

学位申請論文

OFDM 送信機の低消費電力化技術
ならびにシステム性能向上技術の研究

平成 30 年 3 月

白戸 裕史

目次

内容梗概	1
第1章 序論	2
1.1 研究の背景	2
1.2 研究の目的	4
1.3 論文の構成	4
第2章 検討の技術的背景	6
2.1 はじめに	6
2.2 検討課題の定式化	6
2.3 従来技術の整理	10
2.4 検討アプローチ	14
第3章 分離送信技術	16
3.1 はじめに	16
3.2 分離送信技術	18
3.3 雑音除去技術	24
3.4 特性評価	26
3.4.1 PAPR および総合 PAE 特性	28
3.4.2 帯域外スペクトル放射	35
3.4.3 ビット誤り率特性	39
3.5 まとめ	48
第4章 TDSSD-SLM 信号に対する低演算量信号生成・復調技術	49
4.1 はじめに	49

4.2	TDSS-SLM.....	50
4.2.1	SLM の課題.....	50
4.2.2	TDSS-SLM の概要.....	51
4.3	TDSSD-SLM 信号の送信演算量低減技術.....	55
4.4	サイド情報を用いない TDSSD-SLM 信号の低演算量復調技術.....	58
4.5	特性評価.....	60
4.5.1	PAPR および PAE 特性.....	61
4.5.2	送信演算量.....	65
4.5.3	受信演算量.....	66
4.5.4	ビット誤り率特性.....	67
4.6	まとめ.....	71
第5章	CAZAC イコライザを用いた OFDM システム.....	72
5.1	はじめに.....	72
5.2	CAZAC イコライザ.....	73
5.3	CAZAC イコライザを用いた OFDM システムの概要.....	78
5.3.1	スペクトル設計.....	79
5.3.2	無線フレーム設計.....	82
5.4	特性評価.....	84
5.4.1	PAPR および PAE 特性.....	85
5.4.2	帯域外スペクトル放射.....	88
5.4.3	ビット誤り率特性.....	94
5.5	まとめ.....	97
第6章	結論.....	98
6.1	本論文の成果.....	98

6.2 今後の検討課題	100
参考文献	101
発表文献	110
謝辞.....	112

内容梗概

OFDM は伝送路での反射波や散乱波に起因する所謂「周波数選択性フェージング」環境下において通信品質の劣化を抑圧可能な変調方式であり、デジタル TV や無線 LAN, 携帯電話等々に幅広く使用されている。反面, OFDM の信号波形は振幅の変動幅が大きくなることが知られており, 送信増幅器においては広い線形ダイナミックレンジを実現するために, バックオフを大きく取ることが必要となる。このため送信増幅器の電力付加効率 (Power Added Efficiency; PAE) は低くなり消費電力が増大するという問題がある。本学位論文においては, OFDM 信号のピーク電力対平均電力比 (Peak to Average Power Ratio; PAPR) を低減し PAE を向上することで「低消費電力化」を図る一方, 単に信号波形の PAPR を下げればよいのではなく, 同時に「誤り率特性」を従来 OFDM と同等以上にできるよう「システム性能向上」との両立を図るため, PAPR 低減と併用可能な通信品質改善技術についても検討した。

本学位論文の各章における概要は以下の通りである。第 1 章で研究背景について述べた後, 第 2 章では, まず検討課題を定式化し課題の明確化を行う。その上で, 検討課題に対する既存技術を整理し, 解決のアプローチについて述べる。第 3 章~第 5 章では, 具体的に検討した個々の提案技術の詳細について説明し, 最終章である第 6 章において本学位論文の主たる成果を纏めるとともに今後の検討課題を取り上げ, 総括する。

第1章 序論

1.1 研究の背景

近年、無線通信の伝送速度の高速化に伴って顕在化する周波数選択性フェージングの対策として、ガードインターバル (Guard Interval; GI) の導入により GI 時間以下の遅延波による品質劣化を抑圧できる OFDM 方式がセルラから自営無線まで幅広く使用されている[1-3]。OFDM においては、フェージング対策として上述した①GI 導入による効果に加え、②並列伝送・サブキャリアを狭帯域化することでフェージングをフラット化 (非周波数選択性=波形歪を生じない) しレベル変動だけに見せる効果がある。これにインタリーブ・誤り訂正符号を組み合わせることで所定の通信品質を実現できるという特徴がある。このため、伝搬路での遅延波が「ゴースト」として大きな品質劣化を生じるデジタル TV やデジタルオーディオ放送 (DVB, DAB 等々), HDTV に広く使用されている。また、無線 LAN や LTE のダウンリンク, WiMAX 等の広帯域デジタル無線通信やケーブル伝送中の反射波を補償するため有線伝送の xDSL でも使用される。

OFDM 登場以前は、高速信号伝送で使用される方式としてはシングルキャリア伝送方式が主流であった。例えば、マイクロ波 (4.5~6GHz) 帯を用いて都道府県間を結ぶバックボーン回線として実用化された長距離デジタル無線方式 (4.5~6G-400M 方式[4]) においては、システムの更改に合わせて段階的のビットレートの高速度が進展し、1980 年代には 256QAM を使用することで 10bit/sec/Hz の高い周波数利用効率を達成しルート当たり 7.6Gbit/sec の大容量を実現した。この方式では、顕在化した海面反射や通信経路周辺の物標での反射・散乱に起因する遅延波による波形歪の影響を補償するため、適応トランスバーサル等化器[5]が適用された。これにより平地で 50km, 海上 30km の信号伝送が可能となった。同様に、移動通信においても通信速度が高速になるに従って遅延波による波形歪を補償するための適応等化器が検討された[6-8]。しかし

ながら、適応等化器は当時の製造技術では回路規模が大きく、ビットレートが高速になると消費電力も大きいという問題があった。これに対して、1970年代に登場した OFDM はその後の LSI 技術の進展により適応等化器より実現が容易になり、1990年代に入って無線 LAN の標準規格である IEEE802.11 の 5GHz 帯の拡張である IEEE802.11a および ETSI BRAN (European Telecommunication Standards Institute Broadband Radio Access Networks) の HIPERLAN/2 (ETSI High Performance Local Area Network type2) [9]で OFDM が採用されて以降広く普及が進んだ。

上述したように、OFDM 方式は、遅延波による通信品質のコントロールが容易である一方、ピーク電力対平均電力比 (Peak to Average Power Ratio; PAPR) が大きいため、送信増幅器に広い線形ダイナミックレンジが必要となることが知られている[10-11]。即ち、送信機の電力増幅器は、バックオフを高く設定することで平均電力と比して大きなピーク振幅を歪なく線形増幅する必要がある。このことは、送信増幅器の電力付加効率 (Power Added Efficiency; PAE) を低下させる要因となり、消費電力の著しい増大を招く。特に、バッテリー駆動のため消費電力の制約が厳しい端末への OFDM の導入が難しい。このため、例えば LTE においてはダウンリンクでは OFDM が用いられている一方で、上述の観点からアップリンクには周波数利用効率は OFDM より劣るもののシングルキャリアと同等の低 PAPR 特性を持つ SC-FDMA 方式が採用されている[12]。

1.2 研究の目的

本研究においては、PAPR の低減により送信増幅器のバックオフを圧縮することで PAE を改善し、結果として端末消費電力を低減することを目標とする。これにより、最終的に小型低消費電力化の必要な携帯端末において OFDM を利用可能とし、周波数利用効率の向上を図る。

1.3 論文の構成

本学位論文の構成を図 1-1 に示す。また、各章における概要を以下に述べる。第 2 章では、まず検討課題を定式化し課題の明確化を行う。その上で、検討課題に対する既存技術を整理し、解決のアプローチについて述べる。第 3 章～第 5 章では、具体的に検討した提案技術の詳細について説明する。第 3 章では、分離送信技術および併用する雑音除去技術と MIMO (Multi Input Multi Output) チャンネルへの適用について説明する。第 4 章では、PAPR 低減技術の 1 つである Selected Mapping (SLM) について、Time Domain Sequence Superposition (TDSS) を用いた SLM の低演算量化信号生成・復調技術について述べる。第 5 章では、シングルキャリアと同等の PAPR を実現可能な CAZAC イコライザに関して、システムへの適用検討を行う。最後に、第 6 章において本学位論文の主たる成果を纏めるとともに、本研究により明らかになった今後の検討課題を取り上げ、総括する。

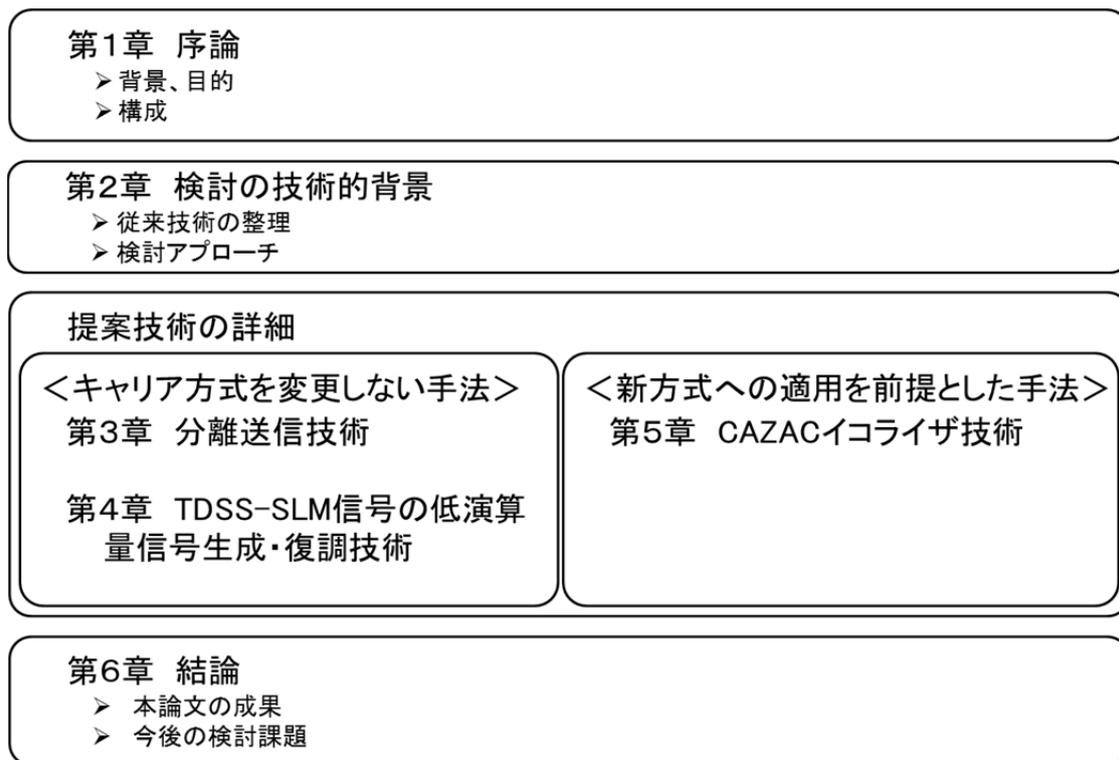


図 1-1 本学位論文の構成

第2章 検討の技術的背景

2.1 はじめに

本章では、本研究における検討課題を明確化するため、第1章で述べた OFDM における送信増幅器の電力付加効率および消費電力の課題について定式化した後、本研究で電力付加効率を計算する際の方法について明確化する。また、OFDM 信号の PAPR 低減法については多くの従来技術が存在することから、これらを分類・整理してそれぞれの手法の得失について述べる。さらに、これらを踏まえて、本研究の検討アプローチについて述べる。

2.2 検討課題の定式化

図 2-1 に従来 OFDM 送信機の構成を示す。 N を IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ポイント数とすると、 $(N \times 1)$ の入力信号ベクトル \mathbf{X} を 1 シンボル分の入力信号とし、その要素 X_i を PSK/QAM 変調された入力ベースバンド信号とすると、IFFT により OFDM 変調された時間信号 \mathbf{x} の n サンプル目 x_n は次式で表される。

$$x_n = \sum_{i=0}^{N-1} X_i e^{j2\pi ni/N} \dots\dots\dots(2-1)$$

OFDM 信号では各サブキャリアで独立した信号を並列伝送するため、それらが同相合成される際に平均電力に対して信号振幅が大きな値をとることから次式で定義される PAPR が大きくなる。

$$PAPR = \frac{\max_{n=0 \sim N-1} |x_n|^2}{E[|x_n|^2]} \dots\dots\dots(2-2)$$

OFDM 信号を歪なく伝送するには線形増幅が必要であり， PAPR が大きいことから PAE を大幅に下げて動作させる必要があるため，送信増幅器の消費電力が増大する。このため，消費電力の問題を解決するには PAPR の低減が必須となる。

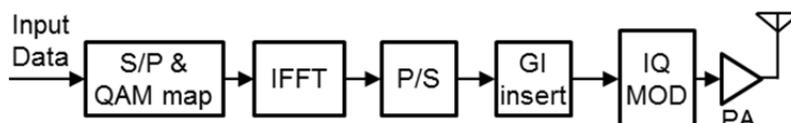


図 2-1 従来 OFDM 送信機の構成

本研究においては PAPR および PAE の検討については，比較的発生頻度の低いより大きなピークまで考慮するため，次式で与えられる CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) の 1%値について評価した。

$$P(PAPR > z) = 1 - P(PAPR \leq z) \dots \dots \dots (2-3)$$

また，図 2-2 に LTE で想定されるマイクロ波帯の一般的な電力増幅器として文献[13]に記載の入出力特性および PAE を示す。 P_{-1dB} は 19dBm である。増幅器の PAE は(2-4)式で定義される。ここで， P_{in} ， P_{out} ， P_{DC} はそれぞれ電力増幅器の入力電力，出力電力，直流消費電力である。定義式より分かる通り， PAE は電源より供給された電力のうち，増幅器出力における電力増加に寄与した電力の比率を示したものである。さらに，図 2-2 の増幅器特性について，バックオフに対して PAE をプロットし直したものを図 2-3 に示す。本論文においては， PAPR を P_{-1dB} に対するバックオフとした時の PAE を図 2-3 より求める方法で増幅器の PAE を評価する。

