べる。最初に、DFTS-OFDM 通信方式の基礎となる OFDM 通信方式について述べる。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軸上で多重するデジタル変調方式であり、LTE の下り回線の標準化システムとして採用されている。次に、OFDM 通信方式の問題点である PAPR 特性と、非線形増幅器による影響について述べる。次に、OFDM 通信方式の高 PAPR を改善した、DFTS-OFDM 通信方式について述べる。DFTS-OFDM 通信方式は低 PAPR 特性であり、周波数領域等化方式を可能とすることから、LTE の上り回線の標準化システムとして採用されている。次に、OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の比較について述べる。次に、OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の共通の問題点の一つとして挙げられる、時間軸送信信号におけるシンボル間の不連続性について述べる。最後に、非線形回線シンボル間の不連続性によって生じる帯域外輻射電力について述べる。

### 2.1 OFDM 通信方式

OFDM 通信方式は、直交周波数分割多重化方式と呼ばれる通り多重化方式の1種であり、周波数軸上で互いに直交関係を持つ複数サブキャリアを多重化する方式である。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環境下においても優れた特性を持つ。また、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。

OFDM 通信の特徴について説明する。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に示すように、OFDM 通信方式では、FDM(Frequency Division Multiplexing)通信方式と違い、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 通信方式では、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を持つことから、このように重なり合ってもサブキャリア間で干渉しない特徴を持つ。

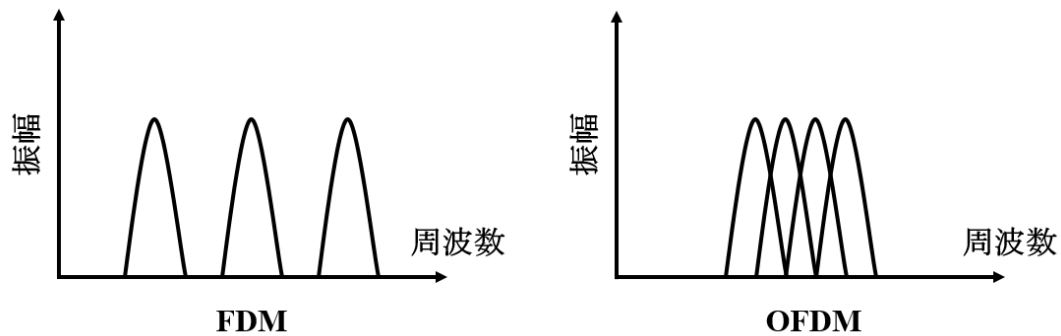


図2.1 周波数軸と時間軸信号の関係

OFDM通信方式の利点と欠点を以下に示す.

[利点]

- 複数の狭帯域の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.
- 各サブキャリアのスペクトルを密に配置でき，周波数帯域の利用効率が低い.
- 伝送路によって変調方式を選択することが可能である.

[欠点]

- 複数のキャリアの直交性を保つために，高精度なシンボル同期と周波数同期を要するので，送受信機の構成が複雑になる.
- 送信時間軸信号が，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である PAPR(Peak to Average Power Ratio)が大きくなる.

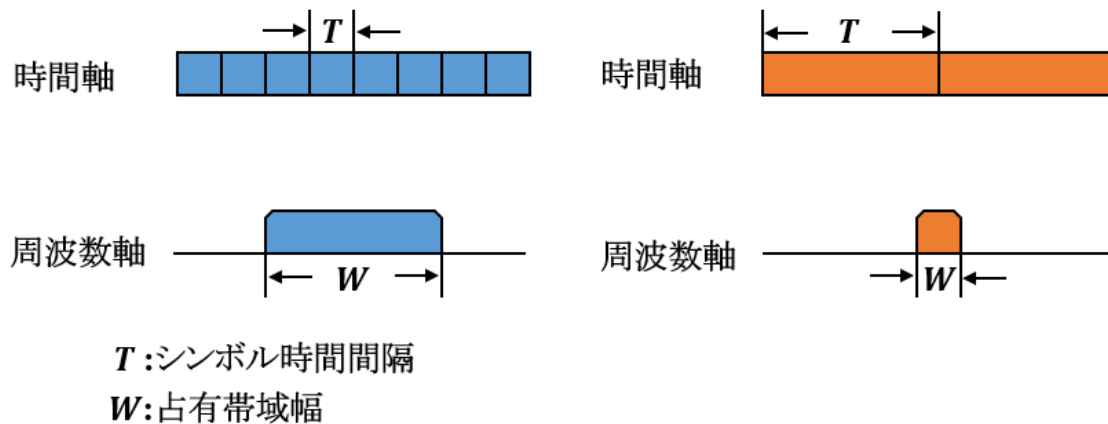


図 2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送の違い

OFDM 通信方式の特徴の一つとして各サブキャリアが狭帯域伝送であることが挙げられる．ここで，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．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 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 $W$ は広く，時間軸上ではシンボル時間間隔 $T$ 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持つことになる．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 に示すように，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．これらの関係から，図 2.4 に示すように与えられた周波数帯域幅で同じ伝送速度を実現する場合には，複数の狭帯域サブキャリアを FDM で多重化して伝送する場合の方が，1 波で広帯域伝送する場合に比べて振幅と遅延歪みに対する耐性を改善可能となる[1]．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．



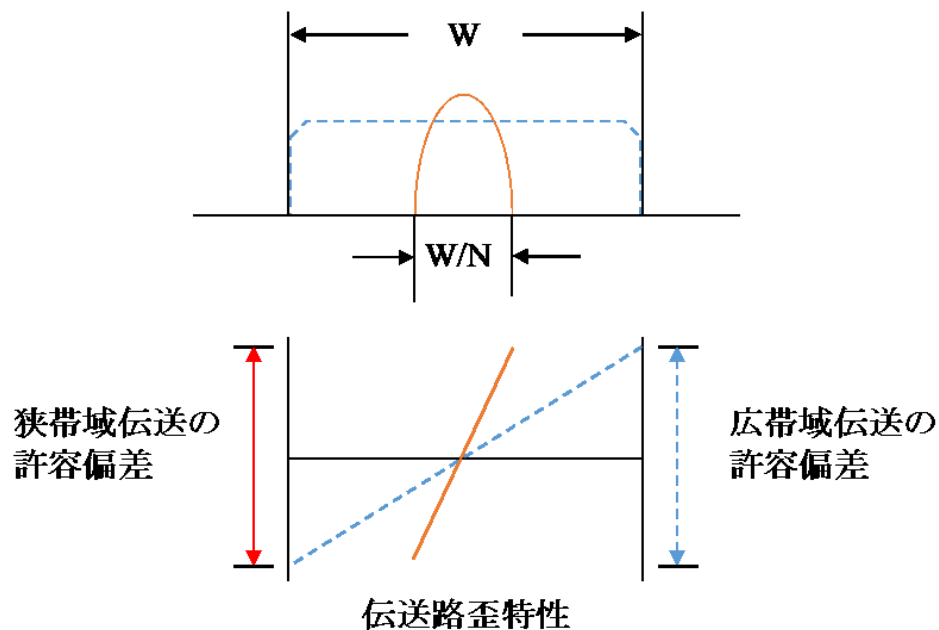


図 2.3 占有帯域幅と伝送路歪みの関係

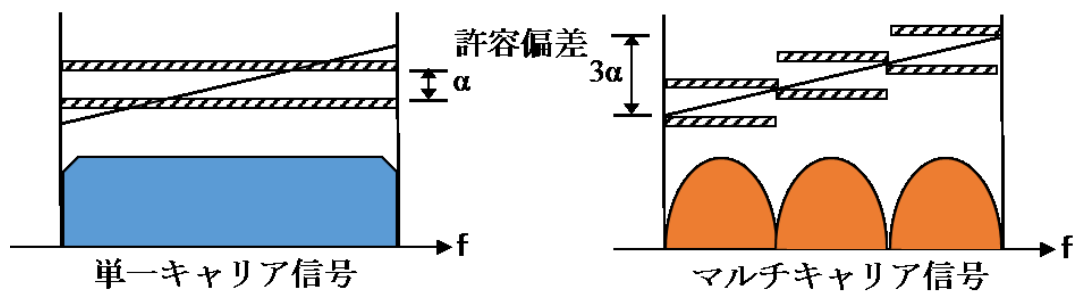


図 2.4 単一キャリア信号とマルチキャリア信号

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、信号波の占有帯域幅が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、この特徴を利用した方式である。



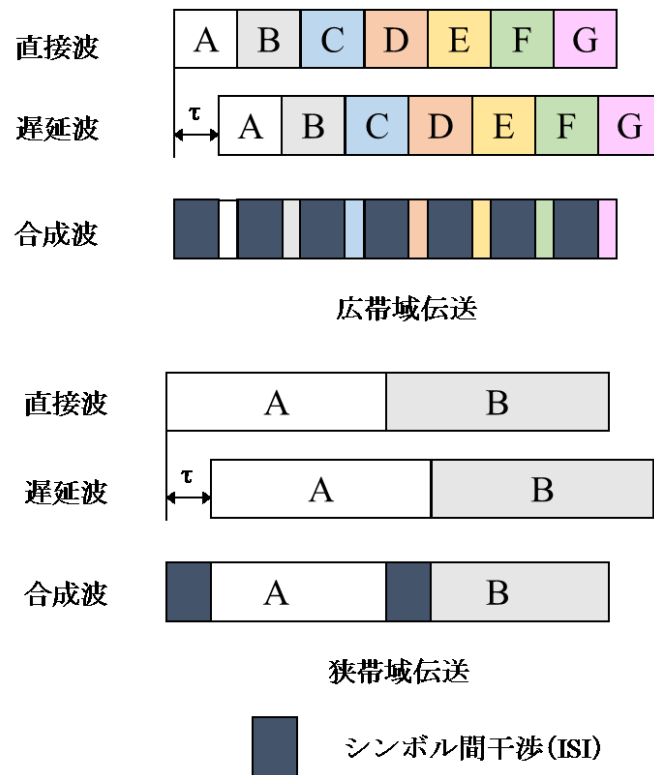


図 2.5 広帯域伝送と狭帯域伝送の遅延波への耐性

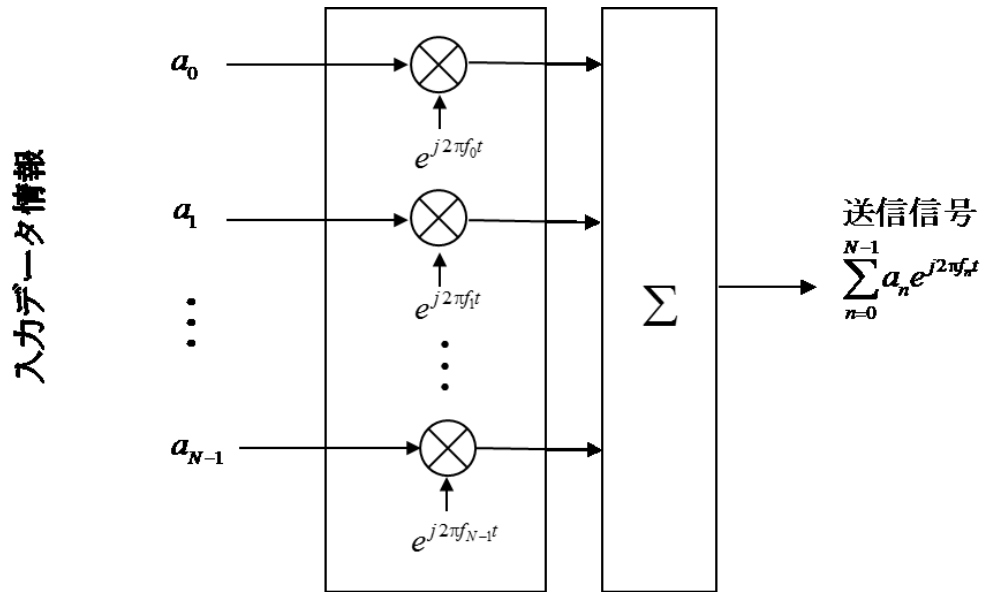


図 2.6 多周波変調方式の送信器構成

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．

送信機では  $N$  個の入力データ情報  $a_n$  ( $0 \leq n \leq N-1$ ) 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 AM 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 に示すように， $k$  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．

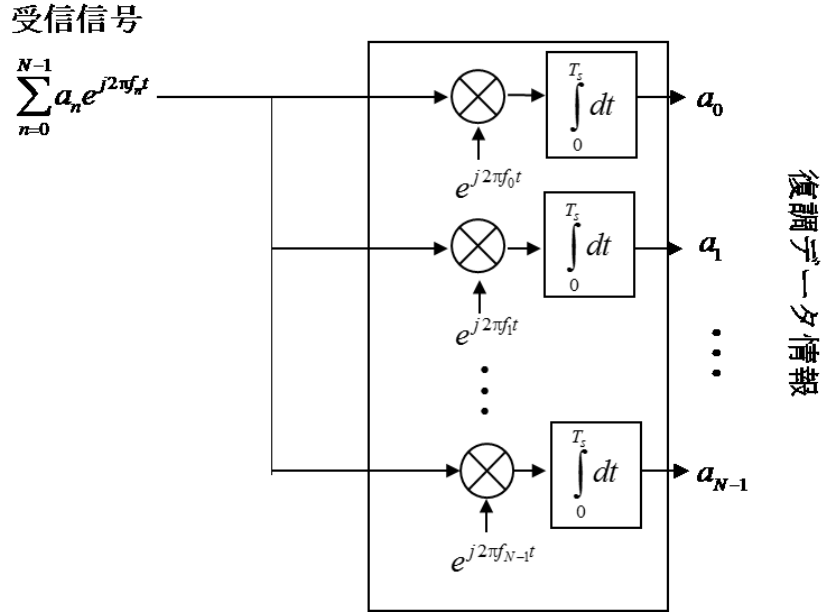


図 2.7 多周波変調方式の受信器構成

ここで，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．

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

式(2.2)より，積分器出力は  $N$  個のサブキャリアの和で与えられることが分かる．ここで， $n = k$  の場合，式(2.2)の右辺は次式となる．

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

一方， $n \neq k$  の場合には，周波数間隔 $\Delta f$ とシンボル時間間隔 $T_s$ の積である $\Delta f \cdot T_s$ の値の取り方により，式(2.2)は次式のように展開可能である．

$$\begin{aligned}
 b_k(T_s) &= 0 & \text{if } \Delta f \cdot T_s = m \\
 b_k(T_s) &\neq 0 & \text{if } \Delta f \cdot T_s \neq m \quad (m = \text{整数})
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