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \dots \dots \dots (2-4)$$

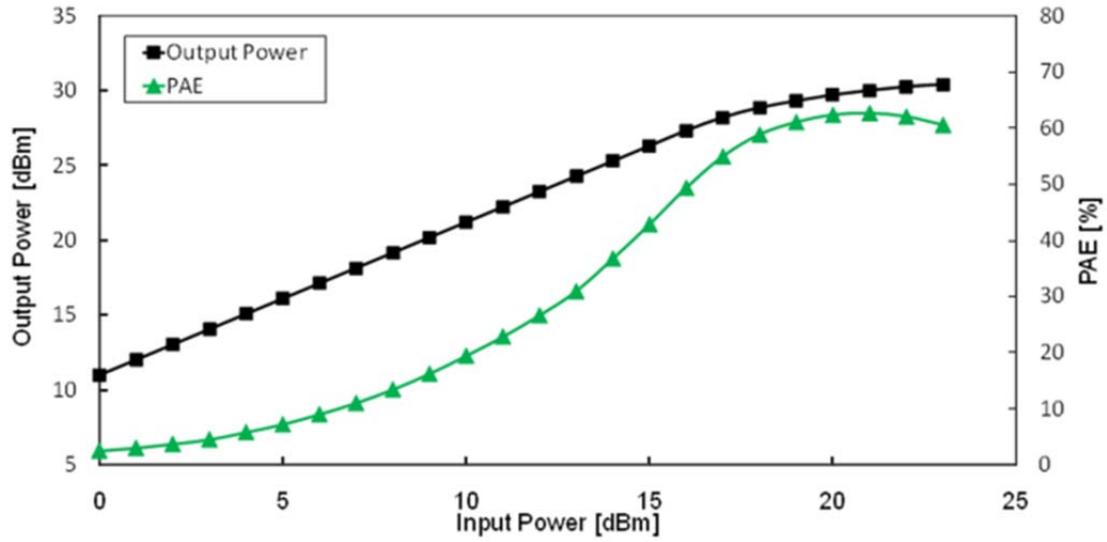


図 2-2 典型的なマイクロ波帯送信増幅器の入出力および電力付加効率特性

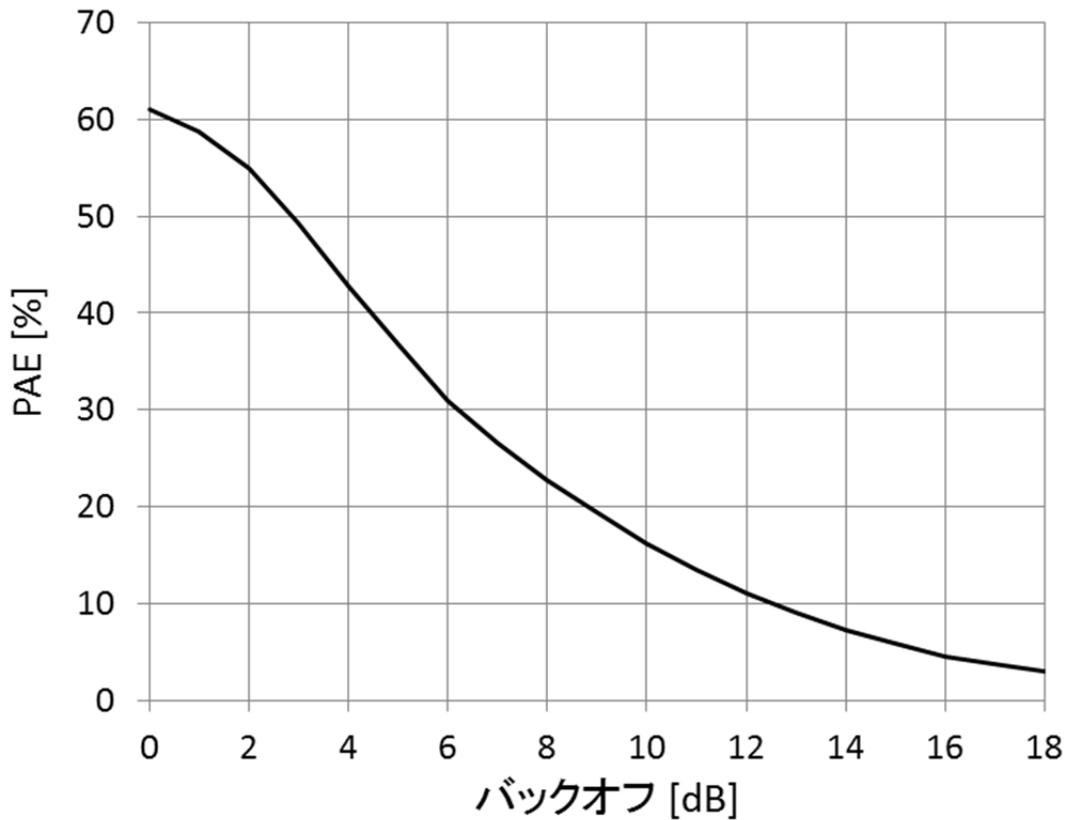


図 2-3 典型的なマイクロ波帯送信増幅器のバックオフと PAE の関係

ここで、OFDM 信号およびシングルキャリア信号の場合の PAE について比較を行う。図 2-4 に (2-2) 式に基づく OFDM 信号とシングルキャリア信号の PAPR 特性を示す。CCDF=1%点ではシングルキャリア信号では 3.6dB ($\alpha=0.5$ のルートロールオフフィルタ使用時の過渡応答を考慮すると 5.6dB) であるのに対し、従来 OFDM では 9.3dB であり PAPR が約 4dB 大きいことが分かる。このため、PAE は図 2-3 より、シングルキャリアでは 30%強であったものが OFDM では半減していることが分かる。効率が半分であるということは消費電力が 2 倍であることを意味している。

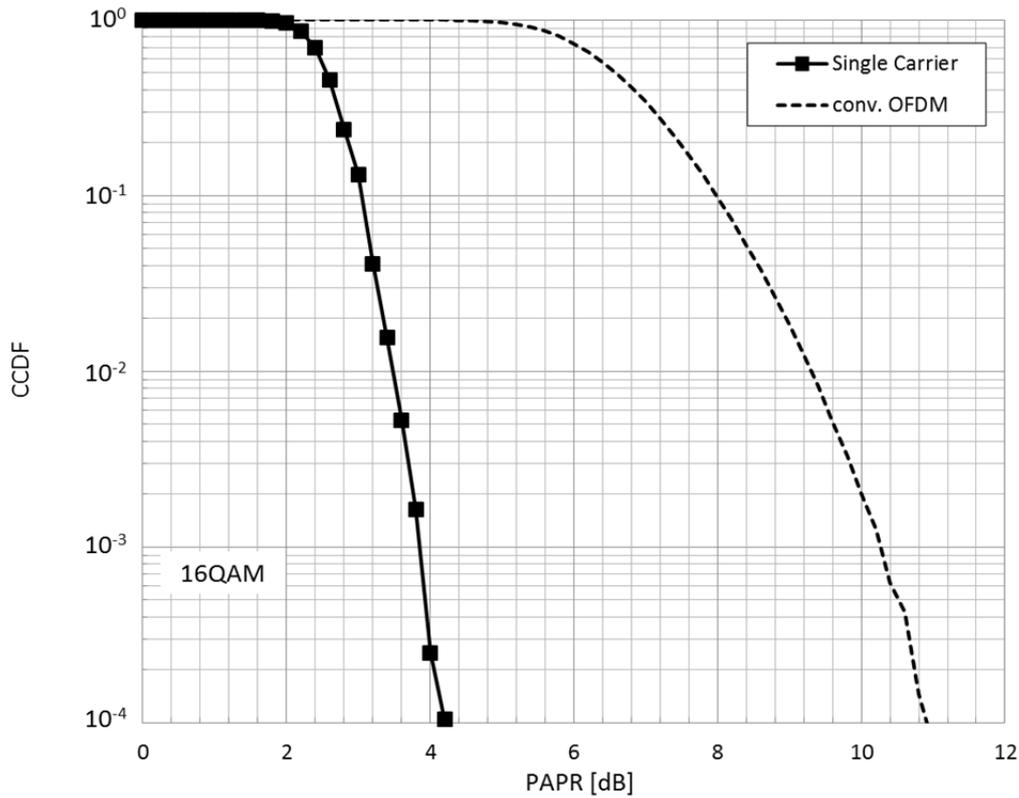


図 2-4 従来 OFDM およびシングルキャリア信号の PAPR 特性

2.3 従来技術の整理

従来、OFDM 信号の PAPR 低減法については数多くの検討がなされておりサーベイ論文も多数執筆されている。例えば、文献[14]において、OFDM 信号の PAPR 低減技術が以下の 3 種類に分類・類型化され、文献[15]では代表的な PAPR 低減技術の得失が整理・比較されている。

(1) Signal Distortion 技術

送信信号に対して信号処理を施し加工することで、通信品質の劣化を許容して PAPR を低減する技術群である。例としては、時間波形のピークを一定値でクリップ (=ハードリミッティング) し、それによって発生する不要な帯域外成分をフィルタで抑圧する Clipping & Filtering [16-20]や、一定値でクリップする代わりに窓関数を乗算したり (Peak Windowing) [21], 線形・非線形関数による圧縮伸長 (Companing) を行う[22]等多くの検討がある。簡易な処理で実現できることに加え、復調に必要なサイド情報の伝送や冗長性によるスループットの低下が無いというメリットがある一方、大きな PAPR 低減効果を得る場合に通信品質劣化が大きくなるデメリットがある。

(2) Multiple Signaling & Probabilistic 技術

シンボル毎に異なる条件で送信する OFDM 信号波形の候補を複数生成して最も PAPR が小さいパターンを探索して伝送する技術群である。代表例としては、入力信号に異なる位相回転行列を乗算後に IFFT することで送信信号波形候補を生成する SLM [23]や、サブキャリアを複数ブロックに分割し、それぞれ IDFT して位相調整後に合成することでピークを抑圧する Partial Transmit Sequence (PTS) [24-26]がある他、送信信号波形候補の生成方法により多数の技術検討が報告されている[34-41]。本技術では比較的大きな PAPR 低減効果を得る代償として、送信側において膨大な演算量を必要とする点で共通する。即ち、シンボル毎に①多数の OFDM 信号を送信信号候補として異なる条件で並列生成し、②各送信信号候補の時間波形の最大振幅を探索し、③最大振幅が最小

となる送信信号候補を送信することが必要となる。このため、SLM や PTS の信号生成演算量の低減法について多くの検討がなされ提案されている[32][52][51]。また、これらの手法を用いる際には信号生成演算量の問題に加えて、シンボル毎の信号生成条件の情報をサイド情報として受信側に伝送する必要があるため、サイド情報の伝送に伴うオーバーヘッド増によりスループットが低下するだけでなく、サイド情報に誤りがあると受信側では元の送信信号が復元できないという問題がある。このため、サイド情報を明示的に伝送せず受信側で復元可能あるいは、復調時にサイド情報を必要としない方式の検討が報告されている[27-30]が、復調の際の所要演算量も信号生成演算量と同様削減することが必要となる[31]。このため、パイロットサブキャリアを利用することで、低演算量でサイド情報なしに復調する方法[33][50]も報告されている。

(3) Coding 技術

符号化技術の適用により PAPR を低減する技術群である。代表例としては、ブロック符号のパリティビットの位相制御や PAPR の小さいコードワードを使用する等の方法で PAPR を低減する[42-45]。冗長ビットによる伝送レート低下やサブキャリア数が多い場合のコード探索に演算量が膨大になるという課題がある。

これらの手法を整理すると、表 2-1 のようになる。一方、各手法の得失については表 2-2 のように整理できる。本研究の目的が、「OFDM 送信機の消費電力低減による端末用途への OFDM 信号の適用」であり、前節で述べたように OFDM 信号とシングルキャリア信号の PAPR の差が 4dB 前後であることを鑑みれば、比較的大きな PAPR 低減を実現することが必要となる。その前提で各々の従来技術を比較すると、(A) Signal Distortion 技術については通信品質の劣化が大きくなり、単体では所要の通信品質を実現できない可能性が高い。また、(B) Coding 技術についてはスループット低下や所要演算量、(C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術については、サイド情報を用いる場合には、サイド情報の伝送に起因する通信品質劣化やスループット低下、サイド情報を用いな

い場合は受信側で必要となる適切なサイド情報推定法と共に所要演算量といった課題を解決する必要がある。

表 2-1 従来技術の整理

分類	概要	代表的な技術名
(A)Signal Distortion 技術	信号波形を加工し, 通信品質の劣化を許容して PAPR を低減	<ul style="list-style-type: none"> ・Clipping & Filtering ・圧縮伸長(Compander)
(B)Coding 技術	冗長ビットを付加してピークが出ないようにしたコードの使用	<ul style="list-style-type: none"> ・線形ブロック符号 ・Golay 符号
(C)Multiple Signaling & Probabilistic 技術	異なる条件で複数の送信信号を作り, PAPR が低いものを選択して送信	<ul style="list-style-type: none"> ・Selected Mapping ・Partial Transmit Sequence ・Dummy Subcarriers

表 2-2 分類毎の得失

分類	(A) Signal Distortion 技術	(B) Coding 技術	(C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術
PAPR 低減効果	小	中	大
通信品質劣化	あり	なし	なし [※]
スループット低下	なし	あり	なし [※]
所要演算量	○	×	×

※ サイド情報を伝送すればスループット低下が発生し, サイド情報に伝送誤りがあれば通信品質は劣化する。

2.4 検討アプローチ

前節での従来技術の得失を踏まえ、本研究では比較的 PAPR 低減効果の高い (C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術を中心に検討を行うこととする。また送信側だけの努力では所要の性能を実現することは極めて難しいため、送受連携により効果を最大化することを目指す。本研究の対象が既に市中で広く普及している OFDM 信号に係ることから、研究成果を最大限実用に供するために、まずは OFDM 信号の帯域幅やサブキャリア間隔、サブキャリア数等の“キャリア方式を変更しない手法”を目指すとともに、将来システムへの適用を見据えた“新方式への適用を前提とした手法”について検討を行うこととする。なお、前者は既存のシステムにアドオン可能な技術であるのに対し、後者は既存システムへの適用は難しいため将来システムへの適用を想定する。

表 2-3 に検討アプローチについて整理した。本検討においては、“キャリア方式を変更しない手法”として、第 3 章で分離送信技術について検討を行った。分離送信技術は信号波形を加工することで PAPR 低減を図るため (A) Signal Distortion 技術の 1 種と考えられるが、「定振幅信号」をサイド情報と見れば、サイド情報を使用して大幅な改善効果を実現できる (C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術との共通点も多い (アプローチ①)。また、第 4 章では (C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術のうち低演算量で信号生成可能な方式の 1 つである TDSS-SLM に着目して、課題であったサイド情報を用いず、且つ低演算量化を図るため信号生成・復調技術について検討した (アプローチ②)。一方、“新方式への適用を前提とした手法”として、CAZAC イコライザ技術について検討を行った。(C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術は、本来信号生成条件の異なる多数の送信信号候補を生成する手法であるが、CAZAC イコライザ技術においては、常にシングルキャリア信号と同等の PAPR となる最適な送信信号のみが生成され、(C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術の特殊ケースと分類できると解釈できる (アプローチ③)。

表 2-3 検討アプローチ

	分類			提案技術		
	(A) Signal Distortion 技術	(B) Coding 技術	(C) Multiple Signaling & Probabilistic 技術	(アプローチ①) 分離送信 技術 ⇒サイド情報を使い効果拡大	(アプローチ②) TDSS-SLM 信号の低演算量生成・復調技術	(アプローチ③) CAZACイコライザ技術 ⇒定符号長のコード乗算
PAPR 低減効果	小	中	大	大	大	大
通信品質劣化	あり	なし	なし	なし	なし	なし
スループット低下	なし	あり	なし	あり	なし	なし
所要演算量	○	×	×	○	△	○

第3章 分離送信技術

3.1 はじめに

本章では、OFDM 信号の PAPR 低減のため、予め設定した閾値を基に、OFDM 信号を閾値に相当する振幅の定振幅信号と、元の OFDM 信号から定振幅信号を減算した残差信号に分解し別々に伝送する分離送信法を提案する。提案法では、線形増幅が必要な残差信号の PAPR が元の OFDM 信号と比較して低減される上、定振幅信号には効率の良い非線形増幅器の利用が可能であることから消費電力低減に有効である[46]。また、信号振幅が一定であることを利用し、定振幅信号に重畳した雑音を受信側で除去することで再構成された OFDM 信号の S/N 向上も期待できる。本手法では、定振幅信号と残差信号を別々に増幅した後に、元の OFDM 信号を再構成するためには両者を同相電力合成する必要がある。マイクロ波帯で 2 信号を合成する場合は、入力 2 ポートと出力 1 ポートがそれぞれの接続端で整合が取れ、かつ、入力ポート間で互いに干渉しないように入力ポート間にアイソレーションを取る必要がある。このような要請を満足するものとして、パワーデバイダやパワースプリッタなどがある。これらは、一定電力比で信号を同相分配する機能を有するが、それらの分配端子に信号を入力するとパワーコンバイナとして使用できる。しかしながら、本手法で合成したい定振幅信号と残差信号は同相信号ではあるが、電力比が時間変動するため原理的に低損失の電力合成は不可能であり、抵抗回路型のパワーデバイダやパワースプリッタでは原理的に 6dB の合成損失を生じることになる[46]。以上のような状況を踏まえ、送信機内で回路的に電力合成することは不適と判断し、2 アンテナで分離放射し、空間で合成する空間電力合成を選択した。空間電力合成では空間で 2 信号が同相となる位置では理想的な電力合成が可能である。ただし、2 つの送信アンテナが互いに干渉しないようにするために、物理的に 1/2 波長離して設置する必要があるため、そのためアンテナ間の距離が原因で空間において同相合成が成立する位置が限定されるという大きな欠点を生じることになった。

他方で、近年同一周波数で複数の信号ストリームを同時伝送可能な技術として MIMO [48]の利用が広く進んでいる。MIMO 技術を提案法と組み合わせることができれば、前述した空間合成による場所的な制約を取り払うことができると期待される。以上を鑑みて、本論文では、提案法におけるパラメータ（閾値）を最適化した上で、提案法の有効性を示すため、(1)送信増幅器全体の PAE・消費電力、(2)受信 S/N の改善効果、(3)帯域外放射特性について定量評価した。受信 S/N の評価に際しては、独立したチャンネルで伝送する場合に加え、MIMO 利用についても検討を行い、 2×2 MIMO に提案法を適用した場合の受信 S/N を定式化した上で、チャンネルパラメータの一例に対して定量評価した結果を示す。なお、本稿では提案法の性能上限を見極めるため、チャンネルモデルは AWGN (Additive White Gaussian Noise) チャンネル、タイミング同期は理想として特性評価を実施する。

3.2 分離送信技術

送信側では、図 3-1 に示すように OFDM 信号 $S(k)$ を事前に設定した閾値 d を基に(3-1)式~(3-2)式により、閾値 d に等しい一定振幅でかつ元の位相情報を保持した定振幅信号 $c(k)$ と、元の OFDM 信号から $c(k)$ を差し引いた残差信号 $r(k)$ に分離する。 $c(k)$ および $r(k)$ はそれぞれ次式で表される。

$$c(k) = \begin{cases} 0 & ; |S(k)| < d \\ \frac{S(k)}{|S(k)|} \cdot d & ; d \leq |S(k)| \end{cases} \dots\dots\dots(3-1)$$

$$r(k) = \begin{cases} S(k) & ; |S(k)| < d \\ \left(1 - \frac{d}{|S(k)|}\right) \cdot S(k) & ; d \leq |S(k)| \end{cases} \dots\dots\dots(3-2)$$

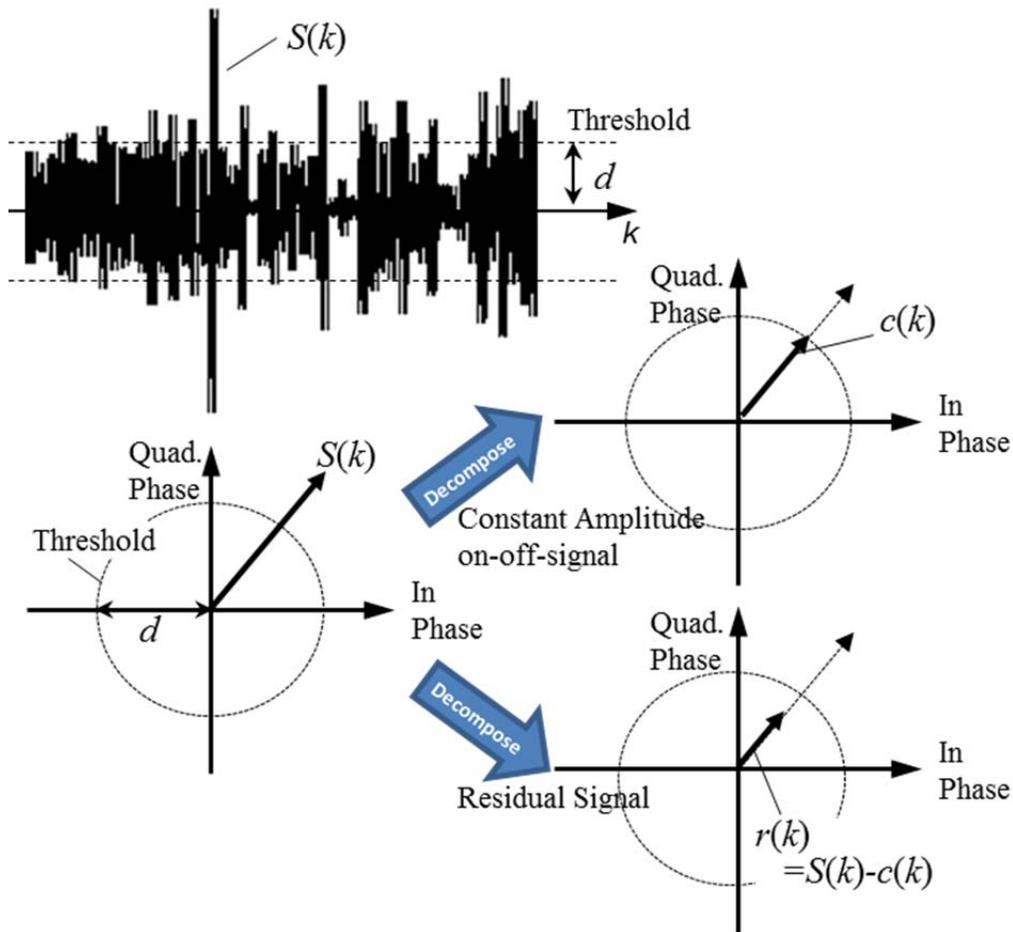


図 3-1 OFDM 信号 $S(k)$ に対する閾値 d を用いた分離送信処理

図 3-2 に提案する分離送信を用いた OFDM 送受信システムの構成を示す。

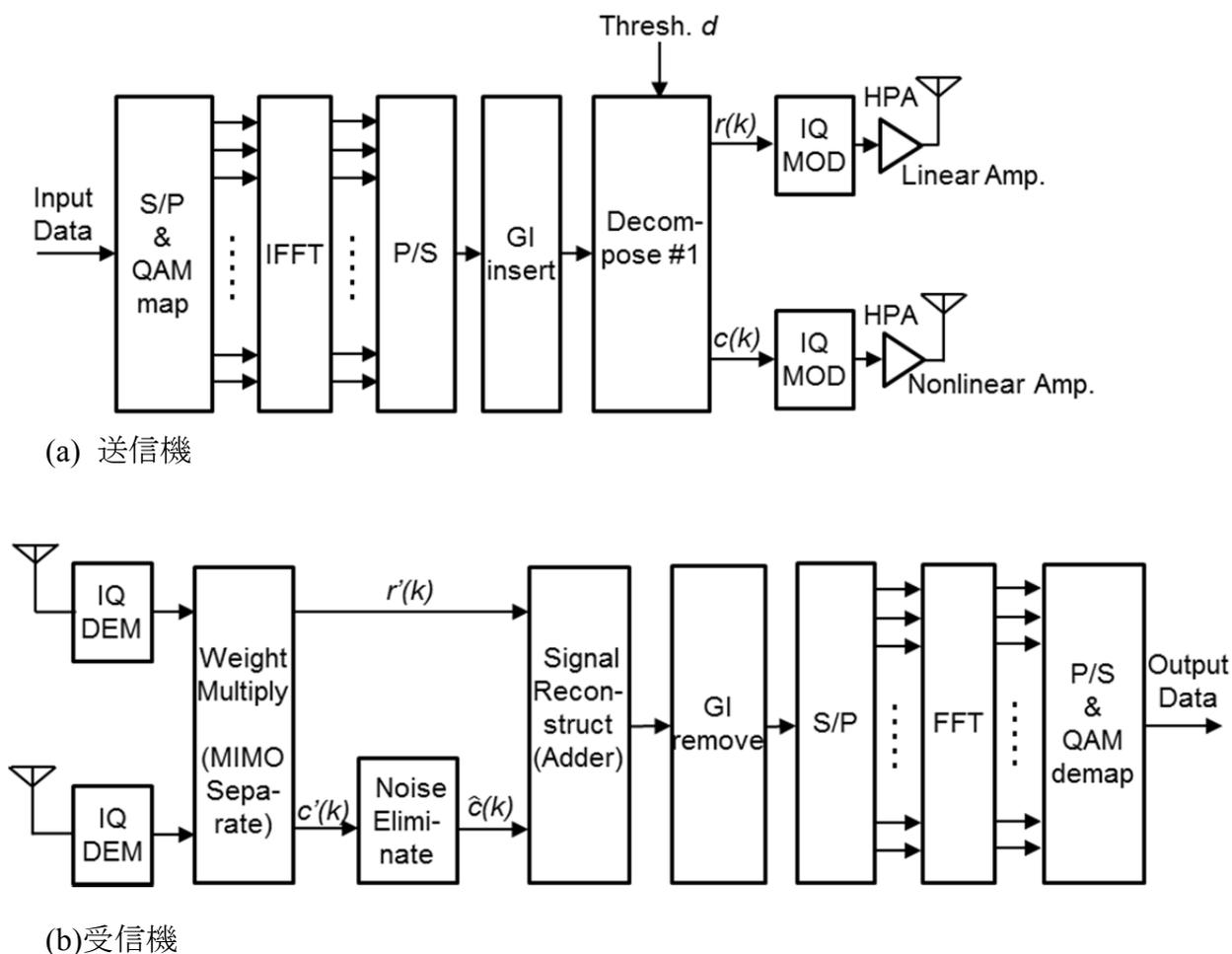
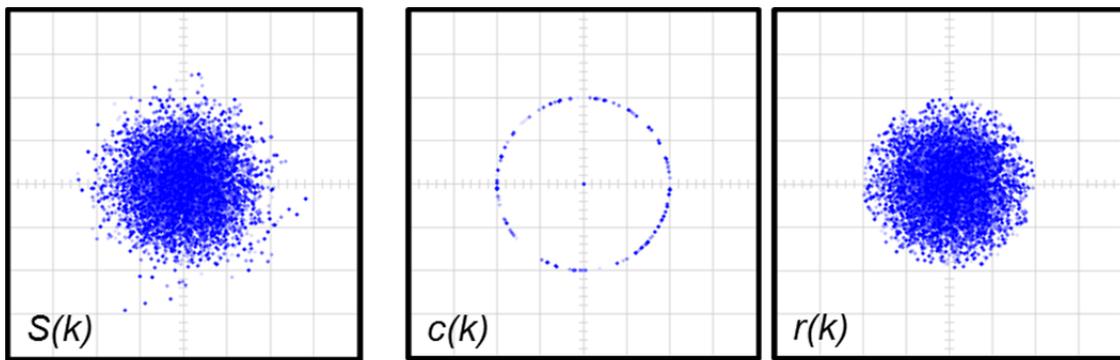