式(2.4)より，

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

の関係が成立する場合には， $n = k$  の場合を除き式(2.2)の右辺は 0 となる．すなわち，式(2.2)は式(2.3)となり正しく  $k$  番目の送信データ情報が復調されたことになる．一方， $\Delta f \cdot T_s = m$  ( $m = \text{整数}$ )の関係が成り立たない場合， $b_k \cdot T_s \neq 0$  となり， $k$  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．即ち，式(2.5)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。

ここで、図 2.9・式(2.6)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表現する。

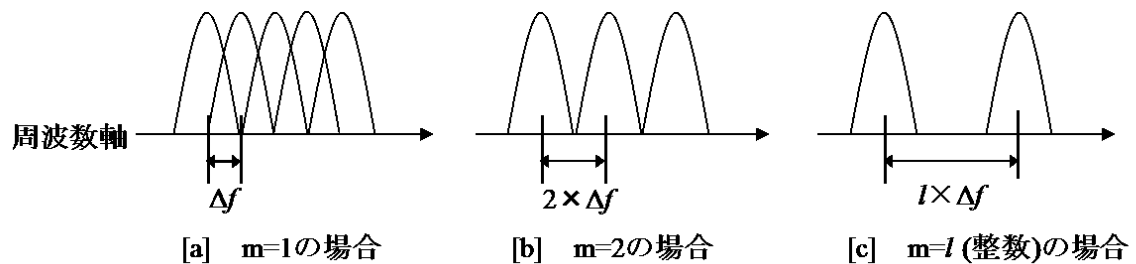


図 2.8  $m$  の値によるサブキャリア配置

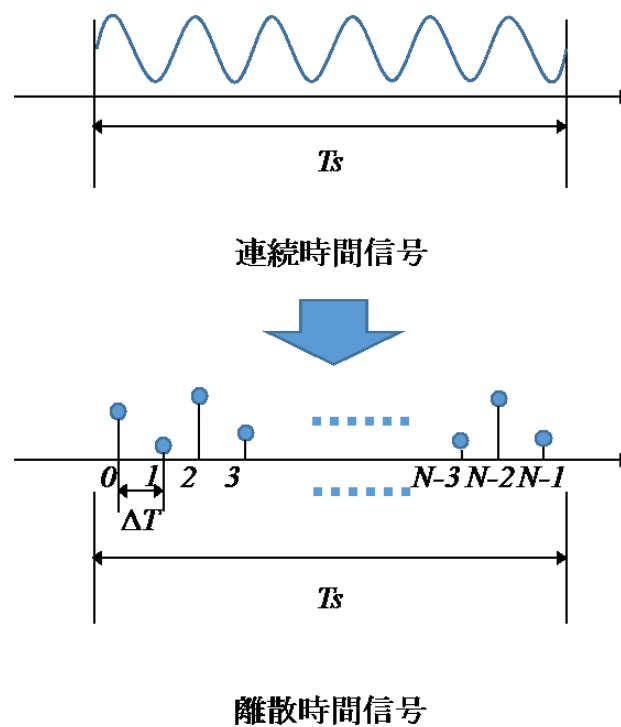


図 2.9 連続時間信号から離散時間信号への変換

$$t \rightarrow k \cdot \frac{T_s}{N} = k \cdot \Delta t \quad (2.6)$$

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

$$f_n \rightarrow n \cdot \Delta f \quad (n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (2.7)$$

式(2.6)、(2.7)の関係を式(2.1)に代入すると、次式に示すように変調信号は離散的な時間軸上の信号として表現することができる。

$$S(k \cdot \Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi n \cdot \Delta f k \cdot \Delta t} \quad (2.8)$$

一方、OFDM 信号であるための条件である式(2.5)は、式(2.6)を用いて

$$\Delta f \cdot T_s = \Delta f \cdot N \Delta t = 1 \quad (2.9)$$

式(2.8)、(2.9)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。

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2.10)$$

式(2.10)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、 $a_n$  の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、ポイント数である  $N$  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 通信方式ではポイント数  $N$  を 2 の倍数に設定するのが一般的である。また、式(2.10)の時間軸信号を高速フーリエ変換(FFT)すると、次式のように入力データ情報  $a_n$  を取り出すことができる。

$$\hat{a}_i = \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} = a_i \quad (2.11)$$

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得ることができる。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できる。

次に OFDM 通信方式のガードインターバルの役割について説明する。OFDM 通信方式のマルチパスフェージングに対する優れた特性はガードインターバルの付加によって得られる。無線通信を行う際、マルチパスフェージングによりシンボルの周期性が崩れることによってシンボル間干渉が発生し、BER 特性が大幅な劣化することが問題となっている。このシンボル間干渉による問題はガードインターバルの付加によりシンボルの周期性を満足させることで解消できる。図 2.10 にガードインターバルの付加法について示す。図 2.10 に示すように、ガードインターバルは OFDM 信号の最後尾の一部をコピーしてシンボルの先頭に付加する。ガードインターバル時間はマルチパスの遅延時間を考慮した長さを設定する。ガードインターバル長 GI は冗長信号であるため、伝送効率は劣化してしまう。しかしながら、ガードインターバルを付加することにより、マルチパスフェージングにおけるシンボル間干渉を補償し、優れた伝送特性を得られることになる。

図 2.11 にガードインターバルの役割を示す。図 2.11 に示すように、マルチパスフェージング環境において OFDM 信号の直接波と遅延波が存在する。ガードインターバル無しの場合では、遅延波が前後のシンボルに干渉を及ぼすことが分かる。ガードインターバル有りの場合では、遅延波による干渉は、ガードインターバル長 GI を遅延時間の考慮した長さにするすることで、前後のシンボルへの干渉を防ぐことが出来る。

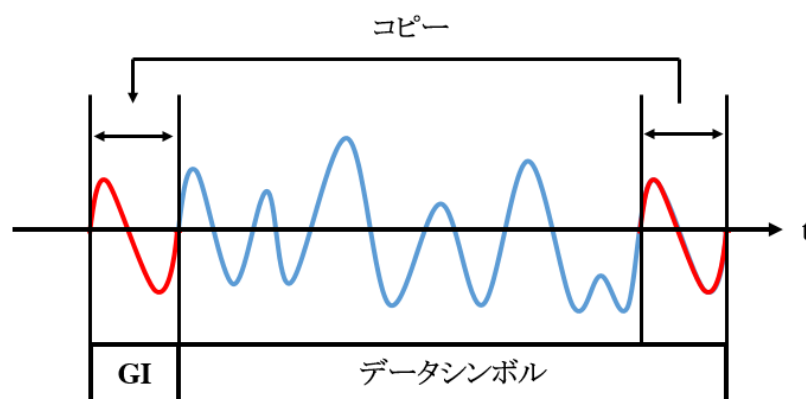


図 2.10 ガードインターバルの付加

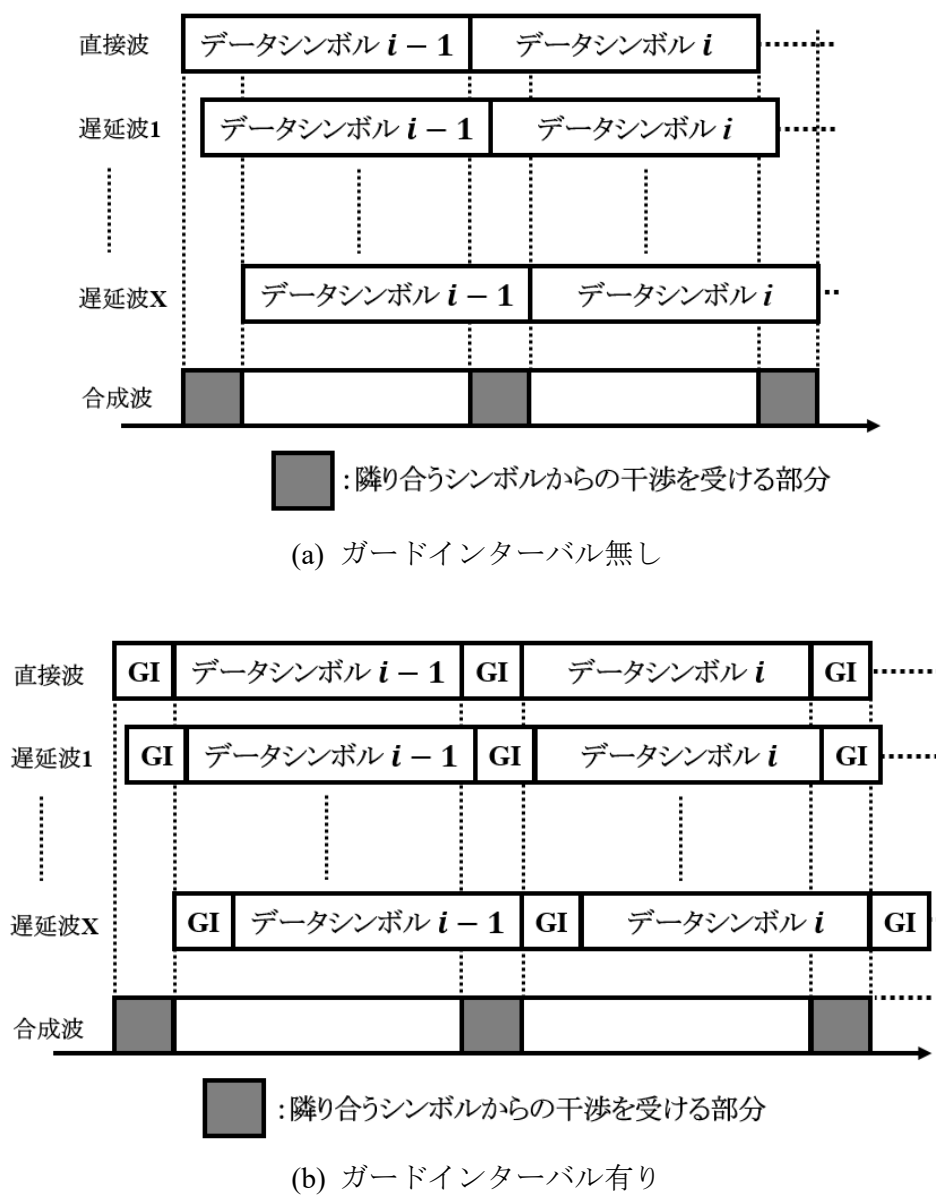


図 2.11 ガードインターバルの効果



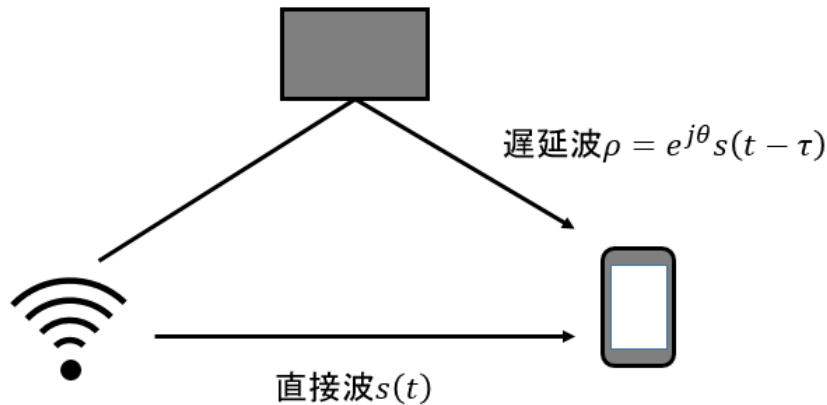


図 2.12 マルチパスフェージング環境

次に、OFDM 通信方式のマルチパスフェージング環境における受信信号について説明する。図 2.12 に、直接波と遅延波の 2 波から構成されるマルチパスフェージング環境下の受信信号について示す。ここで、 $\rho$ 、 $\theta$ 、 $\tau$  はそれぞれ遅延波の振幅、位相、遅延時間を示す。搬送波周波数を  $f_c$  とすると直接波と遅延波の時間軸上の合成波  $r(t)$  は次式によって表される。

$$r(t) = \{s(t) + \rho e^{j\theta} s(t - \tau)\} e^{j2\pi f_c t} \quad (2.12)$$

式(2.12) の周波数軸上の信号は、フーリエ変換することにより次式となる。

$$R(f) = S(f - f_c) \{1 + \rho e^{-2\pi(f - f_c)\tau} \cdot e^{j\theta}\} = S(f - f_c) \cdot H(f - f_c) \quad (2.13)$$

ここで、 $H(f)$  はマルチパスフェージング環境下における周波数軸上の伝送路特性を示し、次式によって表される。

$$H(f) = 1 + \rho e^{-2\pi f \tau} \cdot e^{j\theta} \quad (2.14)$$

式 (2.13) より、受信信号は周波数軸上の送信データと周波数軸上の伝送路特性の積で与えられている。そのため、周波数軸等化によるマルチパスフェージングの補償が容易である。式 (2.14) より、マルチパスフェージング環境における周波数軸上の伝送路特性は遅延波の振幅  $\rho$ 、位相  $\theta$ 、遅延時間  $\tau$  を用いて表現できることが分かる。ガードインターバル長を遅延時間  $\tau$  より大きくすることで、シンボル間干渉を防ぎ、高精度に情報データを復調可能となる。

## 2.2 非線形増幅器と PAPR

非線形増幅器と PAPR 特性について説明する．OFDM 通信方式は，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ため振幅変動が大きい．DFTS-OFDM 通信方式のような単一キャリア伝送信号は，時間軸上にデータ情報を変調した信号を挿入するため，振幅変動が OFDM 通信方式と比較して小さい．この二つの通信方式の時間軸信号の振幅変動の特性を評価には，次式で定義される PAPR 特性を用いるのが一般的である．

$$\text{PAPR} = 10\log_{10} \frac{\max |x_k|^2}{E[|x_k|^2]} \quad (2.15)$$

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

図 2.13 に OFDM 信号と DFTS-OFDM 信号の時間軸振幅特性を示す．図 2.13 より，DFTS-OFDM 信号は OFDM 信号と比較して，振幅変動が小さいことが分かる．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帯域外輻射電力の増加と誤り率特性の劣化を招く．そのため，振幅変動は小さい方が望ましい．

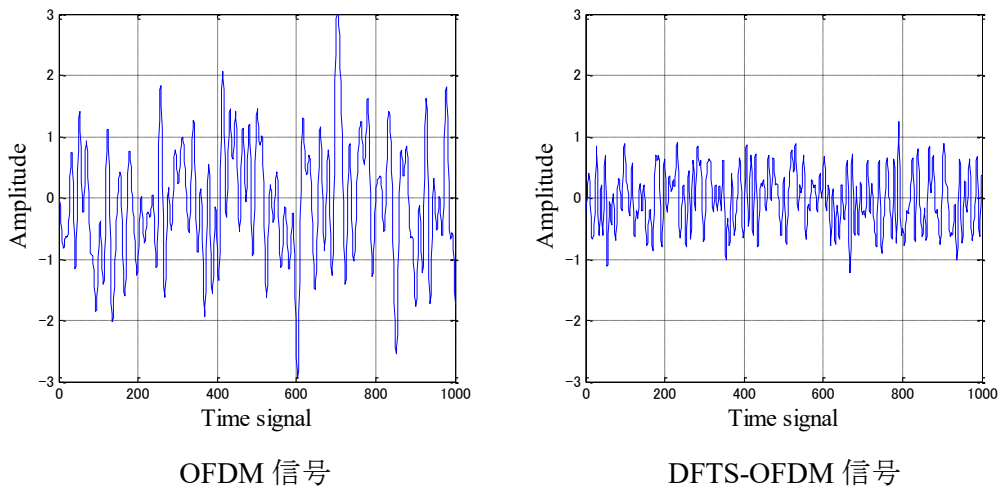


図 2.13 DFTS-OFDM 信号と OFDM 信号の振幅変動

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。

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^{2p}]^{1/2p}} \quad (2.16)$$

ここで、 $\rho$  は入力振幅レベル、 $A$  は飽和出力レベル、 $p$  はラップ係数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を示す。図 2.14 にラップ係数  $p$  を変化させた場合の入出力特性を示す。図 2.14 より、ラップ係数  $p$  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 2.15 にラップ係数を 1 に固定し、ピーク電力のマーゲン度合であるインプットバックオフ(IBO)を変化させた場合のスクエアドダイヤグラムを示す。図 2.17 より、IBO が大きいほど信号の広がりが小さくなり、 $IBO = -20[\text{dB}]$ では増幅器入力前とほぼ同じ信号が得られている。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。

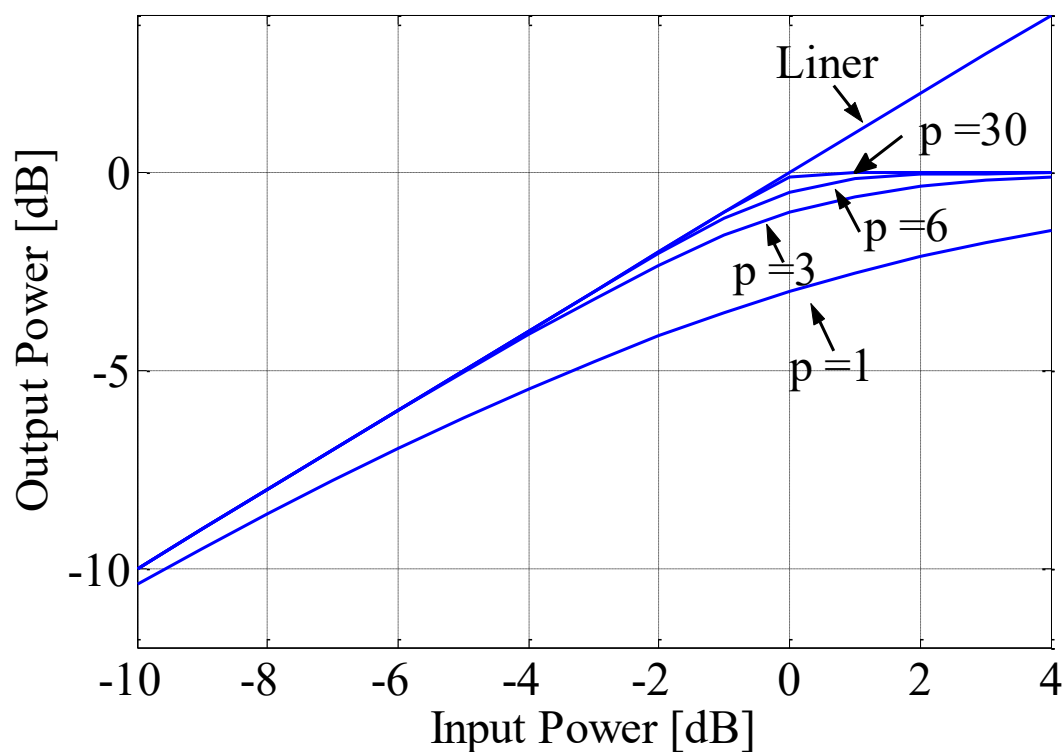
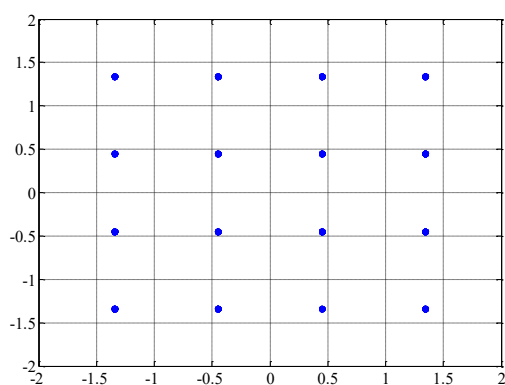


図 2.14 SSPA 増幅器の入出力特性



非線形増幅器入力前

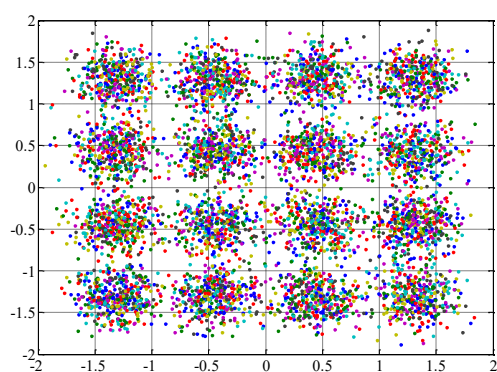
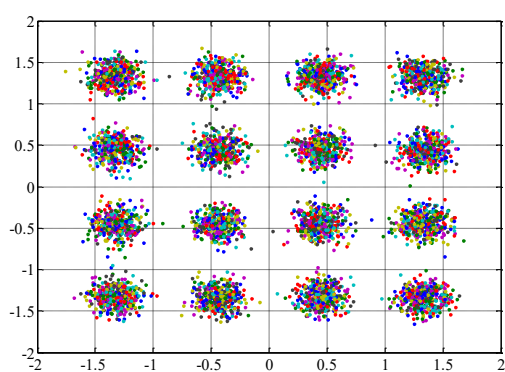
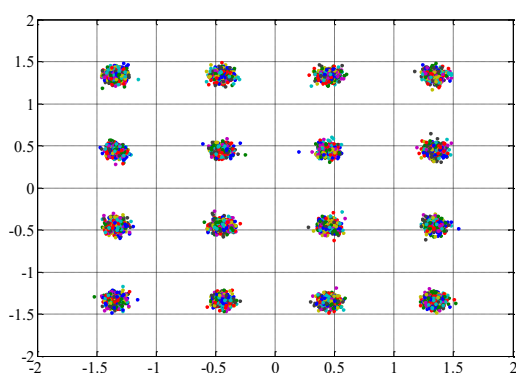
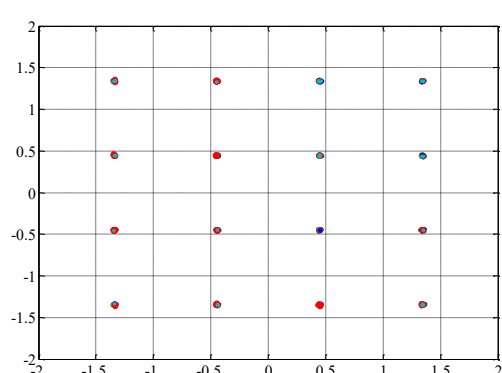
(a)  $\text{IBO} = 0[\text{dB}]$ (b)  $\text{IBO} = -5[\text{dB}]$ (c)  $\text{IBO} = -10[\text{dB}]$ (d)  $\text{IBO} = -20[\text{dB}]$ 

図 2.15 非線形回線下のスキュードダイアグラム

### 2.3 DFTS-OFDM 通信方式

DFTS-OFDM 通信方式は、マルチパスフェージングの補償が可能であり、OFDM 通信方式の欠点である高 PAPR を改善する通信方式として注目を集めている。時間軸信号において変調を行うことから単一キャリア伝送方式と同等の PAPR 特性を持つ。DFTS-OFDM 通信方式は、時間軸上の情報信号を DFT 処理により周波数軸信号に変換し、変換した周波数軸信号を OFDM 通信方式のサブキャリアとして用いる手法であるため、単一キャリア伝送方式と OFDM 通信方式の長所を併せ持つ。OFDM 通信方式と同様にガードインターバルを採用することによってシンボル間干渉を防ぎ、またマルチパスフェージングに対する良好な BER 特性を達成可能とする。

ここで、DFTS-OFDM 通信方式の送受信機構成について説明する。図 2.16 に DFTS-OFDM 通信方式における送受信機構成を示す。変調された  $M$  個の時間軸上の送信データ情報は、DFT 処理によって、 $M$  個の周波数軸上信号へと変換される。 $M$  個の周波数軸上信号は、 $N$  個の周波数軸上に配置され、IFFT 処理により  $N$  ポイントの時間軸信号に変換される。 $N$  ポイントの時間軸信号は、 $N_g$  ポイントのガードインターバルが付加されて  $(N + N_g)$  ポイントの時間軸信号となった後、送信される。受信機において、受信した時間軸信号はガードインターバルを除去した後、FFT 処理により周波数軸信号に変換される。ここで、プリアンブルシンボルを利用して周波数軸上で伝送路推定を行い、これを用いたデータシンボルの周波数軸等化が行われる。周波数軸等化方式としては、従来の OFDM 方式で利用される ZF(Zero Forcing)周波数軸等化以外に MMSE(Minimum Mean Square Error)周波数軸等化方式の利用を可能とする。特に MMSE 等化方式の採用は、送信側の FFT 操作により周波数軸上で拡散された情報データを等化することになり、これにより周波数ダイバーシティ利得が得られ誤り率特性の改善が可能となる。周波数軸等化後、パイロット信号を取り除き、IDFT により時間軸信号に変換することにより、元の時間軸上データは復調される。図 2.16 に示すように、DFTS-OFDM 通信方式と OFDM 通信方式の送受信機構成の違いは、サブキャリアマッピングする前の処理とサブキャリアデマッピングした後の処理である。DFTS-OFDM 通信方式では、送信データ信号を時間軸上に挿入し DFT 処理した信号をサブキャリアマッピングする。また、受信側ではサブキャリアデマッピングした信号を IDFT 処理し復調する。DFTS-OFDM 通信方式は、OFDM 通信方式にこれらの演算処理を追加することで PAPR 特性を改善した通信方式である。