図 3-2 提案する OFDM 送受信システムの構成

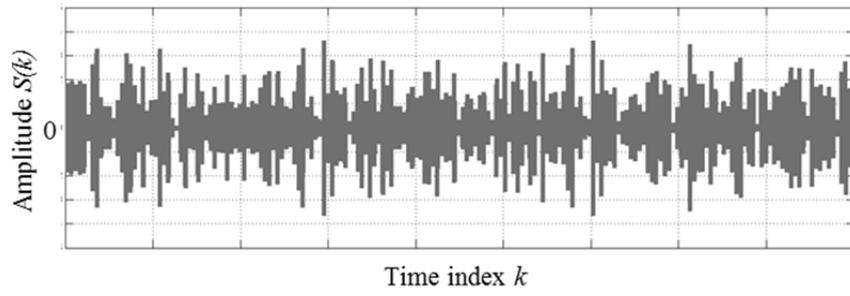
図 3-3, 図 3-4 にそれぞれ分離前の OFDM 信号 $S(k)$, 分離後の定振幅信号 $c(k)$ および残差信号 $r(k)$ のコンスタレーションと時間波形の例を示す。線形増幅が必要な残差信号 $r(k)$ のピークは元の OFDM 信号 $S(k)$ より d だけ低減されるため PAPR の低減効果がある。加えて, $c(k)$ は定信号振幅であるため送信増幅器として効率が高い非線形増幅器が利用可能であり消費電力低減に有効である。なお, 一層の PAPR 低減を図るため, 分離後の残差信号に対して新たに閾値を設定して同様の分離を行うことも可能である。

分離された 2 系統の信号は独立に伝送, 受信側でタイミングやゲイン・位相を合せて加算することで元の OFDM 信号を再構成した上で OFDM 信号に対する受信処理を行う必要がある。このため, 図 3-5(a) に示すように分離後の信号を別々の周波数チャネルを利用して伝送する場合には, 分離時に 2 系統の信号それぞれの先頭に信号の再構成に必要な前述した同期／調整のためのプリアンブルを付加する必要がある。一方, 分離後の信号を 2×2 MIMO により多重化して伝送する場合には, 図 3-5(b) に示すようにパケットの検出に必要なプリアンブルに続けて, 各送信アンテナから MIMO チャネル推定のためのプリアンブル信号を順に送信すればよく, この MIMO プリアンブル信号を用いてゲイン・位相調整を行い信号を同相合成することで元の OFDM 信号を再構成する。

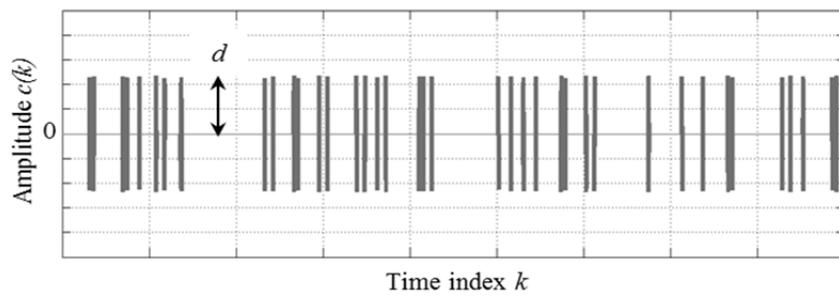


(a)元 OFDM 信号 $S(k)$ (b)分離後の信号 $c(k)$, $r(k)$

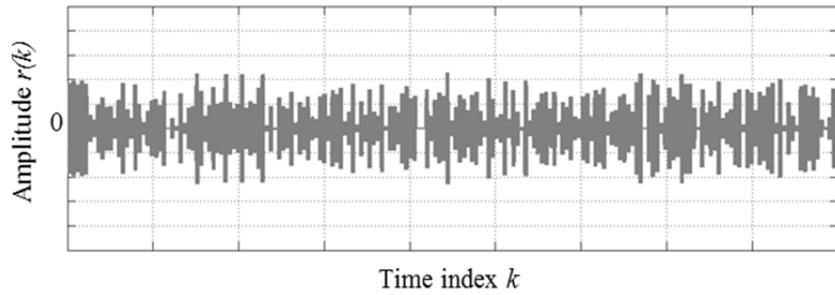
図 3-3 提案法による分離前後の信号コンスタレーション例



(a) 元 OFDM 信号 $S(k)$

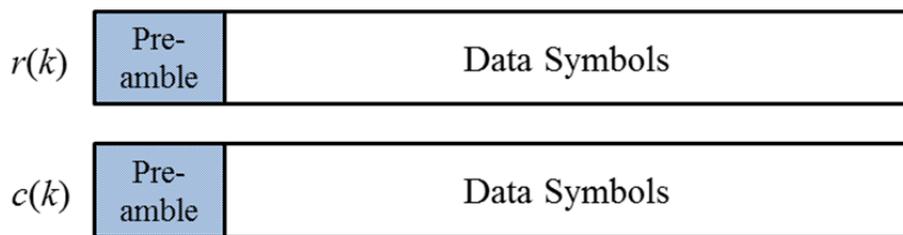


(b) 分離後の信号 $c(k)$

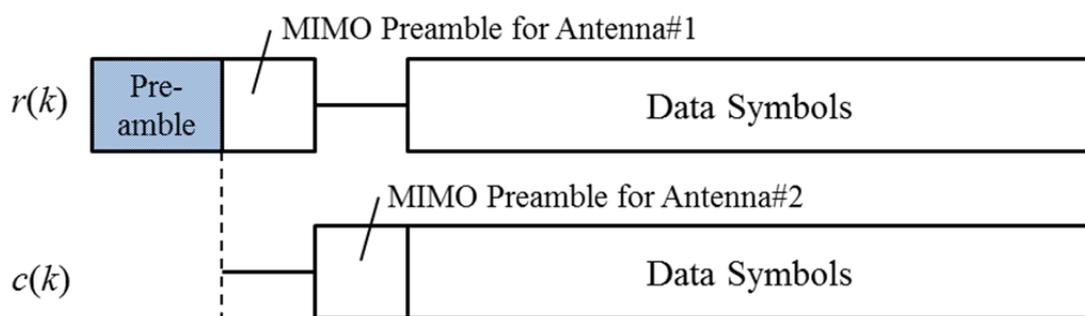


(c) 分離後の信号 $r(k)$

図 3-4 提案法による分離前後の信号波形例



(a) 分離後の信号を独立したチャンネルを使って伝送する場合



(b) 分離後の信号を 2×2MIMO チャンネルを使って伝送する場合

図 3-5 分離送信に適用するフレーム構成例

3.3 雑音除去技術

分離送信法においては、受信側で定振幅信号に対して雑音除去することで受信 S/N を改善することができる。本節では提案する雑音除去信号処理について説明する。受信側では、2 系統の受信信号 $c'(k)$ および $r'(k)$ から図 3-1 の逆のプロセスにより元の OFDM 信号が再構成されるが、ここで提案する雑音除去技術では送信された $c(k)$ の有信号時／無信号時の信号振幅がそれぞれ一定であることを利用する。本来 $c(k)$ の振幅は、図 3-4(b) に示すように有信号時には閾値 d に等しく、無信号時はゼロであるが、受信側では雑音が重畳した $c'(k)$ として受信される。このため受信信号 $c'(k)$ に対して、まず $d/2$ を閾値として信号振幅に基づいて有効な信号の有無を判断し、その結果に基づいて雑音除去を行う。具体的には次の 2 種類の方法を提案する。

- [Type1] 無信号の場合、受信信号に有効な信号成分は含まれず雑音のみであるため出力をゼロ ($=0+j0$) で置換し、有信号の場合はそのまま出力する。
- [Type2] Type1 の無信号時の処理に加えて、有信号の場合 $c'(k)$ の位相を保持した振幅 d の信号で置き換える。

提案法 (Type1, Type2) による雑音除去後の定振幅信号 $\hat{c}(k)$ は次式で表される。図 3-6～図 3-7 に提案する無信号時および有信号時の雑音除去処理を示す。

[Type1]

$$\hat{c}(k) = \begin{cases} 0 & ; |c'(k)| < d/2 \\ c'(k) & ; d/2 \leq |c'(k)| \end{cases} \dots\dots\dots(3-3)$$

[Type2]

$$\hat{c}(k) = \begin{cases} 0 & ; |c'(k)| < d/2 \\ \frac{c'(k)}{|c'(k)|} \cdot d & ; d/2 \leq |c'(k)| \end{cases} \dots\dots\dots(3-4)$$

提案した雑音除去技術により、定振幅信号に含まれる雑音を低減・除去できるため、受信側で再構成された OFDM 信号に含まれる雑音電力を低減することができる。

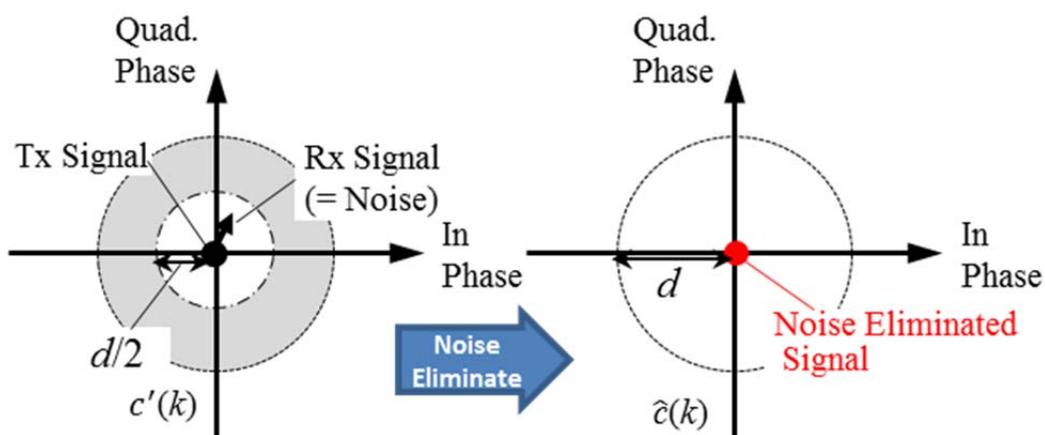


図 3-6 $c'(k)$ に対する無信号時の提案雑音除去技術 (Type1 の $|c'(k)| < d/2$ の場合)

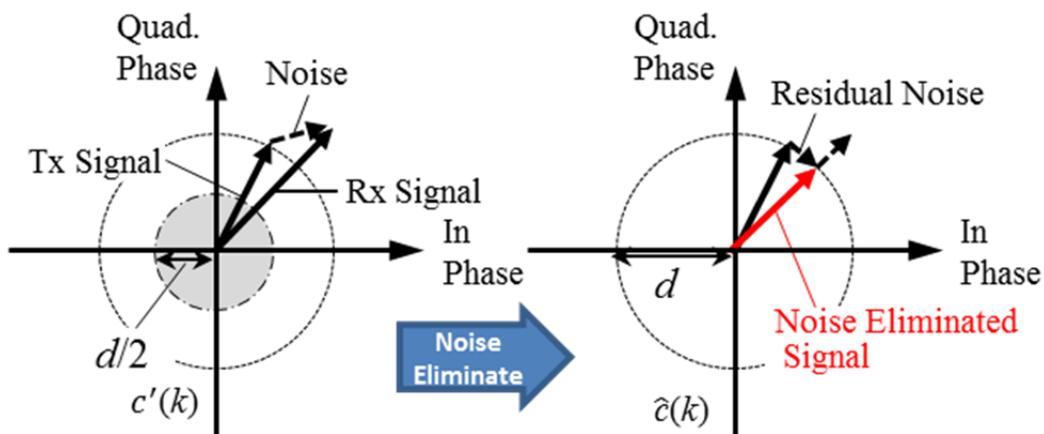


図 3-7 $c'(k)$ に対する有信号時の提案雑音除去技術 (Type2 の $d/2 < |c'(k)|$ の場合)

3.4 特性評価

提案した分離送信法を用いた OFDM 信号伝送による PAPR 低減・PAE 改善、および受信側での雑音除去による S/N 改善の効果を確認するため、これらをシミュレーションにより評価した。前述した通り、分離送信法は多段に適用することが可能であるため、本検討では 1 段/2 段の分離処理を行った場合（以下、それぞれ 1 閾値/2 閾値と記す）の性能評価を行った。なお、提案法においては分離の際の信号処理により信号帯域幅が広がると想定されるため、併せて帯域外特性の評価を実施した。表 3-1 にシミュレーション評価で使用する共通諸元を示す。分離送信法のパラメータである閾値については、元の OFDM 信号の時間波形の最大振幅で規格化した値で示すこととし、時間波形の分布が原点を中心とする複素ガウス分布で近似できることから、最大振幅として 4σ (σ は標準偏差) を用いた。また、PAPR および PAE の検討については、比較的発生頻度の低いより大きなピークまで考慮するため、(2-3)式で与えられる CCDF の 1% 値について評価した。また、図 3-8 に LTE で想定されるマイクロ波帯の一般的な電力増幅器[13]におけるバックオフと PAE の関係を再掲する。本論文においては、PAPR を P_{-1dB} に対するバックオフとした時の PAE を図 3-8 より求める方法で増幅器の PAE を評価する。

表 3-1 シミュレーション諸元

Number of Subcarriers (IFFT size: N)	52 [Data: 48, Pilot: 4] (64)
Modulation Scheme	QPSK, 16QAM
Channel Model	AWGN

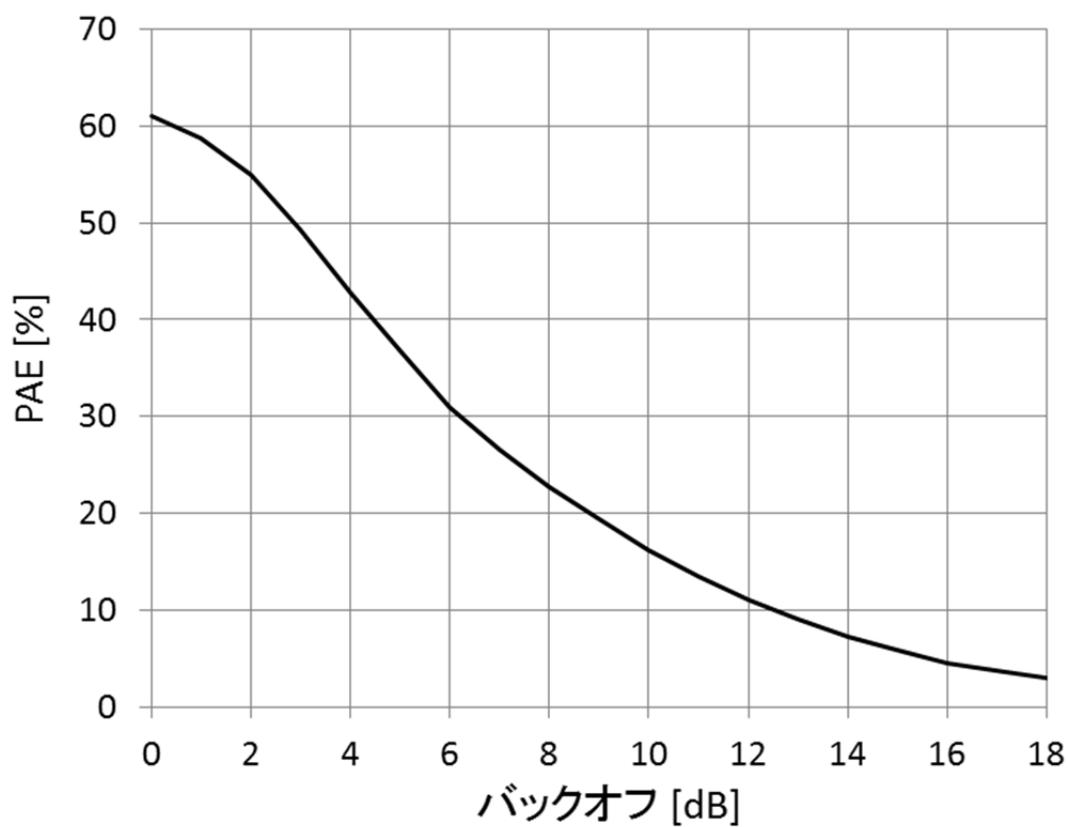


図 3-8 典型的なマイクロ波帯送信増幅器のバックオフと PAE の関係 (再掲)