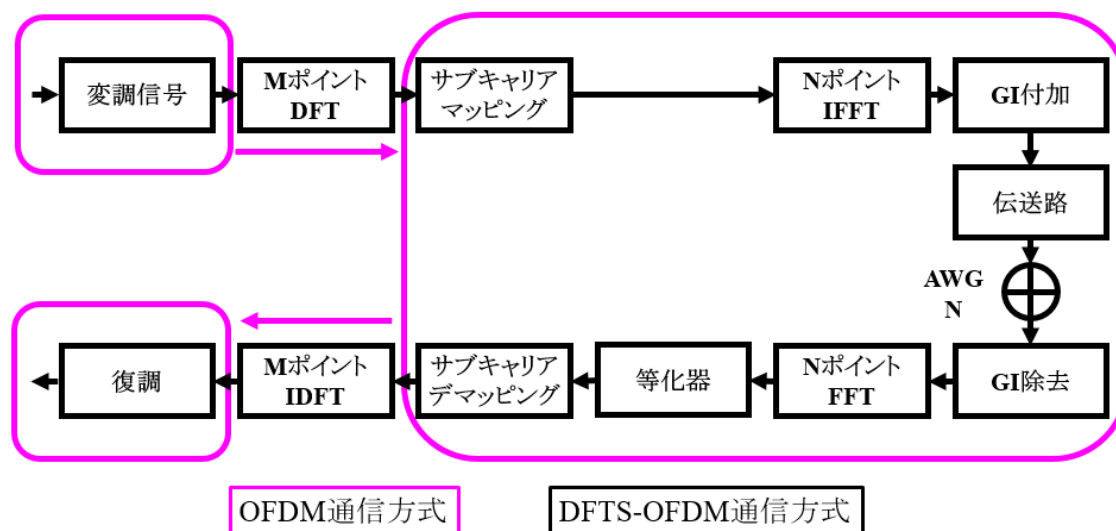
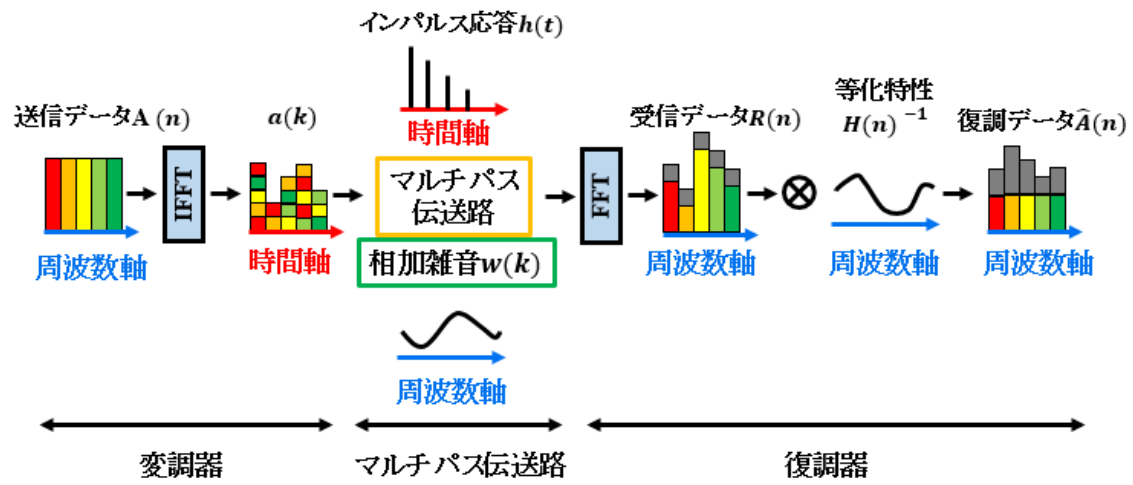


図 2.16 DFTS-OFDM 通信方式の送受信機構成

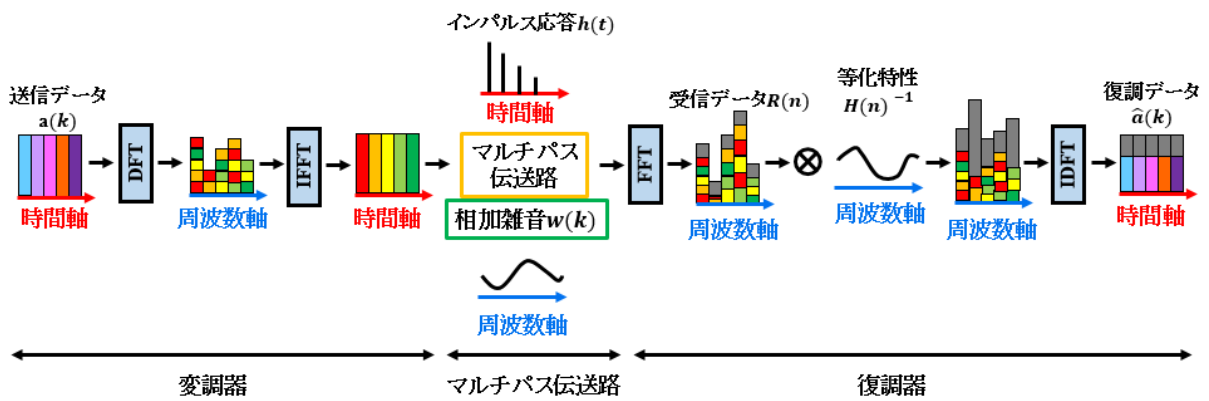
## 2.4 OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の比較

OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の比較について説明する．図 2.14 に OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の送受信機構成を示す．図 2.17(a)に示すように，OFDM 通信方式は周波数軸上にデータ情報を変調した信号を挿入する方式である．OFDM 通信方式における時間軸送信信号は，データ情報を変調した信号を IFFT 処理することにより得られる．マルチキャリアを IFFT 処理するため，OFDM 通信方式における時間軸信号の振幅変動は激しい．図 2.17(b)に示すように，DFTS-OFDM は時間軸上にデータ情報を変調した信号を挿入する方式である．そのため，振幅の変動は少ない．ゆえに，OFDM 通信方式に比べて DFTS-OFDM 通信方式は PAPR 特性が優れている．また，DFTS-OFDM 通信方式における周波数軸等化は，DFT 処理により周波数軸上で拡散された情報信号を等化することになり，これにより周波数ダイバーシティ利得が得られ誤り率特性の改善が可能となる．等化の際には，MMSE 等化方式によって周波数軸上で雑音も除去も行われるため，誤り率特性の改善が可能である．





(a) 周波数軸変調による OFDM 通信方式の送受信機構成



(b) 時間軸変調による DFTS-OFDM 通信方式の送受信機構成

図 2.17 OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の送受信機構成

## 2.5 時間軸信号のシンボル間の不連続性

OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式における時間軸信号のシンボル間の不連続性について説明する．図 2.18 に OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式の時間軸信号におけるフレーム構成を示す．図 2.18 に示すように，OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式はいくつかのシンボルをまとめてフレームとして送信する．その際，シンボル毎に処理が行われるため，各シンボルは異なる情報データを生成し，送信する．図 2.19 に DFTS-OFDM 信号の時間軸信号を示す．図 2.19 に示すように  $i-1$  番目のシンボルと  $i$  番目のシンボルは独立しているため， $i-1$  番目のシンボル内の最後のサンプル値と  $i$  番目のシンボル内の最初のサンプル値にギャップが発生する．このギャップは高周波数成分を含んでいるため，帯域外輻射電力し，その結果，隣接チャンネルに干渉を及ぼす原因となっている．

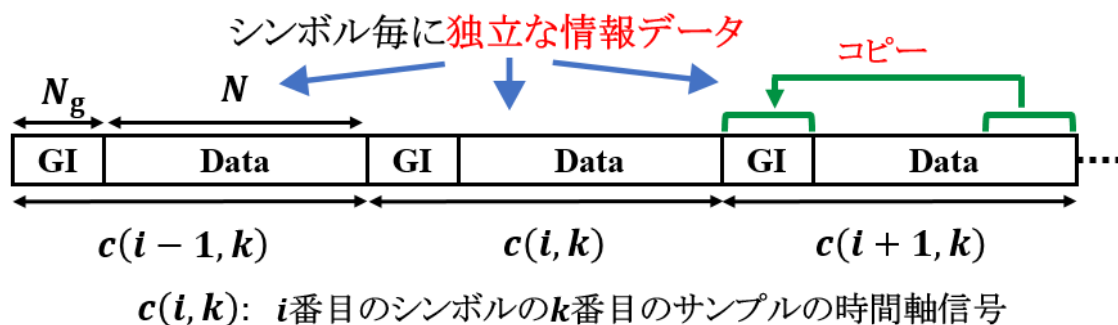


図 2.18 OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式のフレーム構成

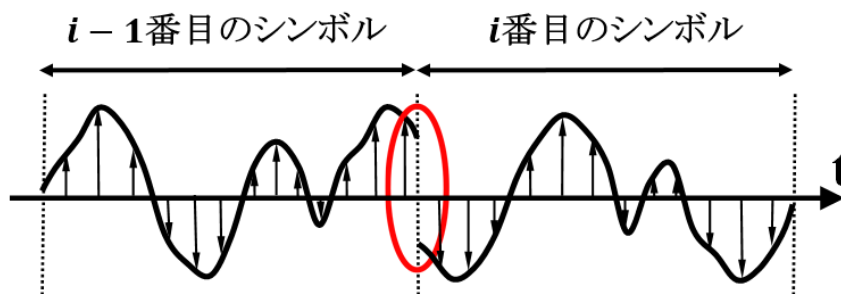


図 2.19 DFTS-OFDM 通信方式の時間軸信号

## 2.6 帯域外輻射電力

帯域外輻射電力による問題について説明する．帯域外輻射とは，占有帯域外領域に生じる歪み成分のことである．図 2.20 に帯域外輻射電力による隣接チャネル干渉を示す．図 2.20 に示すように，帯域外輻射電力は隣接チャネルに干渉を及ぼす原因として問題となっている．帯域外輻射電力の増加原因として，電力増幅器による非線形歪みや，シンボル間の不連続性が挙げられる．この帯域外輻射によって，漏洩した電力は，隣接チャネルに影響を及ぼさない程度に抑える必要がある．ここで，帯域外輻射電力による隣接チャネル漏洩電力比 (ACLR: Adjacent Channel leakage Ratio) は次式によって定義する．

$$\text{ACLR}(\Delta f) = 10 \log_{10} \left( \frac{\int_{\frac{-W}{2}}^{\frac{W}{2}} P_s(f) df}{2 \int_{\Delta f - \frac{W}{2}}^{\Delta f + \frac{W}{2}} P_s(f) df} \right) \quad (2.10)$$

式(2.10)に示す $\Delta f$ は周波数帯域におけるチャネルスペース， $w$ は占有帯域を示す．式(2.10)に示す分母は搬送波の電力，分子は隣接チャネルからの干渉電力を示している．また，式(2.10)において搬送波の電力を $C$ ，隣接チャネル干渉電力を $I$ とすると次式のように表すことができる．

$$\text{ACLR}(\Delta f) = 10 \log_{10} \left( \frac{C}{I} \right) \quad (2.11)$$

隣接チャネル干渉電力比である ACLR の許容値基準として，携帯電話では ACLR が 45[dB]以上の値を必要とする．

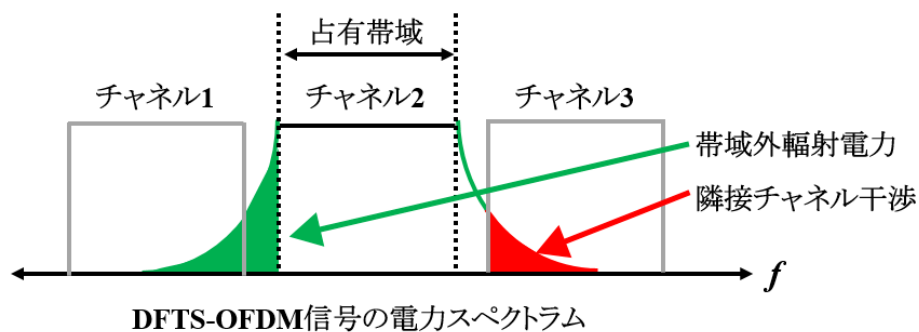


図 2.20 帯域外輻射電力による隣接チャネル干渉

## 第3章 従来の帯域外輻射電力抑圧法

本章では，OFDM 通信方式と DFTS-OFDM 通信方式におけるシンボル間の不連続性による帯域外輻射電力の増加問題を解決するために，従来に提案された帯域外輻射電力抑圧法について説明する．3.1 節では，窓関数手法による帯域外輻射電力抑圧法を述べる．3.2 節では，Phase-Anchored 手法による帯域外輻射電力抑圧法を述べる．3.3 節では，Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式による帯域外輻射電力抑圧法を述べる．

### 3.1 窓関数手法

OFDM 通信方式向けの帯域外輻射電力抑圧法として，時間軸送信信号に窓関数を用いて波形整形する手法が提案されている．この手法は DFTS-OFDM 通信方式にも適用可能である．図 3.1 に，時間軸信号における窓関数を用いた波形整形手法について示す．図 3.1 に示すように，波形整形区間はシンボルの周期性を保つために，ガードインターバルの付加法と同様にシンボルの最後の部分を前部に，シンボルの前の部分を後部に付加することにより OFDM 信号の周期性を確保している．波形整形区間において，窓関数を乗算することで，シンボルの両端を徐々に 0 に近づける．これにより，シンボル間が 0 で繋がることになり，不連続性が改善される．シンボル間の不連続性が改善されたことにより高周波数成分の発生は抑制される．受信側では，ガードインターバルと同様に，波形整形部分は FFT 処理されるシンボル区間に含まれないようにする必要がある．この手法は，波形整形用の信号区間がガードインターバルと同様に冗長信号であり，伝送効率は低下することになる．

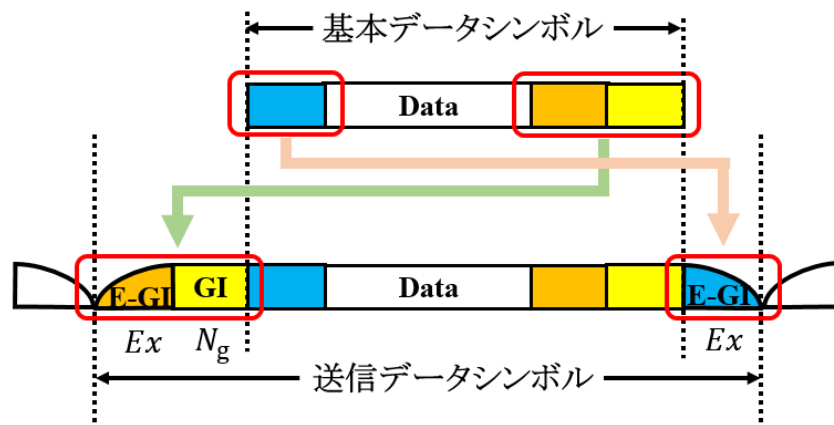


図 3.1 時間軸信号の波形整形

### 3.2 Phase-Anchored 手法

DFTS-OFDM 通信方式における、固定サンプルの挿入による帯域外輻射電力抑圧法が提案されている。図 3.2 に Phase-Anchored 手法のシンボル間循環性について示す。図 3.2 に示すように、シンボル毎に二つの固定サンプルを、ガードインターバルの最初になるサンプルとシンボルの最初のサンプルに挿入することで、シンボル間における不連続性が改善される。

図 3.3 に固定サンプルの挿入法について示す。図 3.3 に示すように、DFTS-OFDM 通信方式はデータ信号を DFT 処理し、サブキャリアマッピングした後 IFFT 処理をする。そのため、IFFT 処理後の信号において、二つの固定サンプルを所定位置に配置するにはデータ信号の調整が必要である。

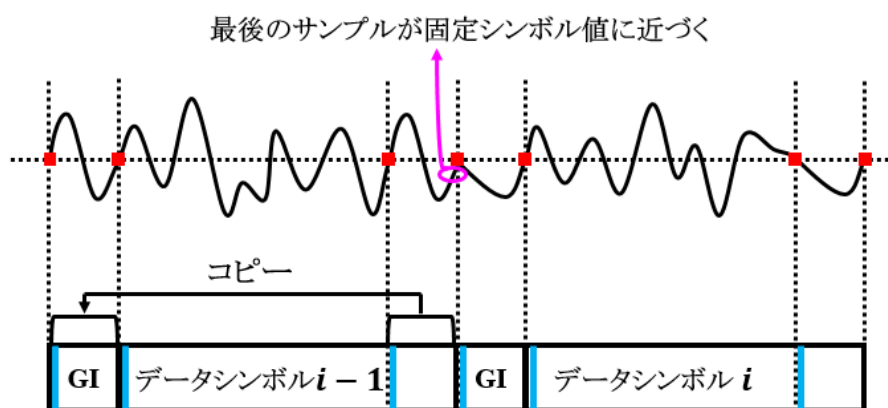


図 3.2 Phase-Anchored 手法のシンボル間循環性

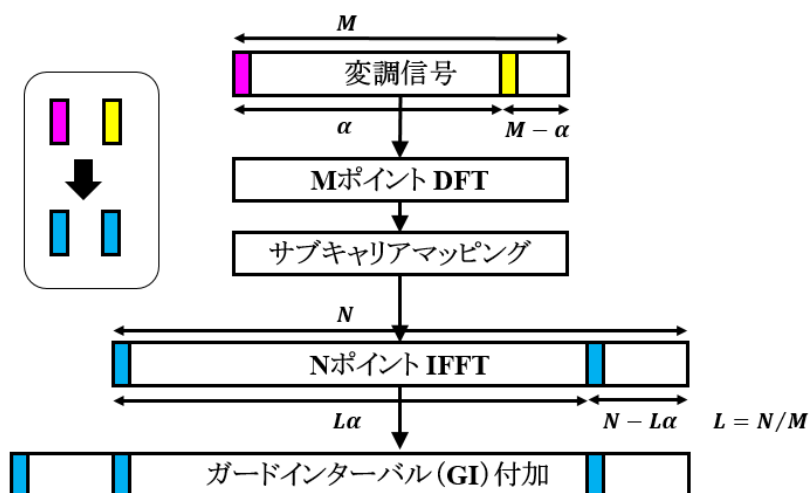


図 3.3 DFTS-OFDM 信号における固定サンプル挿入法

固定サンプルを所定位置に挿入するための、データ信号の調整法について説明する。送信機におけるデータ信号 $d_m$ は  $M$  ポイントの DFT 処理を行うことで周波数軸信号 $A_x$ となる。

$$A_x = \sum_{m=0}^{M-1} d_m e^{j\frac{2\pi x m}{M}} \quad (3.1)$$

周波数軸上において、サブキャリアマッピング後の信号は次式によって表される。

$$B_n = [0_{1,(N-M)/2}, A_x, 0_{1,(N-M)/2}] \quad \begin{cases} n: (N-M)/2 \rightarrow (N+M)/2 - 1 \\ x: 0 \rightarrow M-1 \end{cases} \quad (3.2)$$

サブキャリアマッピング後の時間軸信号 $b_k$ は  $N$  ポイント IFFT 処理によって次式となる。

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} B_n e^{j\frac{2\pi n k}{N}} \quad (3.3)$$

ここで式(3.2)を挿入すると、 $b_k$ は次式によって表される。

$$\begin{aligned} b_k &= \sum_{n=(N-M)/2}^{(N+M)/2-1} A_x e^{j\frac{2\pi n k}{N}} = \sum_{x=0}^{M-1} A_x e^{j\frac{2\pi k(x + \frac{N-M}{2})}{N}} \\ &= e^{j\frac{2\pi k(\frac{N-M}{2})}{N}} \sum_{x=0}^{M-1} A_x e^{j\frac{2\pi k x}{N}} = e^{j\pi k(1 - \frac{M}{N})} \sum_{x=0}^{M-1} A_x e^{j\frac{2\pi k x}{N}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、式(3.3)を挿入すると $b_k$ は次式によって表される。

$$\begin{aligned} b_k &= e^{j\pi k(1 - \frac{M}{N})} \sum_{l=0}^{M-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} d_m e^{j\frac{2\pi l m}{M}} \right) e^{j\frac{2\pi k l}{N}} \\ &= e^{j\pi k(1 - \frac{M}{N})} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \sum_{l=0}^{M-1} e^{j2\pi l(\frac{k}{N} - \frac{m}{M})} \end{aligned} \quad (3.5)$$

ここで、 $n/N - m/M$ に着目すると、

$$\sum_{l=0}^{M-1} e^{j2\pi l(\frac{k}{N} - \frac{m}{M})} = \begin{cases} M & k/N - m/M = 0 \\ 0 & k/N - m/M \neq 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

であるため、式(3.5)に式(3.6)を代入することで、サブキャリアマッピング後の時間軸信号 $b_k$ は次式で表される。

$$b_k = M e^{j\pi k(1 - \frac{M}{N})} d_{kM/N} \quad k/N - m/M = 0 \quad (3.7)$$

ここで，DFT ポイント  $M$  と IFFT ポイント  $N$  のオーバーサンプリング比  $N/M$  を  $L$  とすると，式(3.7)は次式のように表すことができる．

$$b_{Lk} = M e^{j\pi k(L-1)} d_k \quad (3.8)$$

式(3.8)より固定サンプル値を  $f$  とすると， $M^{-1}e^{-j\pi k(L-1)}f$  をデータ信号  $d_k$  に挿入することで  $b_{Lk} = f$  となる．また，ガードインターバル長  $N_g$  を  $N - L\alpha$  と設定することで， $d_\alpha = M^{-1}e^{-j\pi\alpha(L-1)}f$  を式(3.8)代入することで  $b_{L\alpha} = M e^{j\pi\alpha(L-1)}d_\alpha = f$  となる．

なお，合計 2 個固定シンボルが挿入されるので，周波数利用効率は  $(M - 2)/M$  下がる．



### 3.3 Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式

DFT 処理前の情報データの前後にゼロを挿入する Zero-Tail DFTS-OFDM 通信方式が提案されている. 図 3.4 に, Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の送信機構成について示す. 図 3.4 に示すように, DFT 処理前にゼロを挿入することで, 時間軸送信信号におけるシンボルの前後のサンプルはゼロに近い値に収束させることが可能である.

図 3.5 に Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の時間軸送信信号波形を示す. 図 3.5 に示すように, DFT 処理前にゼロを挿入することで, サブキャリアマッピングによるゼロを挿入した部分のオーバーサンプリング後の信号はゼロに近い値になる, これにより, シンボル間をほぼゼロで連続的に遷移させることができ高調波成分の発生を抑制可能となる. また, シンボルの後ろに挿入したゼロテイル $Z_t$ はガードインターバルの役割を持ち, シンボル間干渉を防ぐことができる. しかし, ゼロテイルを疑似ガードインターバルの区間として用いた際, 疑似ガードインターバルでは伝送路推定が行えず, 信号同期用としてパイロットシンボルを挿入する必要がある.

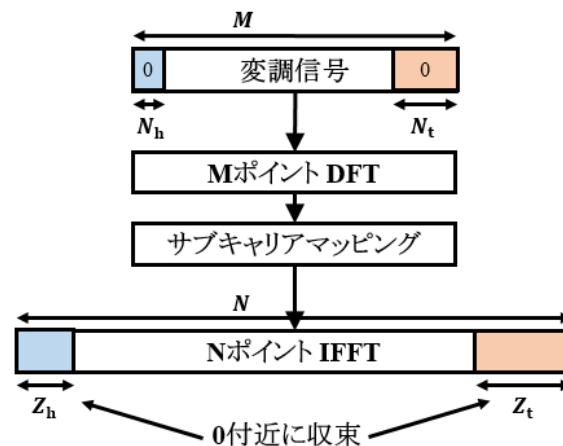


図 3.4 Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の送信機構成

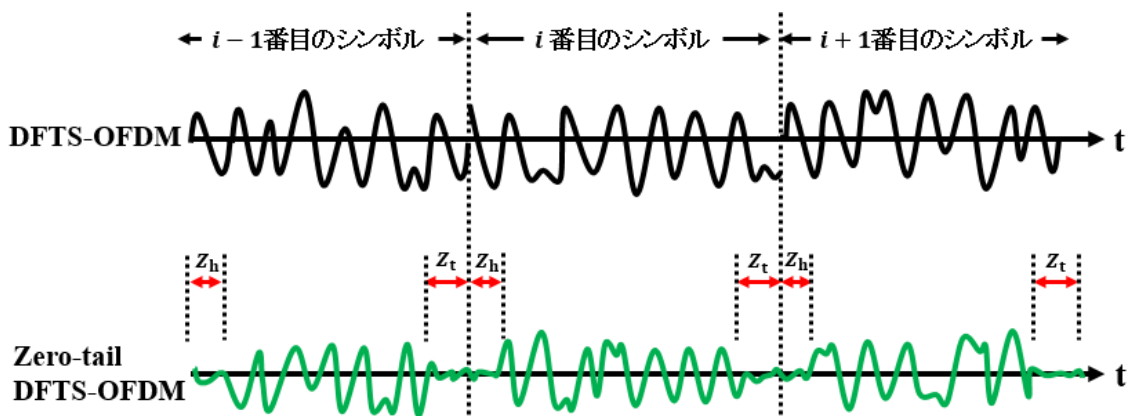


図 3.5 Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の時間軸送信信号波形

Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式では、ゼロヘッド $Z_h$ を増やすことで、帯域外輻射電力を改善することが可能である。図 3.6, 図 3.7 にそれぞれ線形回線と非線形回線における、DFT 処理前の変調信号の先頭部分に挿入するゼロの数 $N_h$ を変化させた際の電力スペクトラム特性を示す。図 3.6, 図 3.7 に示すように、帯域外輻射電力を抑圧するにはゼロヘッドを増やすことが有効であることが分かる。ここで問題となるのが周波数利用効率である。ゼロヘッドを挿入する部分は本来データ信号を挿入する部分であるため周波数利用効率が下がる。そのため、帯域外輻射電力抑圧と周波数利用効率はトレードオフの関係にある。ここで、ゼロヘッドの最適値は、帯域外輻射電力と周波数利用効率を考慮するためにスペクトラム効率 $SP_{EF}[\text{bit/s/Hz}]$ を用いて算出する。

$SP_{EF}[\text{bit/s/Hz}]$ は、最大伝送効率 $V_{MAX}[\text{bit/s}]$ と DFTS-OFDMA 環境における、 $ACLR = 45[\text{dB}]$ の要求を満たすチャンネル間隔 $F_{S-REQ}[\text{Hz}]$ を用いて次式によって表される[12]。

$$SP_{EF}[\text{bit/s/Hz}] = \frac{V_{MAX}[\text{bit/s}]}{F_{S-REQ}[\text{Hz}]} \quad (3.9)$$

Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の $V_{MAX}[\text{bit/s}]$ は、伝送効率 $(M - N_h - N_t)/M$ と占有帯域 $W$ を用いて、 $(M - N_h - N_t)W/M$ で表すことができる。

図 3.8 に線形回線と非線形回線におけるゼロヘッドを変化させた際の Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式のスペクトラム効率を示す。図 3.8 に示すように、Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式は非線形回線の状況によって最適なゼロヘッドが違ってくる。提案方式と比較する際は、スペクトラム効率を考慮したゼロヘッド数で比較を行う。