3.4.1 PAPR および総合 PAE 特性

提案法で分離された 2 系統の送信信号のうち、定振幅信号に対しては効率の良い非線形増幅器を送信増幅器として使用することができるため、本節では線形増幅が必要な残差信号の PAPR 特性について評価を行う。提案法の閾値を最適化した上で、PAPR 低減・PAE 改善の効果を定量的に示す。閾値の最適化については、(3-2)式から分かるように閾値を大きく設定するほど送信信号のピーク振幅は小さくなるが、送信信号振幅が閾値を越える確率は低下することから、PAPR 最小化の観点から閾値には最適値が存在することが期待できる。図 3-9 に QPSK 信号の場合の 1 閾値に対する残差信号の PAPR の変化を示す。閾値が小さい領域 ($d < 0.2$) において、想定とは逆に提案法の PAPR は元の OFDM 信号より増大している。これは図 3-10 に示す通り、提案法の信号分離によりピーク電力が減少している一方で平均電力も減少していることが原因である。図 3-9 より閾値 d が 0.4~0.5 近傍で PAPR が最小となることが分かる。提案した分離送信法の効果により、表 3-2 に示す通り PAPR が CCDF=1%点で 4.0dB 低減されることが分かった。さらに、図 3-11 に QPSK 信号に対して分離送信法を 2 段適用した場合 (2 閾値) について残差信号の PAPR の変化を示す。1 閾値の場合と同様に閾値に最適値を持ち、 d が 0.3~0.4 近傍で PAPR が最小となることが分かる。PAPR の低減効果を表 3-3 に示す。PAPR は CCDF=1%点で 4.3dB 低減され、分離送信を 2 段化することによる追加の PAPR 低減効果は 0.3dB 程度であることが分かった。

変調方式を 16QAM とした場合についても評価を行った結果を図 3-12、表 3-4 に示す。その結果 QPSK 信号の場合とほぼ同一の PAPR の変化を示し、提案法の効果に変調方式に依存しないことが確認できた。

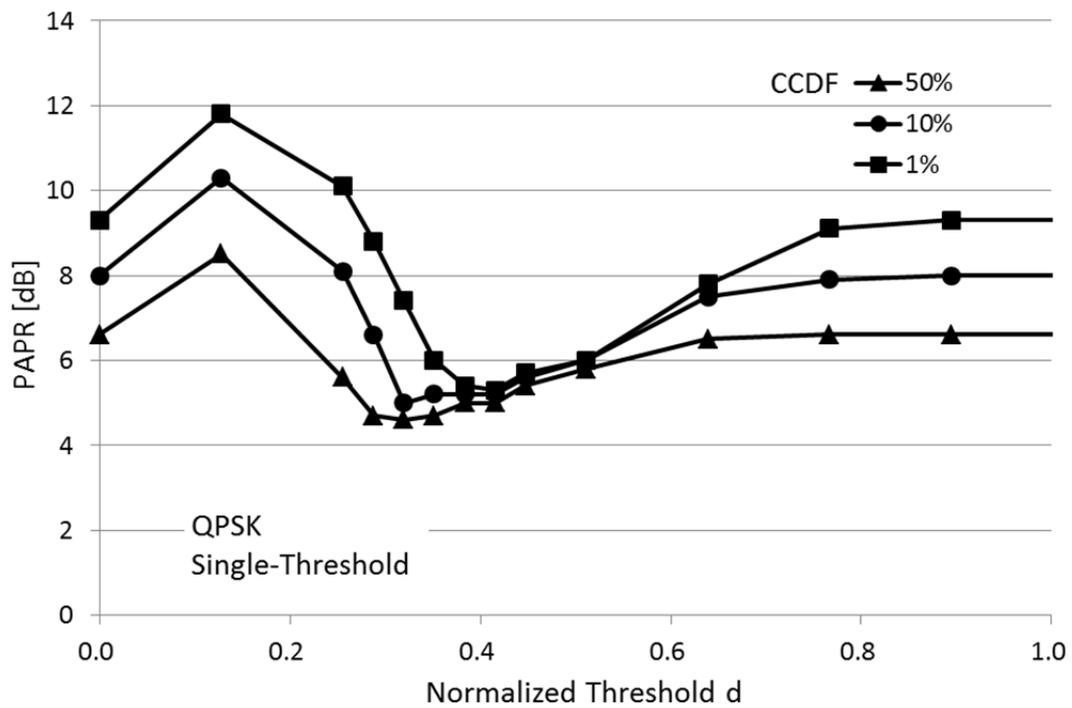


図 3-9 閾値に対する残差信号の PAPR 特性 (QPSK, 1 閾値)

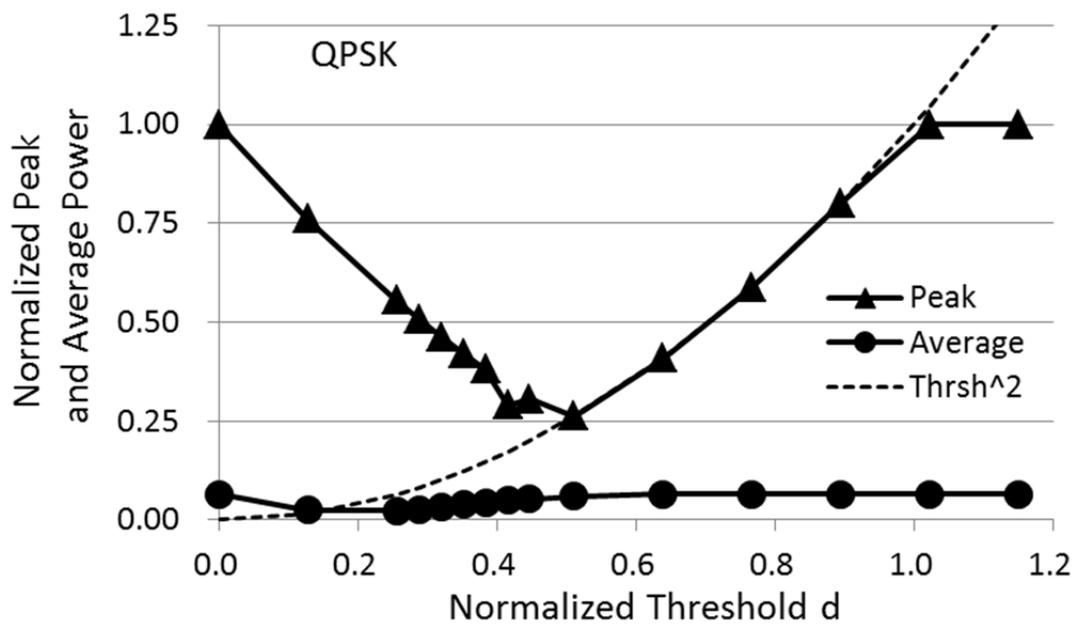


図 3-10 閾値に対する残差信号のピーク電力, 平均電力の変化

表 3-2 提案法における PAPR 低減効果 (QPSK, 1 閾値)

CCDF	PAPR [dB]		PAPR Reduction [dB]
	Proposed single-threshold	Conventional OFDM	
50% (0.5)	4.6	6.6	2.0
10% (0.1)	5.0	8.0	3.0
1% (0.01)	5.3	9.3	4.0

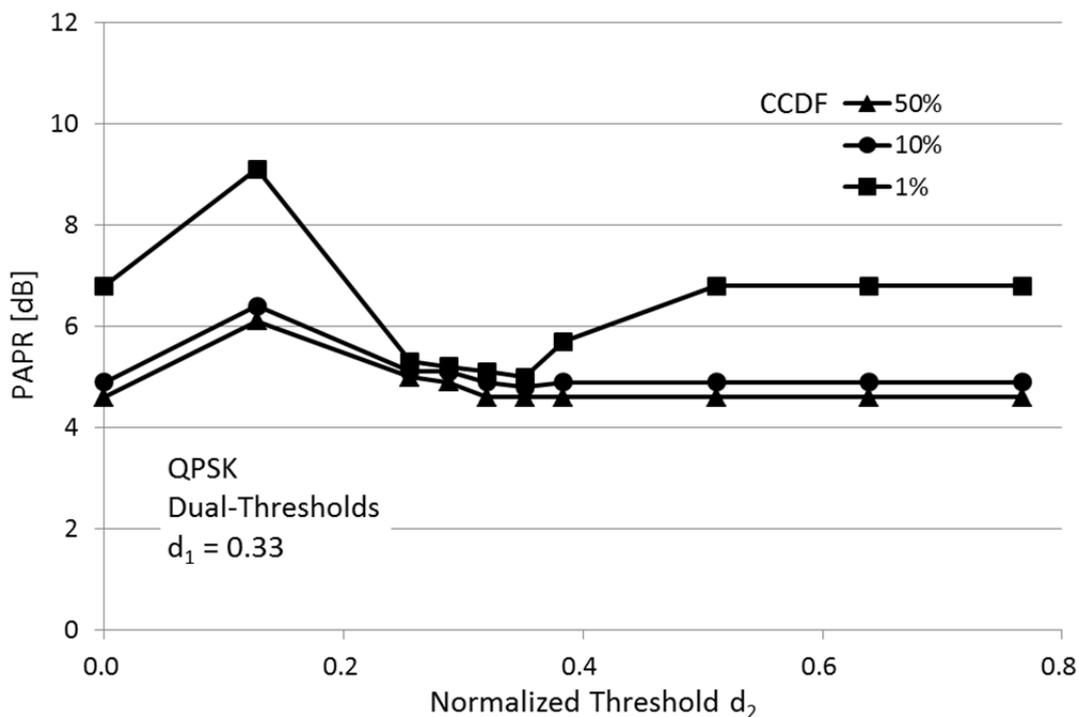


図 3-11 閾値に対する残差信号の PAPR 特性 (QPSK, 2 閾値)

表 3-3 提案法における PAPR 低減効果 (QPSK, 2 閾値)

CCDF	PAPR [dB]		PAPR Reduction [dB]
	Proposed dual-thresholds	Conventional OFDM	
50% (0.5)	4.6	6.6	2.0
10% (0.1)	4.8	8.0	3.2
1% (0.01)	5.0	9.3	4.3

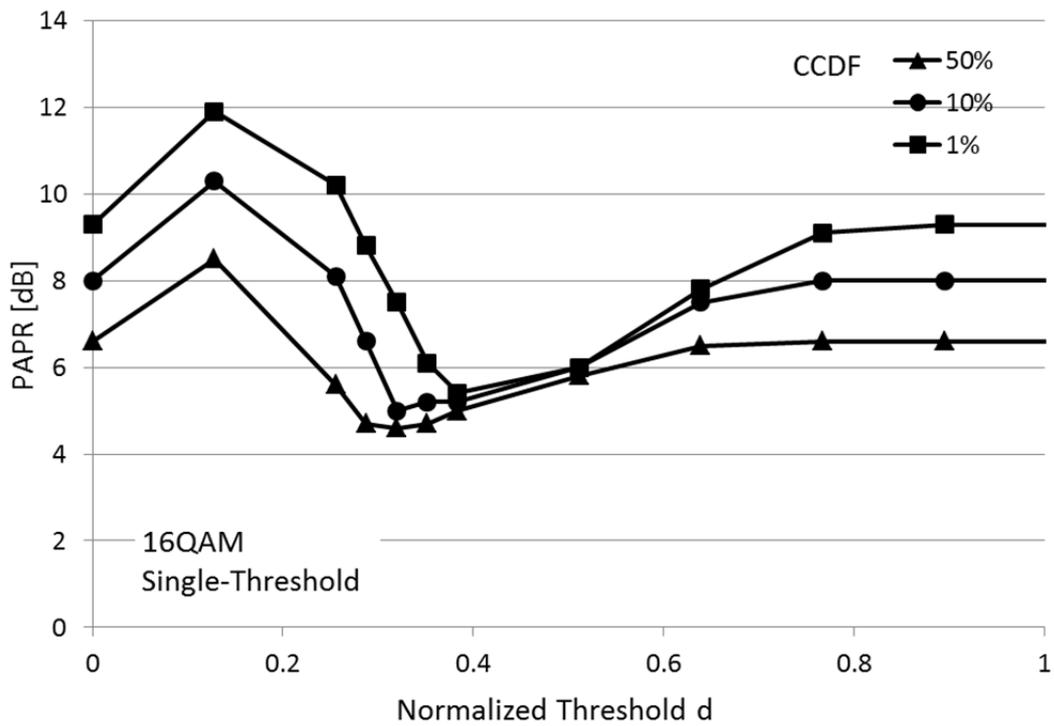


図 3-12 閾値に対する残差信号の PAPR 特性 (16QAM, 1 閾値)

表 3-4 提案法における PAPR 低減効果 (16QAM, 1 閾値)

CCDF	PAPR [dB]		PAPR Reduction [dB]
	Proposed single-threshold	Conventional OFDM	
50% (0.5)	4.6	6.6	2.0
10% (0.1)	5.0	8.0	3.0
1% (0.01)	5.3	9.3	4.0

提案した分離送信による送信増幅器の PAE 向上・低消費電力化の効果を具体的に確認するため、残差信号、定振幅信号それぞれに使用した送信増幅器の PAE を評価し、送信増幅器全体での総合 PAE および消費電力を確認する。図 3-13 に閾値をパラメータとして、残差信号 $r(k)$ に用いた増幅器単体での PAE を評価した結果を示す。前節と同様に CCDF=1% について評価すると、閾値の最適化により提案法では 35% 程度の PAE を実現できることが分かる。この値は、従来の OFDM 送信機の送信増幅器 ($d=0$ に相当する) と比較して約 2 倍の高効率である。前述した様に、分離した送信信号のうち、残差信号 $r(k)$ は線形増幅する必要があるが、定振幅信号 $c(k)$ についてはより効率が低い非線形増幅器が利用可能である。ここでは、最低限の効果を見積もるため、残差信号と同様に図 3-8 の特性を持つ線形増幅器を定振幅信号に使用する前提で PAE と消費電力を試算する。定振幅信号に対しては、定振幅であるためバックオフを取る必要がないことから、送信増幅器に B 級プッシュプル動作を想定すると、有信号時は PAE=60% で動作可能であり、無信号時はバイアス電流を実質ゼロにできるため消費電力を大幅に削減できる [47]。端末への適用を想定し送信信号電力を 10mW、提案分離送信法の閾値 $d=0.5$ として試算した送信増幅器全体での消費電力を表 3-5 に示す。提案法により送信増幅器全体で消費電力を約 50% 削減できることが分かる。なお、評価の過程で閾値 $d=0.5$ での定振幅信号の Duty factor (有信号の時間比率) はわずか 2.6% であり、また定振幅信号 $c(k)$ と残差信号 $r(k)$ の電力配分についても 91.5% が残差信号で定振幅信号は 8.5% に過ぎないことが分かった。このことから、提案法において大半の時間は元の OFDM 信号の時間波形をそのまま残差信号として伝送し、低頻度で振幅が大きな信号が発生した場合にのみ定振幅信号を用いて欠落なく信号成分を伝送していることが分かる。

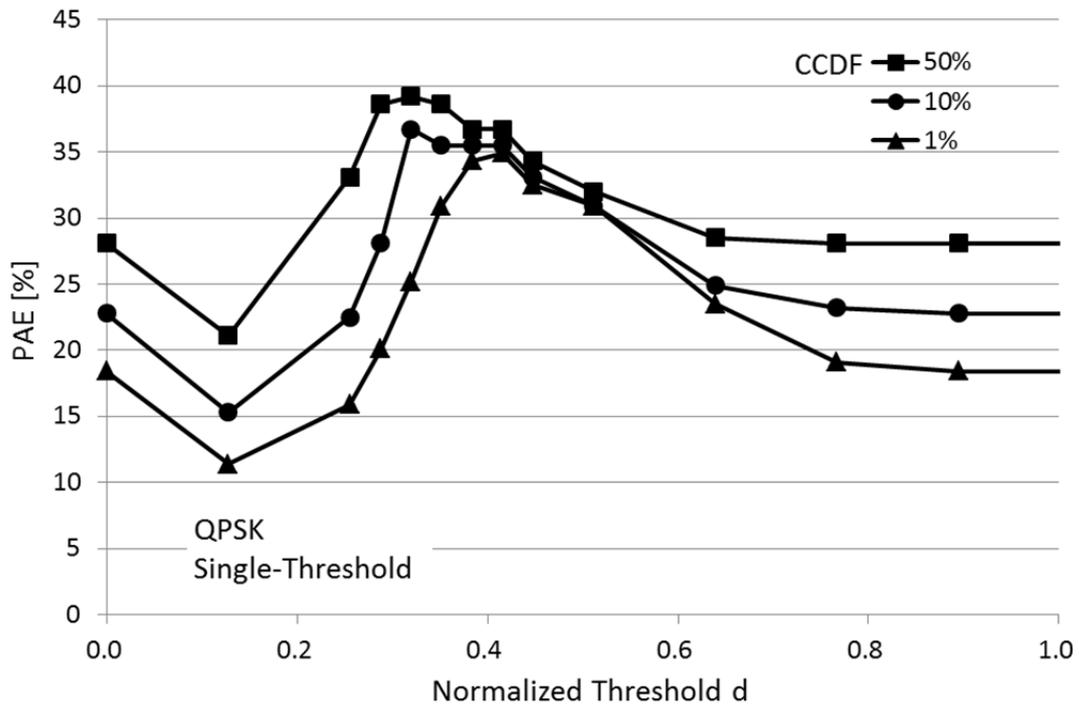


図 3-13 閾値に対する残差信号に使用する増幅器の PAE 特性 (QPSK, 1 閾値)

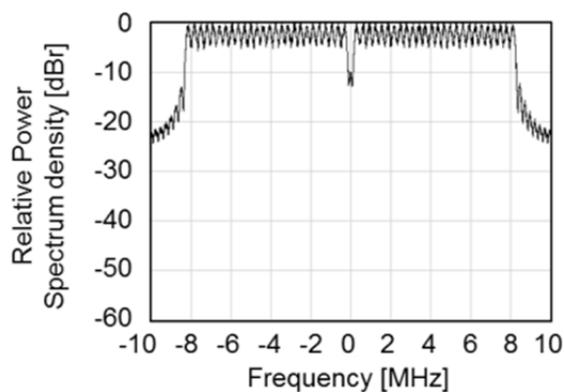
表 3-5 提案法における送信増幅器全体での PAE, 消費電力 (送信電力 10mW)

		PAE [%]	Power Consumption [mW]
Proposed scheme	Residual signal $r(k)$	35	25.9
	Const. amp. signal $c(k)$	60	1.6
	Total	36	27.5
Conventional OFDM		18	55.6

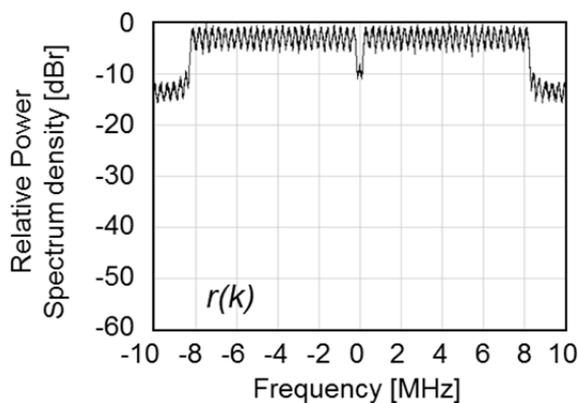
3.4.2 帯域外スペクトル放射

提案した分離送信法を実用に供するためには、帯域外特性が所要のスペクトルマスクを満足する必要がある。本節では、一例として IEEE802.11 無線 LAN (帯域幅 20MHz) の送信に分離送信を適用した場合の帯域外特性について評価を実施した。従来 OFDM の場合、信号スペクトルは標準規格で規定されているウィンドウ処理を考慮しているため、図 3-14(a)に示すように送信スペクトルマスク ($\pm 11\text{MHz}$ 離調周波数において -20dB 以下) を満足している。一方、図 3-14 (b)および図 3-14 (c)に示すように、提案法においては信号の分離処理により -10dB 程度の帯域外の信号成分が定振幅信号 $c(k)$ 、残差信号 $r(k)$ の双方に生じており、そのまま送信するとスペクトルマスクを満足できない。このため、一例として図 3-15 に示す 68 次有限長インパルス応答型ローパスフィルタ (LPF) を分離後の帯域外放射を抑圧するために挿入した。図 3-14 (d)および図 3-14 (e)にそれぞれフィルタ通過後の送信スペクトルを示す。中心周波数から 10MHz 離調において 20dB 以下が実現されており、送信スペクトルマスクを満足している。また、上記の帯域制限を行った場合の受信特性 (BER) について確認した結果を図 3-16 に示す。図中の破線は帯域制限なしでの BER 特性であり、フィルタの挿入前後で BER 特性の劣化は無視できることが確認できる。さらに、Clipping&Filtering [16-20]の場合にはピークを抑圧する非線形操作により発生した帯域外漏洩電力を低減するためフィルタを挿入すると再び PAPR が増大することが知られている。提案法においては OFDM 信号を分離する際に生じる信号の不連続性が帯域外成分の発生要因であり、フィルタによる時間波形の平滑化による時間波形のピーク振幅の増加は大きくないことが期待できる。閾値 $d=0.5$ とし、図 3-15 のフィルタを適用した場合の提案分離送信における残差信号 $r(k)$ の PAPR をシミュレーションにより評価した。その結果、提案法においても PAPR は帯域制限により 0.8dB 劣化し、消費電力は 3.9mW 増大することが分かった。しかしながら、図 3-14(d),(e)の帯域外放射レベルはスペクトルマスクと比して 10dB 以上余裕があるため、帯域制限を緩和する余地があることを勧告すれば、LPF の最適化により提案法において帯域制限による PAPR の増大や消

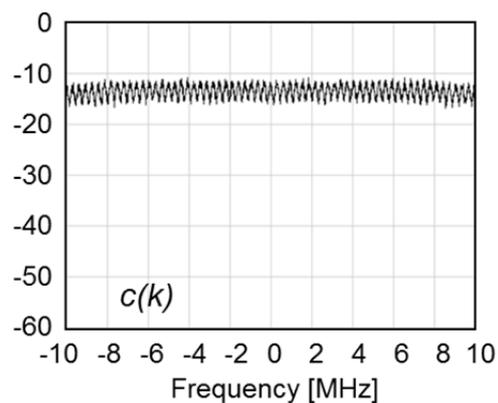
費電力の増加を限定的にとどめることは可能と考える。なお、以降の検討においては、図 3-15 に示す LPF による帯域制限を考慮した検討結果を示す。