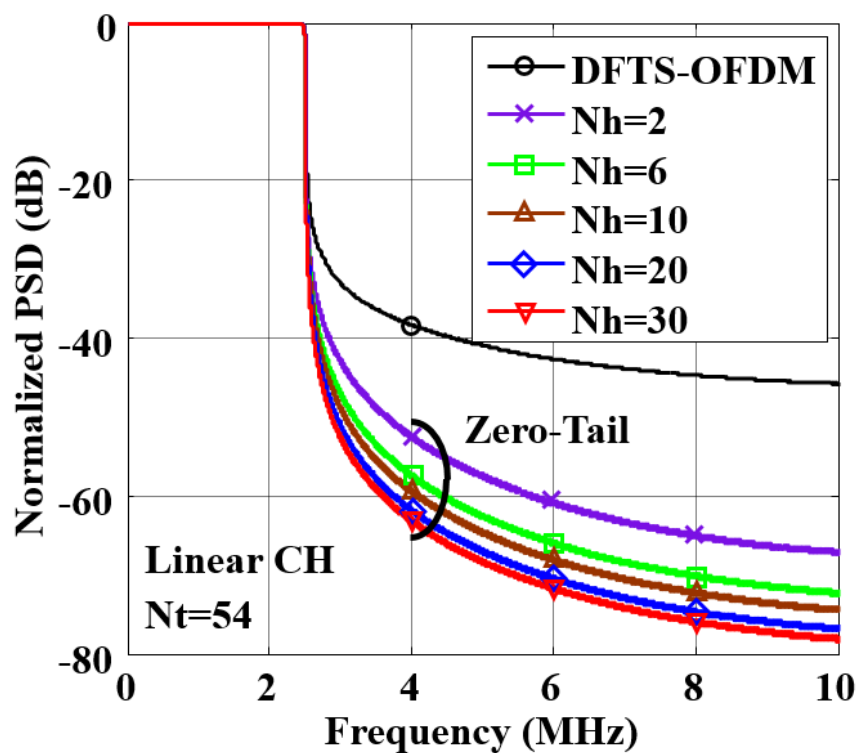


図 3.6 線形回線における Zero-tail DFTS-OFDM の電力スペクトラム特性

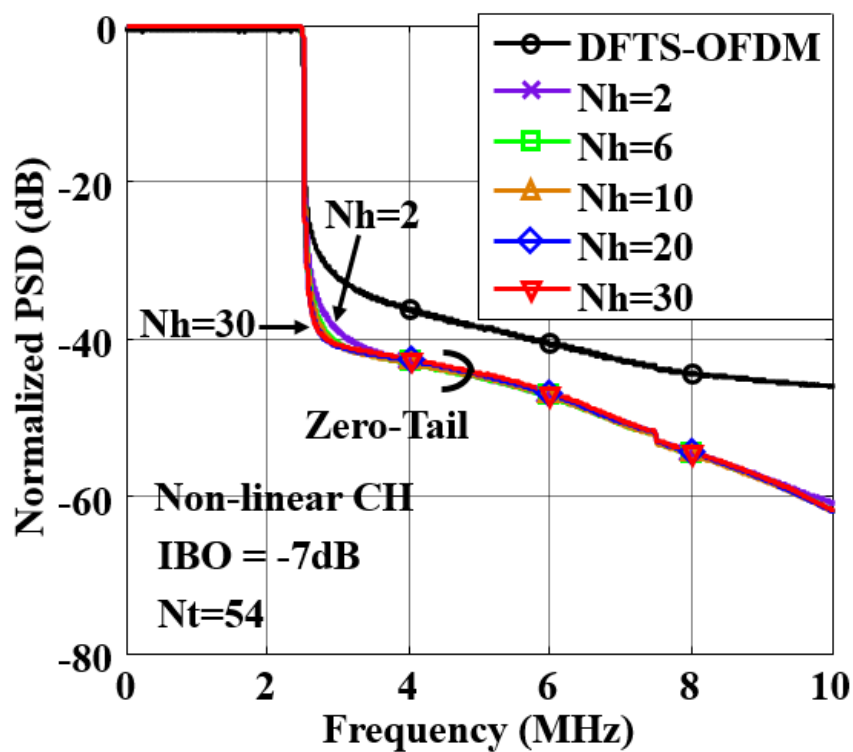


図 3.7 非線形回線における Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式の電力スペクトラム特性

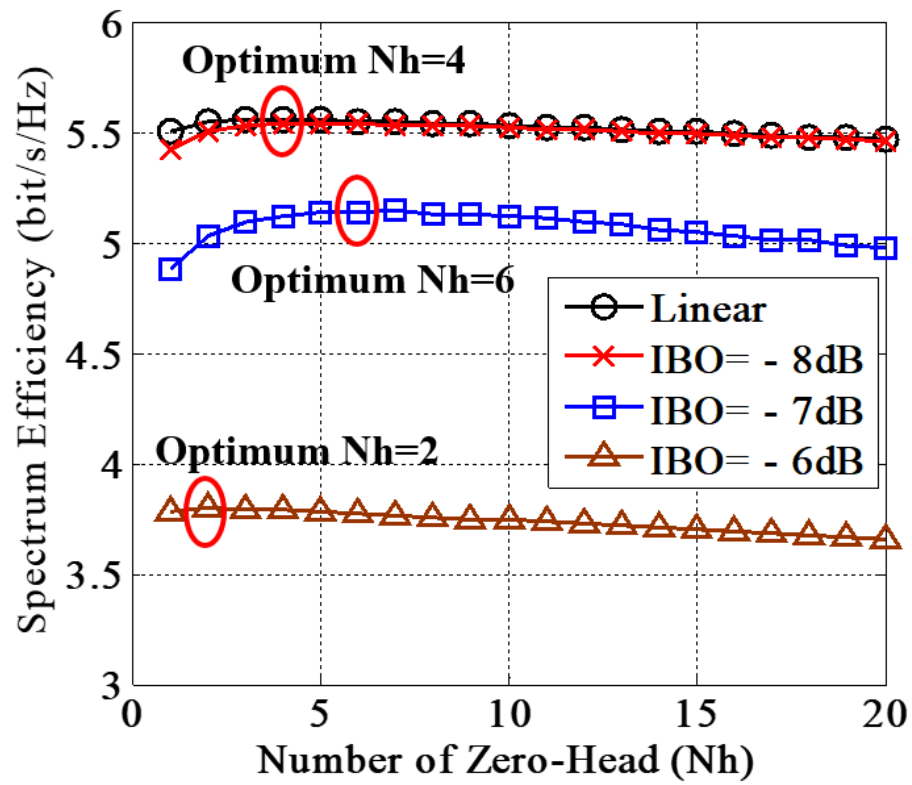


図 3.8 ゼロヘッドを変化させた際の Zero-tail DFTS-OFDM のスペクトラム効率

## 第4章 サンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM

### 信号の帯域外輻射電力抑圧法の提案

本章では、DFTS-OFDM 通信方式におけるシンボル間の不連続性による帯域外輻射電力の増大による問題を解決するために、新たに MSE 法を用いた DFTS-OFDM 通信方式を提案する。4.1 節では、提案方式の概要について述べる。4.2 節では、提案方式の特徴について述べる。4.3 節では、提案方式のフレーム構成及び送信機構成について述べる。4.4 節では、MSE 法を用いた DFT-OFDM 信号の補間法について述べる。

#### 4.1 提案方式の概要

提案方式の概要について説明する。提案方式では、DFTS-OFDM 信号の隣接シンボル間に MSE 法で求めた補間サンプル値を挿入することで、シンボル間の不連続性を改善する。シンボル間の不連続性解消で高周波成分が抑圧され、帯域外輻射電力は軽減される。図 4.1 に提案方式の概略図を示す。図 4.1 に示す補間サンプルは、先行シンボル内の後方の  $P$  サンプルと、後続シンボル内の前方の  $P$  サンプルを参照サンプルとして用いることで算出される。その際には、PAPR 特性の劣化を防ぐために、補間区間の中央点に振幅変動を抑制する補間サンプル値を挿入する。参照区間と補間区間を多項式で近似し、MSE 最適化法により多項式の未定係数を決定する。未定係数を算出する際に用いるムーアペンローズの疑似逆行列は、近似多項式の次数と参照サンプル数にのみ依存するため、送信機において予め計算できる。そのため、低負荷処理で補間サンプル値を導出可能である。

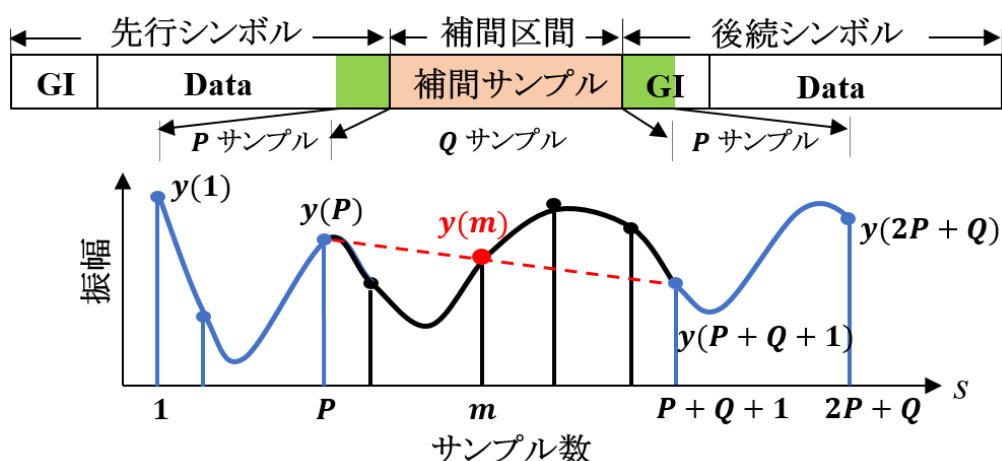


図 4.1 提案方式の概略図

#### 4.2 提案する補間サンプル挿入手法

図 4.2 に提案する補間サンプル挿入手法を示す．提案方式の特徴として，図 4.2 に示すように，シンボル間の不連続性を補間サンプル $Q$ によって改善する．また， $i-1$ 番目のシンボル $c(i-1, n)$ の最後のサンプルと， $i$ 番目のシンボル $c(i, n)$ の最初のサンプルを一次補間した値を，補間区間の中央点 $y(m)$ に挿入する．補間サンプル $Q$ の値は，図 4.2 に示す， $c(i-1, n)$ の最後の $P$ サンプル， $y(m)$ ， $c(i, n)$ の最初の $P$ サンプルを，参照サンプルとして用いることで推定される．これらの参照サンプルを用いて多項式近似することで補間サンプル値を求める．シンボル間は多項式によって繋がるため微分した際の数値も連続的となり，非常に連続性の強い補間法を実現する．

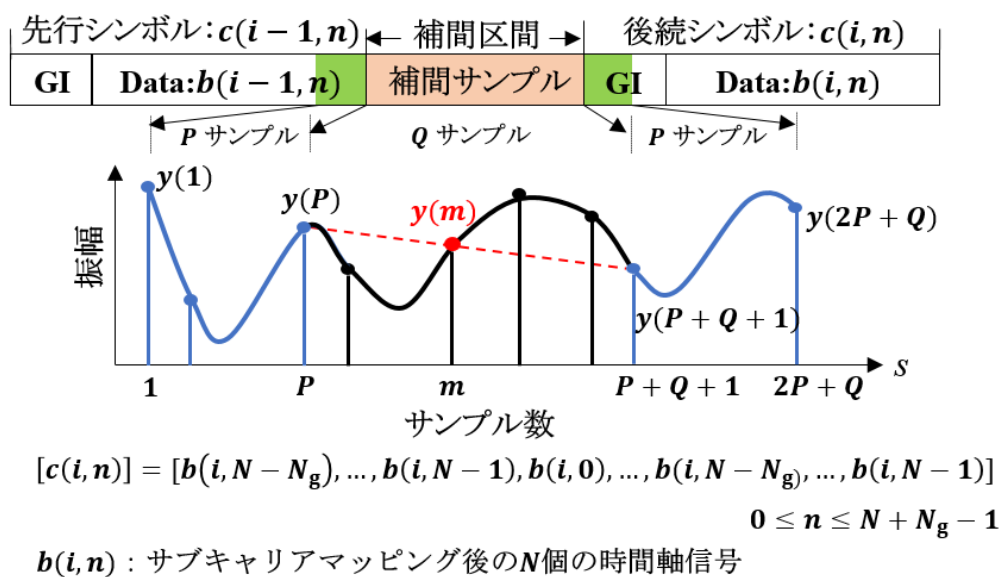


図 4.2 PAPR 特性を劣化させない補間サンプル挿入手法

### 4.3 MSE 法を用いた DFTS-OFDM 信号の補間法

シンボル間の不連続性を、多項式近似を用いた MSE 最適化法で補間する手法を説明する。図 4.3 に提案するシンボル間の補間手法を示す。図 4.3 に示す横軸は、 $i-1$  番目のシンボル  $c(i-1, n)$  の後ろから  $P$  番目のサンプルを先頭とした  $X(\text{Time Sample Number})$ ，縦軸は振幅を表す。図 4.3 に示すグラフに多項式近似を適用する。多項式近似に用いる参照サンプルは、次式で表される。

$$y(s) = \begin{cases} c(i-1, N-P-1+s), & 1 \leq s \leq P \\ \{c(i-1, N-1) + c(i, N-N_g)\}/2, & s = m \\ c(i, N-N_g-P-Q-1+s), & P+Q+1 \leq s \leq 2P+Q \end{cases} \quad (4.1)$$

式(4.1) は  $c(i-1, n)$  の最後の  $P$  サンプル， $y(m)$ ， $c(i, n)$  の最初の  $P$  サンプルを参照サンプルとしてまとめた式である。補間区間の真ん中は  $m = [(2P+Q)/2]$  で表される。補間区間のサンプル値は次式に示す多項式近似から導くことが可能である。

$$\hat{y}(s) = \sum_{k=0}^{L-1} B_k \cdot s^k, \quad 1 \leq s \leq 2P+Q \quad (4.2)$$

式(4.2) における  $B_k$  は未定係数を示す。 $B_k$  は次式に示す MSE (Minimum Square Error) によって解くことが可能である。

$$\Gamma = \arg \min_{\beta_k} \left[ \sum_s \left| y(s) - \sum_{k=0}^{L-1} \beta_k \cdot s^k \right|^2 \right] \quad (4.3)$$

式(4.3)は次式によって表される。

$$[\beta_k]_{L \times 1} = \dagger [D(s, k)]_{(2P+1) \times L} \cdot [y(s)]_{(2P+1) \times 1}$$

$$D(s, k) = s^k, 1 \leq s \leq P, s = m, P+Q+1 \leq s \leq 2P+Q, \text{ and } 0 \leq k \leq L-1 \quad (4.4)$$

式(4.4)は、 $D(s, k)$  のムーアペンローズの逆行列と参照サンプルの行列演算を示す。 $D(s, k)$  は送信機において既知であるため、あらかじめ計算することができる。よって、提案方式は少ない演算量で実装することが可能である。未定係数  $B_k$  は式(4.4)を用いることで計算できる。補間区間のサンプル値は式(4.2)の  $P+1 \leq s \leq P+Q$  区間を用いて計算できる。

提案方式の受信側はシンボル同期した後、補間サンプルをガードインターバルと一緒に取り除く。その後、DFTS-OFDM 通信方式と同様に周波数軸等化が行われ、復調される。



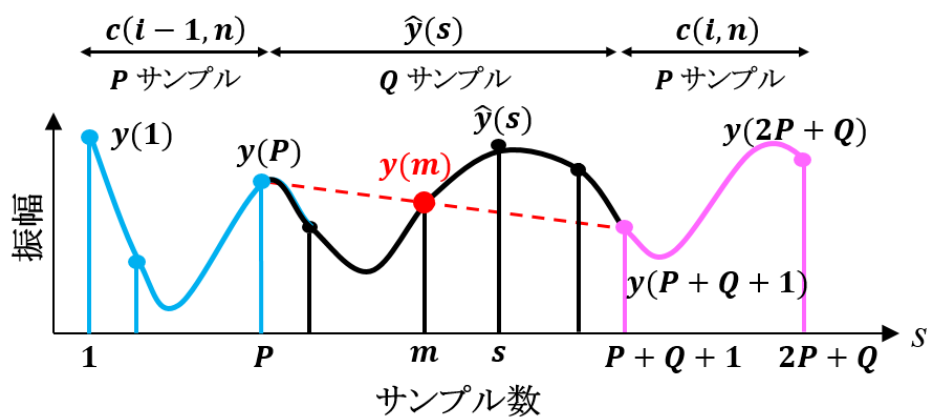


図 4.3 提案するシンボル間の補間手法

#### 4.4 提案方式のフレーム及び送信機構成

図 4.4 に、時間軸信号における提案方式のフレーム構成を示す。  $Q$  はシンボル間の不連続性を改善するための補間区間のサンプル数、  $d(i, k)$  は  $i$  番目のシンボルの  $k$  番目のサンプルの時間軸信号を示す。図 4.4 に示すように、提案方式のフレーム構成は DFTS-OFDM のフレーム構成に補間サンプル  $Q$  を付加した構成になる。そのため、周波数利用効率は、DFTS-OFDM 信号と比較して  $(N_g + N)/(N_g + N + Q)$  下がる。ゆえに、周波数利用効率を考慮すると、提案方式を導入する際、補間サンプル数  $Q$  は少ない方が望ましい。

図 4.5 に、提案方式の送信機構成を示す。  $M$  ポイントの情報  $a(i, k)$  は  $M$  ポイントの DFT 処理によって周波数軸信号  $A(i, n)$  に変換される。  $A(i, n)$  は周波数軸上で  $N$  サブキャリア内に割り当てられる。割り当てられた信号は  $B(i, n)$  となり、ここで、  $N$  ポイント IFFT 処理によって時間軸信号  $b(i, k)$  に変換される。次に、  $b(i, k)$  は、マルチパスフェージングによるシンボル間干渉を防ぐためにガードインターバルが付加されて  $c(i, k)$  となる。提案方式では、  $c(i, k)$  において、シンボル間に時間軸上における不連続性を改善するために、補間サンプル  $Q$  が付加されて  $d(i, k)$  となる。また、  $d(i, k)$  は増幅器によって増幅された後、送信される。

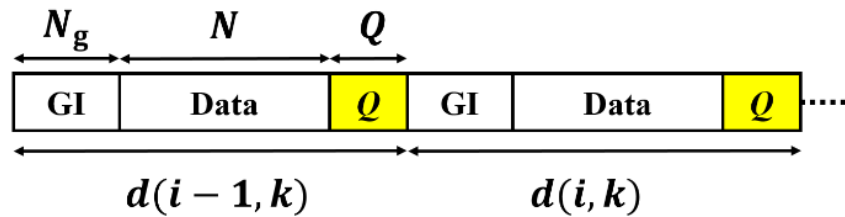


図 4.4 時間軸信号における提案方式のフレーム構成

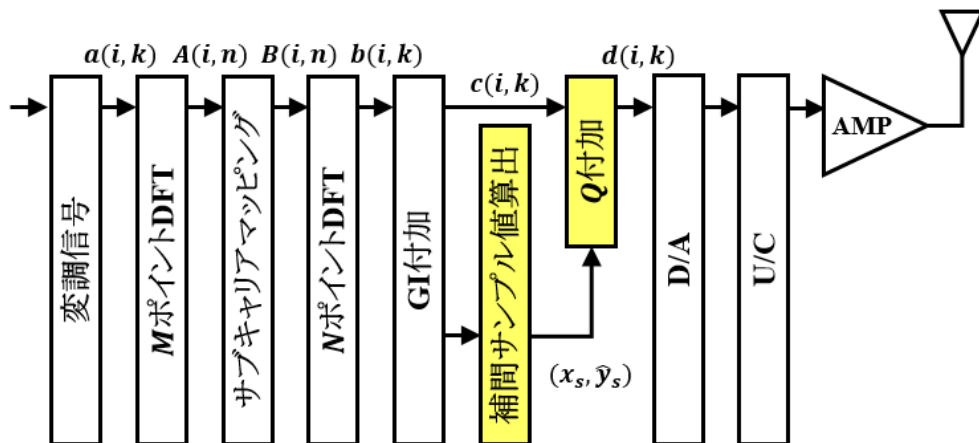


図 4.5 提案方式の送信機構成

## 第 5 章 計算機シミュレーションによる特性評価

本章では、4 章で提案した MSE 法を用いた DFTS-OFDM 信号の帯域外輻射電力抑圧法の有効性を計算機シミュレーションにより実証する。5.1 節では、提案方式のシミュレーション諸元を述べる。5.2 節では、各通信方式の PAPR 特性を示す。5.3 節では、各通信方式の電力スペクトラム特性を示す。5.4 節では、各通信方式の ACLR 特性を示す。5.5 節では、各通信方式のスペクトラム効率を示す。

### 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 64QAM とした。また、1 シンボル当たりのデータ情報数は  $M = 864$ 、FFT ポイント数  $N = 4096$  とした。フレーム長は 16 シンボル、占有帯域幅は 5 [MHz] とした。ガードインターバル長は 256 サンプルとした。ユーザ端末の非線形増幅器は AM-AM 特性を示すラップモデルの SSPA を想定し、非線形性を表すラップ係数を 6、入力バックオフ (IBO) は  $-7$  [dB] とした [17]。提案方式は、多項式の次数  $L = 18$ 、各シンボルの参照サンプル数  $P = 10$ 、補間サンプル  $Q = 20$  とした。これに合わせて窓関数手法は波形整形区間を  $Ex = 10$  とし冗長区間  $2Ex = Q$  となる値にした。ガードインターバル長を 256 サンプルとし、これに合わせてゼロテイル  $N_t = 54$  とし、ゼロテイルのオーバーサンプリング後の信号サンプル数  $N_t \times (N/M)$  が、ガードインターバル長と等しくなるようにとなるように調整した。各通信方式の比較は Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式に合わせてスペクトラム効率による比較を採用した。ゼロヘッドの値は図 3.7 の値を参照した。

表 5.1 シミュレーション諸元

Modulation method	64QAM
Number of sub-carrier ( $M$ )	864 [samples]
Number of FFT points ( $N$ )	4096 [samples]
Frame length	16 [symbols]
Allocated bandwidth ( $W$ )	5 [MHz]
Guard interval ( $N_g$ )	256 [samples]
Model of non-linear amplifier	
Type	SSPA
Rap coefficient	6
Saturated output level	1
Input back off (IBO)	$-7$ [dB]

## 5.2 PAPR 特性

図 5.2 に、各通信方式の PAPR 特性を示す。図 5.2 に示すように、DFTS-OFDM 通信方式は OFDM 通信方式と比べて PAPR 特性が優れている。また従来方式の一つである Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式は、ゼロヘッド及びゼロテイル部分と情報データ部分におけるサンプル値の隔たりにより、PAPR 特性が DFTS-OFDM 通信方式と比較して劣化していることが分かる。対して、提案方式と窓関数手法及び Phase Anchored 手法は DFTS-OFDM 通信方式と比較してほぼ劣化することなく実装可能であることが分かる。ゆえに、非線形回線において提案方式は DFTS-OFDM 通信方式と同等の耐性を持つ。

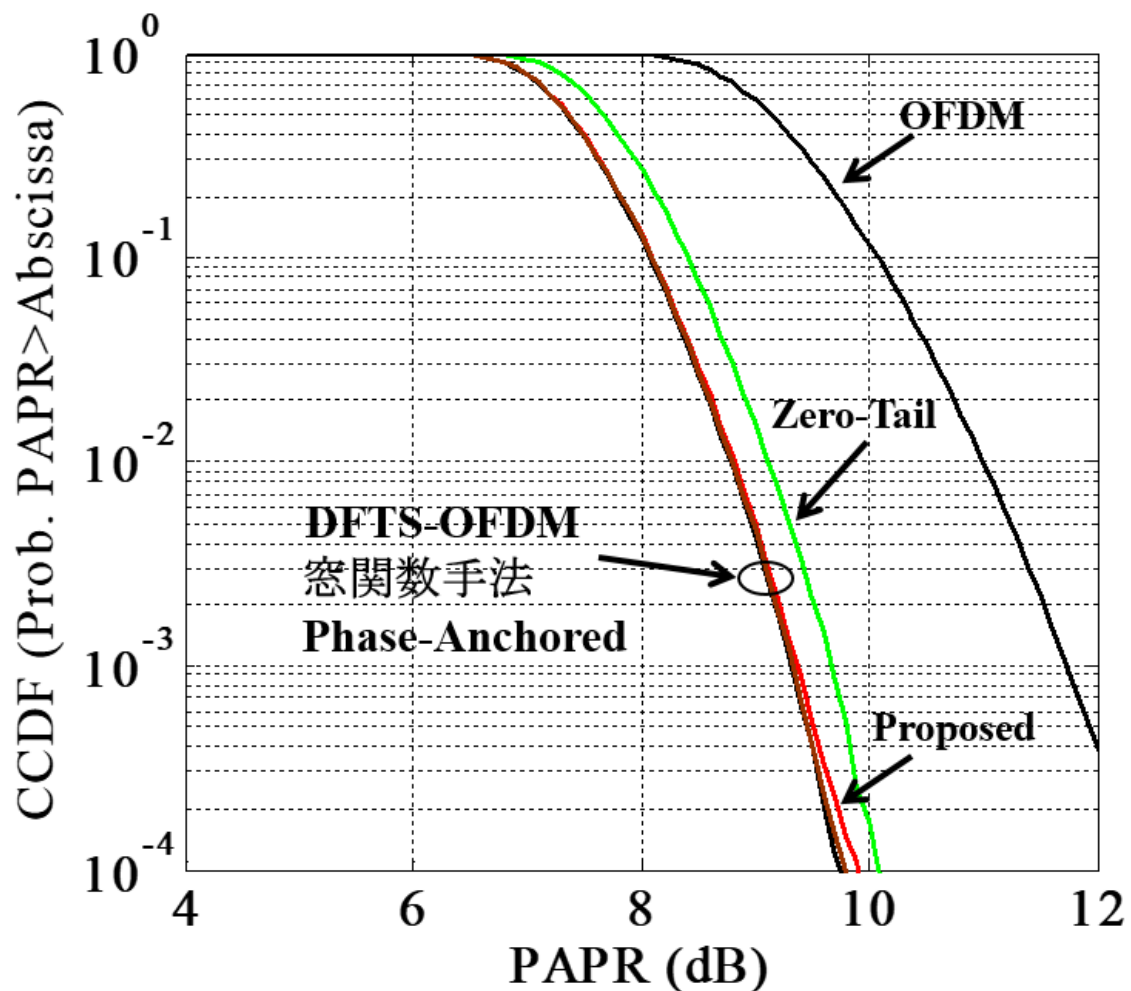


図 5.2 PAPR 特性

### 5.3 電力スペクトラム特性

図 5.3 及び図 5.4 に各通信方式の線形回線における電力スペクトラム特性，非線形回線における電力スペクトラム特性をそれぞれ示す．これらの図より，提案方式は従来の帯域外輻射電力抑圧法と比較して優れた電力スペクトラム特性を持つことが分かる．従来方式と比較して，隣接チャネルとの周波数間隔比 1.3 地点において，線形回線で 20[dB] の帯域外輻射電力を抑圧出来ることが分かる．