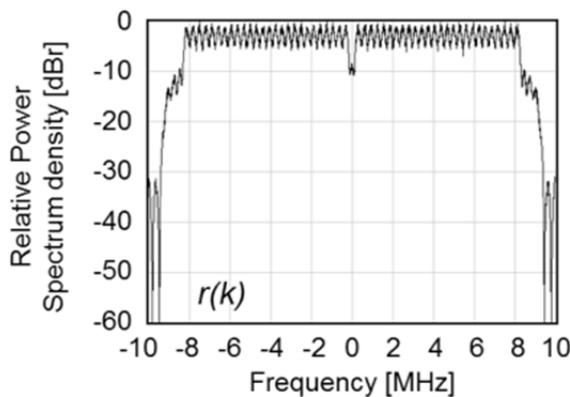
(a) 従来 OFDM



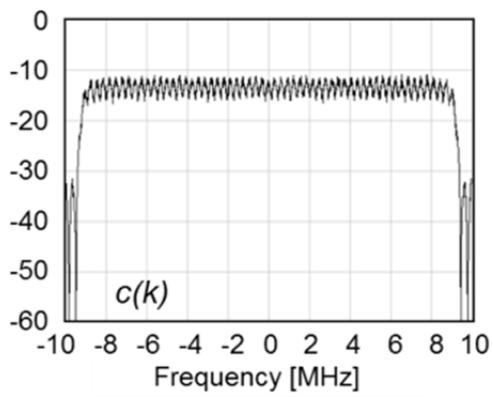
(b) 残差信号 $r(k)$



(c) 定包絡線信号 $c(k)$



(d) LPF 通過後の残差信号 $r(k)$



(e) LPF 通過後の定包絡線信号 $c(k)$

図 3-14 送信スペクトルの比較

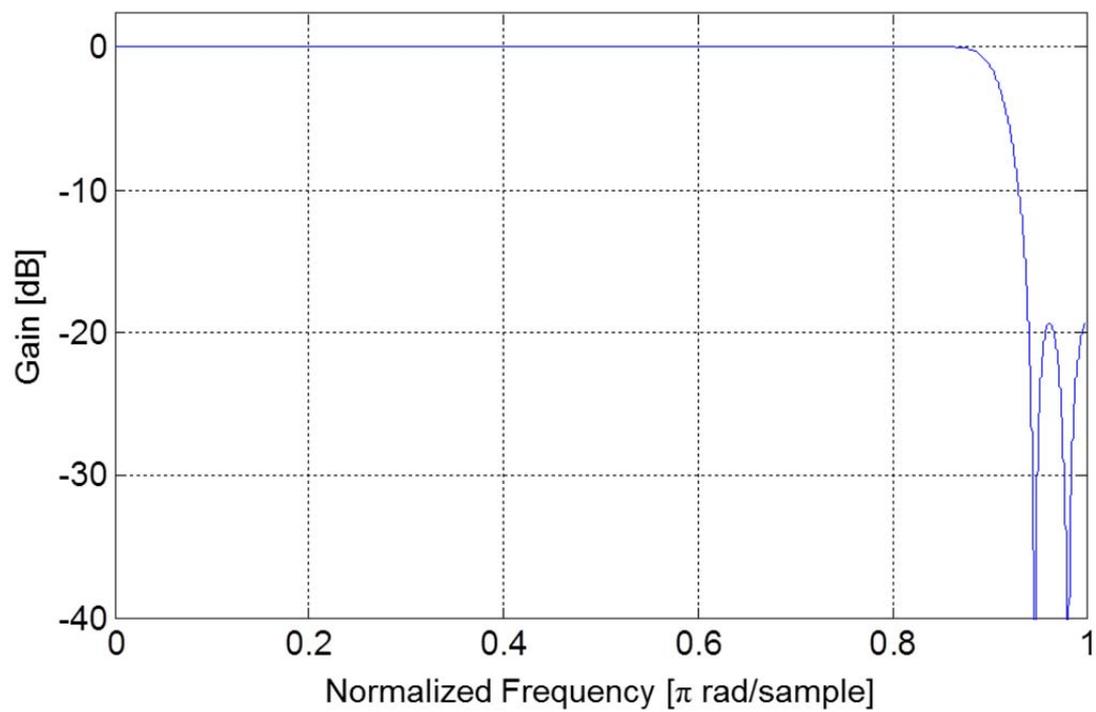


図 3-15 帯域外放射抑圧用 LPF の特性例

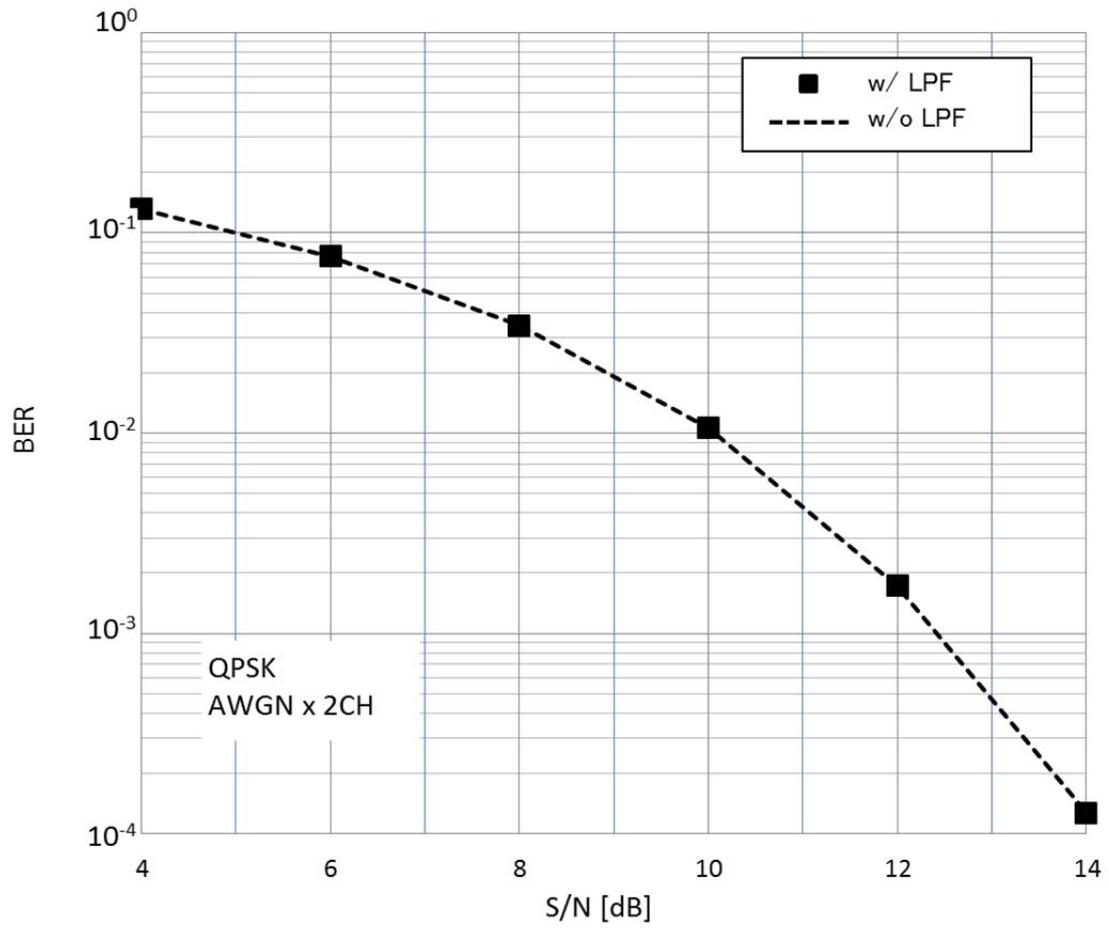


図 3-16 帯域外放射抑圧用 LPF の有無による BER 特性の比較

3.4.3 ビット誤り率特性

提案した2種類の雑音除去方法による受信 S/N 改善効果を確認するため、まず分離送信法により分離した複数系統の信号を別々のチャンネル（異なる周波数チャンネル・偏波、あるいは別のタイムスロット）で伝送した場合を想定し、それぞれ独立した AWGN チャンネルにより伝送した場合の BER 評価シミュレーションを行った。さらに、分離後の信号を MIMO により多重伝送した場合について検討した。図 3-17 に、分離後の2系統の信号を独立した AWGN チャンネルにより伝送した場合のシミュレーションモデルを示す。点線内が伝送路を含めた提案法（分離送信、雑音除去）の機能ブロックであり、点線内を1系統の送受信系で置換えたものが従来 OFDM におけるモデルに相当する。2系統の受信系でそれぞれ印加される雑音 $N_1(k)$, $N_2(k)$ の電力は σ_n^2 とした。図 3-18 にこの時の BER 特性を示す。雑音除去しない場合（図中の Prop. w/o Noise Elimination）には従来 OFDM 伝送の場合と比較して 3dB 劣化した BER 特性を示すことが確認できる。これは、送信電力一定を仮定すると、受信機で印加される雑音電力が2倍になることに起因する。これに対して、提案の雑音除去を行う効果により BER= 10^{-3} 点で約 3dB 受信 S/N が改善され、ほぼ従来 OFDM と同等の BER 特性を実現できることが確認できた。さらに、提案する雑音除去方法のうち、常時雑音除去する Type2 に比べ定振幅信号 $c(k)$ の無信号時のみ雑音を除去する Type1 の方が優れた BER 特性を示し、特に低 S/N の領域で特性差が拡大することが分かった。これは、雑音が大きい場合に定振幅信号の有無判断を誤る等の理由により、 $c(k)$ の有信号時の雑音除去の操作によって逆に劣化が増大することを示している。なお、提案する雑音除去方法の理論的な性能上限として、定振幅信号に重畳した雑音を完全に除去できると仮定すると、雑音除去しない場合からの改善量は最大 3dB となる。高 S/N 領域では「定振幅信号の有無判断を誤らない」点に加え、図 3-7 に示す有信号時の位相方向の残留雑音自体が小さくなるため、上記の値に漸近すると予想される。これに対し、シミュレーション結果が概ね合致することを確認した。

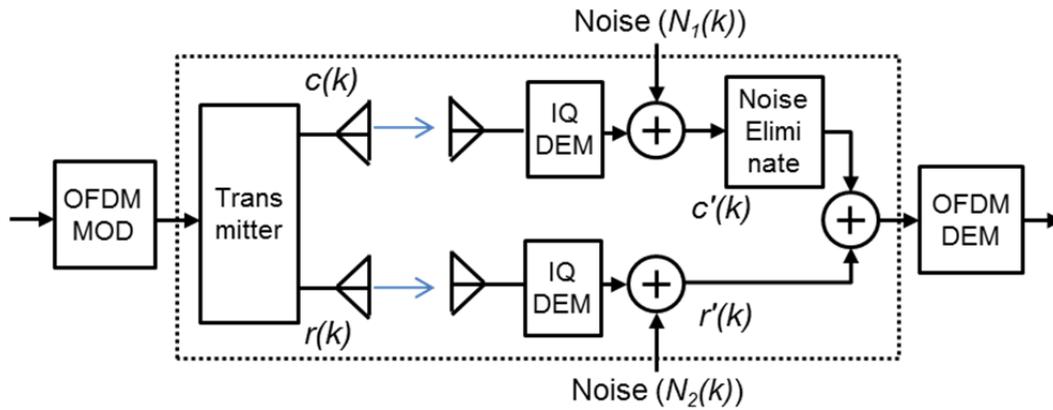


図 3-17 分離後の信号を独立した AWGN チャンネルで伝送する場合のシミュレーションモデル

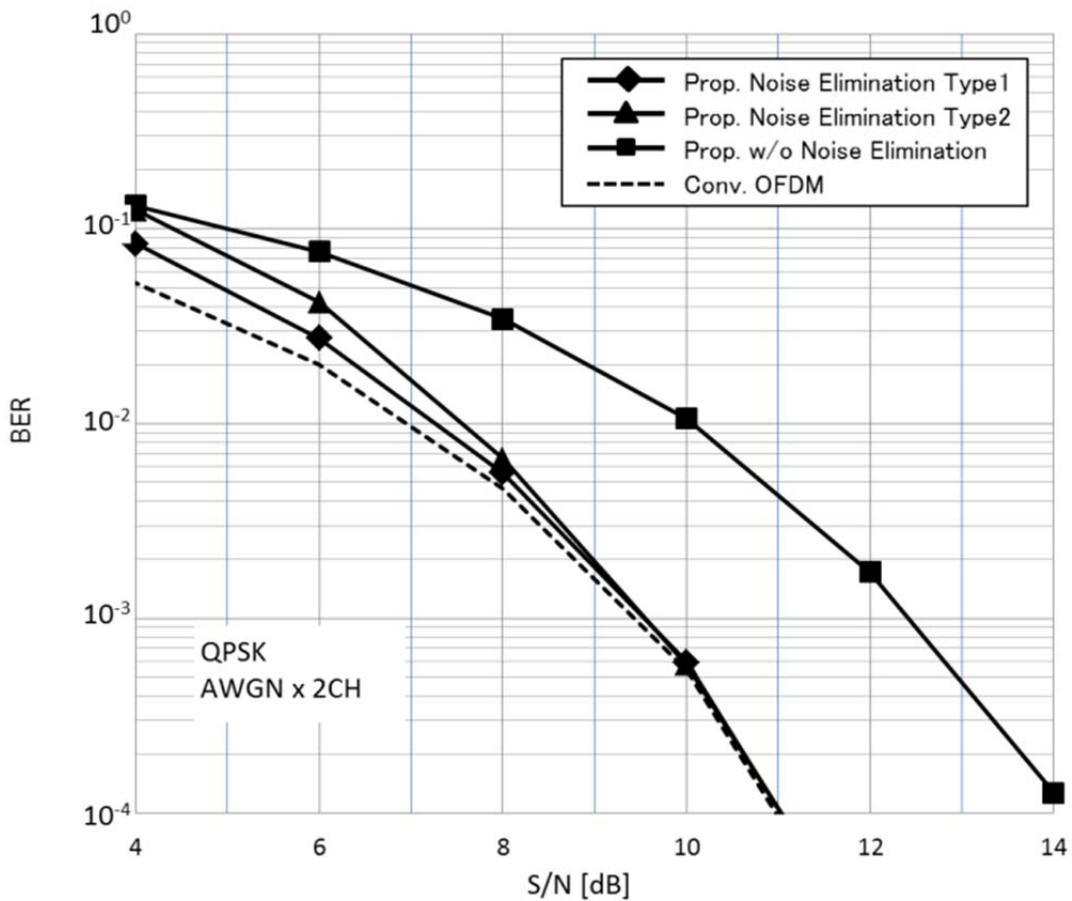


図 3-18 分離後の信号を独立 AWGN チャンネルで伝送した場合の BER 特性

次に、提案する分離送信法において、分離した2系統の信号を2×2MIMOにより伝送した場合のBER特性について議論する。ここでは、MIMOを適用した場合の再構成後の受信S/Nを定式化し、シミュレーションによりモデル化の妥当性を確認した。なお、シミュレーションはMIMO伝送時の動作を定性的・定量的に確認するため、固定的なアンテナ配置の一例を仮定して実施した。まず、MIMOを適用した場合の再構成後の受信S/Nを定式化する。送受信アンテナ間のチャネル行列を \mathbf{H} とすると、受信側でMIMO信号の分離に用いるウェイト行列 \mathbf{W} は次式で与えられる。なお、MIMO信号の分離にはZF法[48]を用い、式中の添字Hはエルミート転置を示す。

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \dots\dots\dots (3-5)$$

ここで、 \mathbf{W} の各要素を $w_{11} \sim w_{22}$ と表すと、MIMO分離後の信号 $c'(k)$ 、 $r'(k)$ 、および再構成後の信号 $y(k)$ はそれぞれ次式のように表わされる。 $N_1(k)$ 、 $N_2(k)$ はそれぞれ受信系1、2における雑音信号（電力 $=\sigma_n^2$ ）である。

$$c'(k) = c(k) + w_{11}N_1(k) + w_{12}N_2(k), \dots\dots\dots (3-6)$$

$$r'(k) = r(k) + w_{21}N_1(k) + w_{22}N_2(k), \dots\dots\dots (3-7)$$

$$y(k) = r'(k) + c'(k) \\ = x(k) + (w_{11} + w_{21})N_1(k) + (w_{12} + w_{22})N_2(k) \dots\dots\dots (3-8)$$

従って、提案法において(3-5)式のウェイトを基に受信側でMIMO分離・再構成したOFDM信号に重畳する雑音電力 N は次式で求められる。

$$N = \|w_{11} + w_{21}\|^2 \cdot \sigma_n^2 + \|w_{12} + w_{22}\|^2 \cdot \sigma_n^2 \\ = A\sigma_n^2 \dots\dots\dots (3-9)$$

ここで、係数 A は次式で与えられる。

$$A = \|w_{11} + w_{21}\|^2 + \|w_{12} + w_{22}\|^2 \dots \dots \dots (3-10)$$

以上より，提案法における再構成後の受信 S/N を γ とすると，同一送信電力における元の OFDM 信号の受信 S/N を γ_0 とすれば次式で表される。

$$\gamma = A^{-1}\gamma_0 \dots \dots \dots (3-11)$$

なお， W の各要素 $w_{11} \sim w_{22}$ はチャネルの状況によって変化する複素数であるため，係数 A は(3-10)式より次式の範囲で変化することが分かる。

$$0 < A \leq 2 \dots \dots \dots (3-12)$$

また，提案した雑音除去を適用した場合の係数を A' とすると，定振幅信号 $c(k)$ に重畳した雑音を除去できることから(3-10)式の各項より w_{11} ， w_{12} を除外すると次式のように求められる。

$$A' = \|w_{21}\|^2 + \|w_{22}\|^2 \dots \dots \dots (3-13)$$

さらに，ここまで定式化してきたモデル化の妥当性を確認するため，アンテナ配置の一例を仮定してシミュレーションにより特性評価を行った結果を示す。検討に使用した送信局および受信局のアンテナ配置の一例を図 3-19 に示す。受信 S/N に対する BER 特性を評価するため，本論文では伝送距離による減衰は考慮せず各アンテナ間での伝搬経路差による位相差のみ考慮したチャネル情報を使用し，受信側でチャネル情報は既知とした。「静的な伝送路」は，周囲に電波の反射や散乱が発生しない環境での「見通し通信」において実現可能であるが，一般に MIMO において複数信号系列を伝送するためには，チャネル行列のランクが伝送すべき信号系列数と同数以上存在する必要がある。このため，実際の LTE においてアンテナ間隔は $\lambda/2$ 程度であるのに対し，本検討ではアンテナ間隔を 10λ と広く取り見通し通信において MIMO 伝送可能な条件を仮定した。MIMO を使用した場合のシミュレーションモデルを図 3-20 に示す。AWGN チ