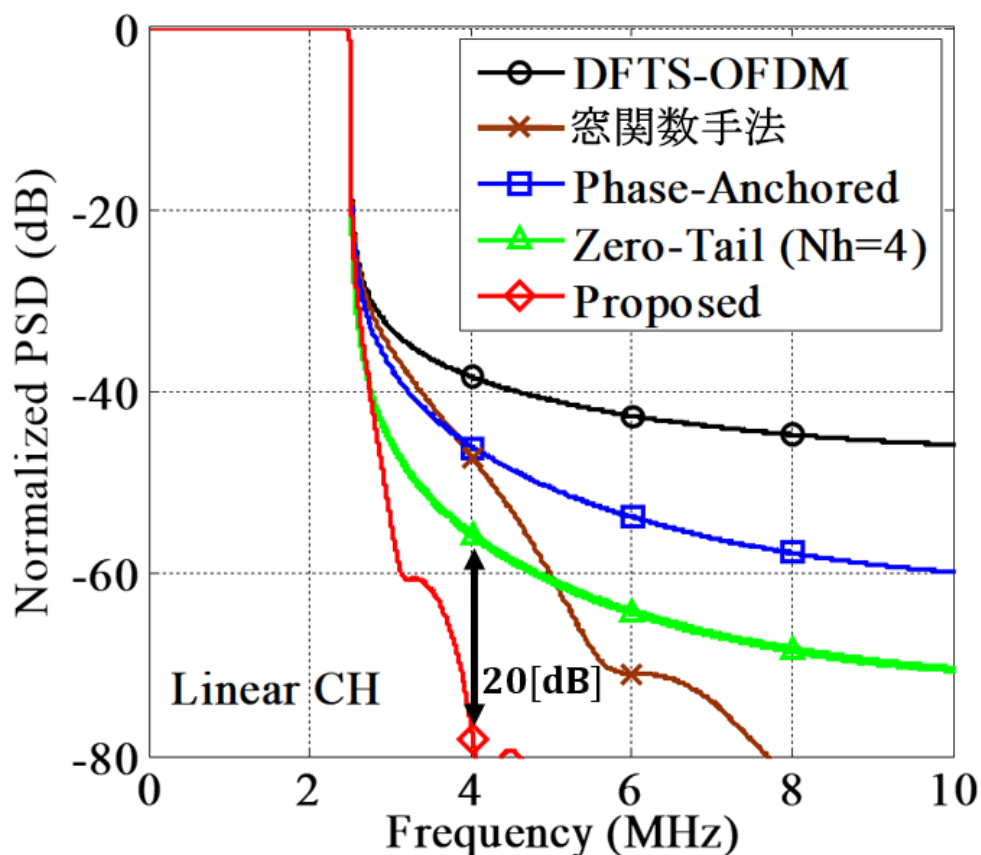


図 5.3 線形回線における電力スペクトラム特性

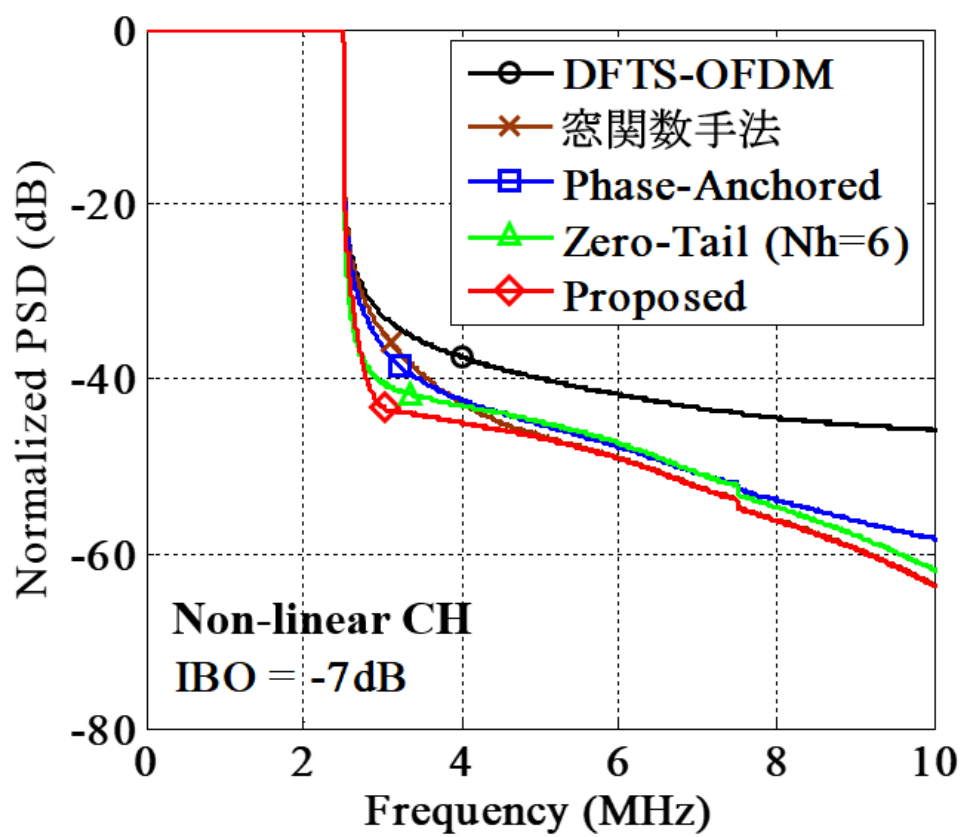


図 5.4 非線形回線における電力スペクトラム特性

#### 5.4 ACLR 特性

図 5.5 に各通信方式の ACLR 特性を示す．図 5.5 は横軸のチャンネル間隔  $F_s$  を 5[MHz] から 6[MHz] まで変化させた際の ACLR の特性を示している．図 5.5 より，提案方式は携帯電話の許容値として知られている  $ACLR = 45[\text{dB}]$  に必要なチャンネル間隔が従来方式と比べて少ないことが分かる．

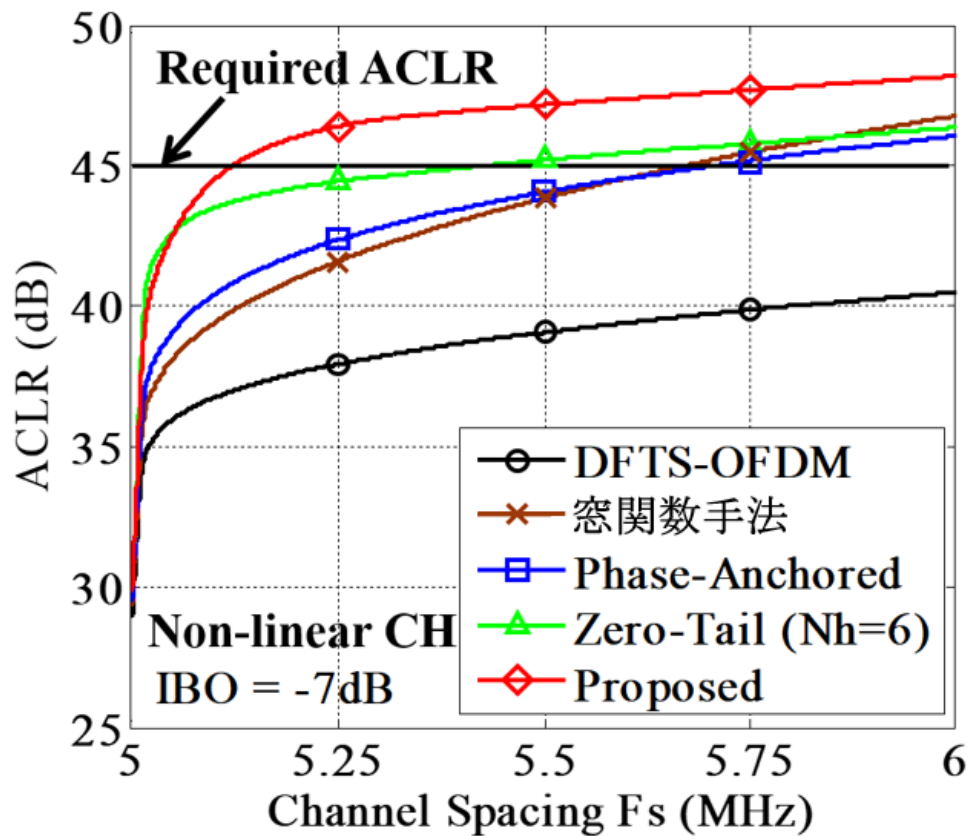


図 5.5 非線形回線における ACLR 特性

### 5.5 スペクトラム効率

表 5.6 に各通信方式のスペクトラム効率を示す．表 5.6 に示すように，提案方式は優れたスペクトラム効率を示している．従来手法と比較して，シンボル間の不連続性を解消できたことで，優れた電力スペクトラム特性及び ACLR 特性を持つことから，隣接チャネルを密に配置できスペクトラム効率の向上に繋がった結果である．線形回線と非線形回線の両方とも優れているのは，補間サンプルに振幅を抑制するサンプルを挿入したことで，DFTS-OFDM 通信方式とほぼ同等の低 PAPR を実現していることが理由である．

表 5.6 スペクトラム効率

回線	IBO of SSPA[dB]	DFTS-OFDM	Phase-Anchored	窓関数手法	Zero-Tail	Proposed
非線形	-6	NS	3.961	4.046	3.791	4.068
	-7	NS	4.937	4.947	5.125	5.484
	-8	NS	5.258	5.169	5.537	5.554
線形		NS	5.297	5.222	5.559	5.565

NS = Not satisfy the required ACLR = 45dB.



## 第 6 章 むすび

DFTS-OFDM 通信方式は、低ピーク電力及びマルチパスフェージング環境下における優れた特性を持つことから、第 4 世代携帯電話の標準化方式として採用されている。しかし、DFTS-OFDM 通信方式の問題点の一つとしてシンボル間の不連続性が挙げられる。これは、時間軸送信信号において異なる情報データから生成された個々のシンボル間で、振幅値にギャップが発生することである。このギャップにより時間軸送信信号は高周波成分を含むため帯域外輻射電力が増大し、その結果、隣接チャンネルに干渉を与える原因となっている。

この問題に対して、シンボル間の不連続性を改善する手法が提案されている。その一例として、窓関数手法、Phase-Anchored 手法、Zero-tail DFTS-OFDM 通信方式などがある。しかしながら、依然として不連続性の残存や、PAPR 性能の劣化などの問題がある。

本論文では、DFTS-OFDM 信号の低 PAPR を維持しつつ、十分な帯域外輻射電力の抑圧が可能でかつ低処理負荷で実装可能な新たな帯域外輻射電力抑圧法として、サンプル値 MSE 補間を用いた DFTS-OFDM 信号向けの新たな帯域外輻射電力抑圧法を提案した。提案方式において、不連続性の発生するシンボル間に、MSE 法で求めた補間サンプル値を挿入した。その際には、PAPR 特性の劣化抑制のために、補間区間の中央点に振幅を抑制する補間サンプル値を挿入した。補間サンプルにより、PAPR 特性の劣化無く高周波成分を抑圧し、帯域外輻射電力を抑制した。補間区間の補間サンプル値は先行シンボル内と後続シンボル内の複数のサンプル値を参照して多項式で近似することで算出したが、多項式の未定係数を算出する際に用いるムーアペンローズの疑似逆行列は、多項式の次数と参照区間のサンプル数にのみ依存するため、送信機において予め計算できる。そのため、低処理負荷で補間サンプル値を求めることができ、実機実装が極めて容易である。

本論文では、提案方式の有効性を計算機シミュレーションによって評価した。その結果、従来方式と比較してスペクトラム効率が改善できることを実証した。

本論文では、DFTS-OFDM 通信方式のみに着眼したが、提案方式は OFDM 通信方式にも適用可能である。OFDM 通信方式における帯域外輻射電力抑圧法の需要が高まった際には提案方式の検討も価値があると考えられる。これについては、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年3月.
- [2] 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年8月.
- [3] 服部 武, OFDM/OFDMA教科書, インプレスR&D, 2008年9月.
- [4] P. Roshan and J. Leary, 802.11 Wireless LAN Fundamentals. Cisco Press, Dec. 2003.
- [5] Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), ETSI TS 102 831, v1.2.1, Aug. 2012.
- [6] J. Armstrong, “New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme,” Proc. IEEE 54th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol1.1, pp.756-760, Oct. 2001.
- [7] H. Holma and A. Toskala, LTE-Advanced: 3GPP Solutions for IMTAdvanced, John Wiley & Sons, Oct. 2012.
- [8] A. Ghosh, R. Ratasuk, B. Mondal, N. Mangalvedhe, and T. Thomas, “LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology,” IEEE Wireless Commun., vol. 17, no. 3, pp. 10-22, Jun. 2010.
- [9] 小林 英雄, “次世代携帯電話システム(LTE)の通信方式について,” 技術開発ニュース, No.140, 2010 年 10 月.
- [10] H. Myung, J. Lim, and D. Goodman, “Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,” IEEE Veh. Technol. Mag., vol.1, no.3, pp.30-38, Sept. 2006.
- [11] J. van de Beek and F. Berggren, “N-continuous OFDM,” IEEE Commun. Lett., vol.13, no.1, pp.1-3, Jan. 2009.
- [12] C.D. Chung, “Spectrally precoded OFDM,” IEEE Trans. Commun., vol.54, no.12, pp.2173-2185, Dec. 2006.
- [13] J. van de Beek and F. Berggren, “Out-of-Band Power Suppression in OFDM,” IEEE Commun. Lett., vol.12, no.9, pp.609-611, Sept. 2008.
- [14] J. Dhammika and T. Chinttha, “Reducing the out-of-band radiation of OFDM using an extended guard interval,” Proc. IEEE 54th Veh. Tech. Conf. (VTC), no.2, pp. 829-833, Oct. 2001.
- [15] F. Hasegawa, M. Higashinaka, A. Okazaki, F. Ishizu, D. Castelain, L. Brunel and D. Mottier, “Phase-Anchored SC-OFDM,” IEEE Wireless Commun. Lett., vol.3, no.1, pp.22-25, Feb. 2014.
- [16] G. Berardinelli, F.M.L. Tavares, T.B. Sørensen, P. Mogenssen, and K. Pajukoski, “Zero-tail DFT-spread-OFDM signals,” Proc. IEEE Global Commun. Conf. (Globecom), pp.229-234, Dec. 2013.

- [17] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System," Proc. the 2nd European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp. 179-184, Oct. 1991.

## 謝辞

本研究を行うにあたり，ご多忙の中多大な指導と助言をして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 森香津夫教授，羽多野裕之准教授，眞田耕輔助教，小林英雄三重大学名誉教授に深く感謝申し上げます。

また，研究環境の設備等に陰ながら尽力してくださいました山本好弘技術院に深く感謝いたします。

そして，本研究のためご助力を注いでくだ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]. 水谷考宏, 森香津夫, 小林英雄, “多項式近似を用いた DFTS-OFDM 信号の帯域外輻射電力抑圧法の検討,” 2015 年電気関係学会東海支部大会, L3-5, 2015 年 9 月.
- [2]. Takahiro MIZUTANI, Kazuo MORI, Kosuke SANADA, Hideo KOBAYASHI, “SPECTRUM REGROWTH REDUCTION METHOD FOR DFTS-OFDM SIGNAL BY USING POLYNOMIAL APPROXIMATION TECHNIQUE,” Proc. of 3rd International Conference on Engineering Technology(ICET2016), August 2016.
- [3]. Takahiro MIZUTANI, Kazuo MORI, Kosuke SANADA, Hideo KOBAYASHI, “Spectrum regrowth reduction method for DFTS-OFDM signal by using polynomial approximation technique,” Proc. of IS2EMU 2016, B-4, Sep. 2016.
- [4]. 水谷考宏, 森香津夫, 眞田耕輔, 小林英雄, “MSE 法を用いた DFTS-OFDM 信号の帯域外輻射電力抑圧法の提案,” 2016 年電気関係学会東海支部大会, B4-6, 2016 年 9 月.