チャネル（図 3-17）の場合と同様，2 系統の受信系で印加される雑音 $N_1(k)$, $N_2(k)$ の電力はそれぞれ σ_n^2 とした。図 3-21 に提案法を 2×2MIMO に適用し雑音除去しない場合のアンテナ配置毎の BER 評価結果を示す。また，各(L [m], θ [deg]) の条件において(3-10) 式より求められる係数 A を表 3-6 に示す。両者を比較することで，各条件での受信 S/N の差が(3-10)式の A の値とよく一致していることが分かる。

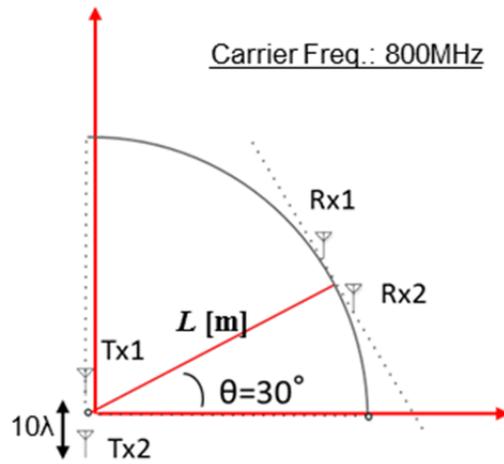


図 3-19 2×2MIMO 伝送時のアンテナ配置例

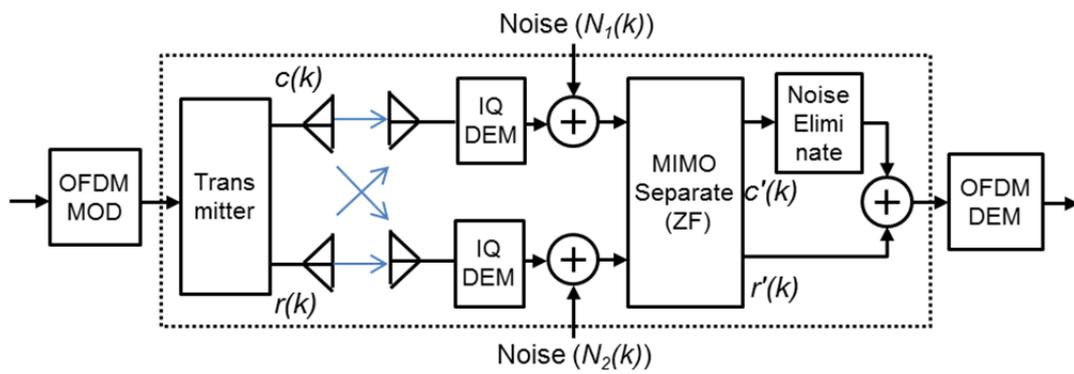


図 3-20 分離後の信号を 2×2MIMO チャンネルで伝送する場合のシミュレーションモデル

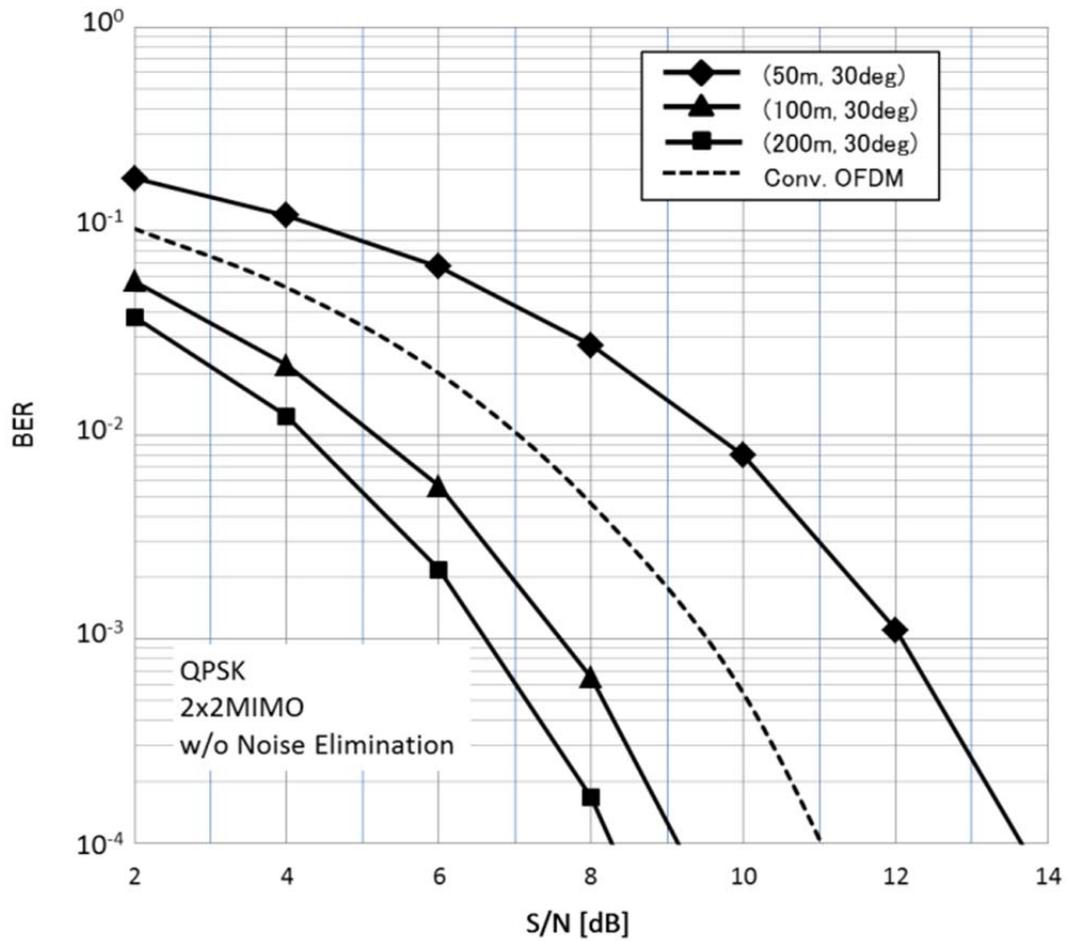


図 3-21 提案法を 2×2MIMO に適用し雑音除去しない場合のアンテナ配置毎の BER 特性

表 3-6 各アンテナ配置における 2×2MIMO 伝送時の SISO 伝送時との S/N 比較

	(L[m], θ [deg])		
	(50, 30)	(100, 30)	(200, 30)
Coefficient A [true value]	1.82	0.65	0.53
S/N difference [dB]	-2.6	1.9	2.8

次に、本提案の雑音除去を適用した場合の特性についてであるが、 $(L[m], \theta[\text{deg}]) = (50\text{m}, 30\text{deg})$ のアンテナ配置を例として考察する。図 3-19 中に記載のパラメータより、チャネル行列 \mathbf{H} および受信側で MIMO 信号の分離に用いるウェイト行列 \mathbf{W} はそれぞれ次式で与えられる。

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 0.5093 - j0.8606 & 0.5704 + j0.8214 \\ 0.5058 + j0.8626 & 0.5090 - j0.8608 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3-14)$$

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0.4721 + j0.3016 & 0.4709 - j0.3035 \\ 0.4928 - j0.2665 & 0.4720 + j0.3018 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3-15)$$

本節の前半で考察した通り雑音除去により雑音電力は低減できる。この例では、雑音電力除去後の残留雑音電力は、 $A' = 0.63$ に漸近することとなり、従来 OFDM と比較して 2dB ($=10\log_{10}(A')$) を上限に特性が改善されることになる。図 3-22 に雑音除去時の提案法による BER 特性のシミュレーション結果を示す。この結果についても上記の考察とよく一致することから、MIMO を用いても提案する分離送信法および雑音抑圧による受信 S/N 改善法が良好に動作することが確認できる。

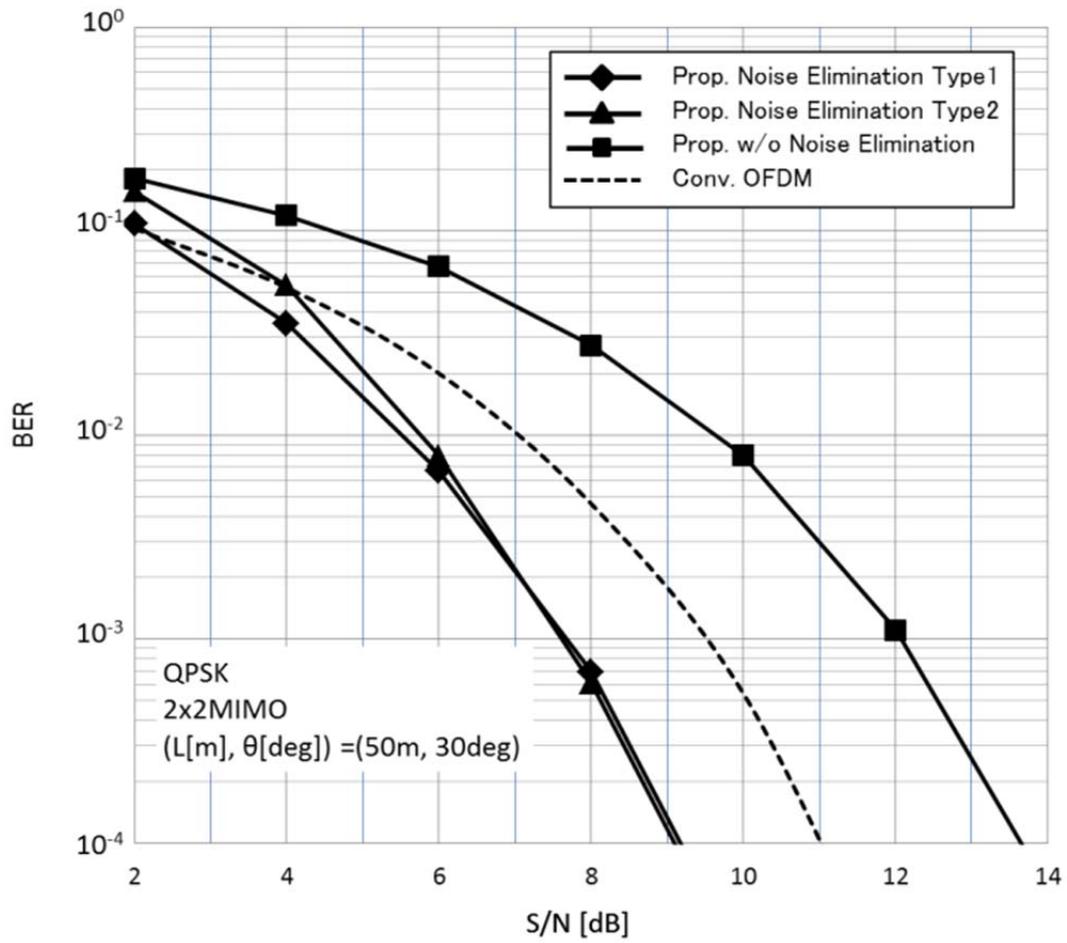


図 3-22 提案法を 2×2MIMO に適用した場合の雑音除去の有無による BER 特性の比較

3.5 まとめ

OFDM 信号の PAPR を低減し送信増幅器の PAE を改善するために提案した「分離送信法」について、送信増幅器全体での消費電力低減効果を定量的に示すと共に、静的なチャネルにおける MIMO 基本動作を確認し提案法に MIMO を適用できることを示した。同時に、受信側での非常に簡易な雑音除去処理を行うことで、通信品質を向上できることを示した。なお、本論文では基本的な効果を確認するために静的な AWGN チャネルにおける理想的なチャネル推定時の評価を行ったが、本提案技術の目的は移動通信端末に適したシステムへの応用にあるため、今後移動環境を想定した周波数選択性チャネルでの性能評価が必要である。移動環境においては、通常の OFDM においても劣化要因となるサブキャリア毎に異なる信号電力の変動やタイミング誤差 (=FFT ウィンドウ位置)、MIMO におけるチャネル推定精度の低下等に加え、提案技術に固有の劣化要因として、分離後の定振幅信号、残差信号それぞれに対する周波数選択性フェージングの影響、および分離した信号を再構成する際の位相誤差やゲイン誤差等が想定される。前者については、振幅が分離送信の閾値を超えなければ残差信号は通常の OFDM 信号そのものであり、3.4.1 節で述べたように定振幅信号が有信号である時間率がわずかに 2.6%であることを勘案すると劣化は大きくないと推定される。実際、時不変な周波数選択性のチャネルモデル (2 波モデル、到来時間差=1 サンプル時間) を用いて提案法の BER 特性を評価し、劣化が無視できることを確認している。また、後者についても、これらの誤差が「定振幅信号が有信号の時間だけ重畳する雑音」と考えれば、定振幅信号が有信号である時間率が小さいためやはり影響は限定的であると考えられる。このようなことから、これらの劣化要因に対する定量的かつ詳細な検討は今後の課題としたい。また、提案法の MIMO 適用時の運用方法については、定振幅信号では雑音除去技術による S/N 向上が可能であるため、固有値の小さいチャネルに定振幅信号を割り当てる、あるいは重み付け等の方法で残差信号により多くの電力を配分することで通信品質の改善につなげられる可能性がある。

第4章 TDSS-SLM 信号に対する低演算量信号生成・復調技術

4.1 はじめに

第2章で紹介したように、PAPR 低減技術として、シンボル毎に異なる位相条件で OFDM 信号を複数生成し最も PAPR が小さい信号波形を探索・送信する SLM や、OFDM を構成するサブキャリアを複数ブロックに分割し、それぞれ IFFT した時間波形に異なる位相回転行列を乗算し、最も PAPR が小さい信号波形を送信する PTS 等が広く知られているが、送信側において膨大な演算量を必要とする点に加え、シンボル毎に信号生成条件の情報をサイド情報として受信側に伝送する必要があるため、サイド情報の伝送に伴うオーバーヘッド増によるスループット低下や、サイド情報に誤りがあると致命的な品質劣化を生じる点が課題となる。送信側演算量については、IFFT 後の波形を時間軸上で巡回シフトして送信信号候補を生成することで候補数による所要演算量の増加を非常に小さく抑えた TDSS を用いた SLM [52]が提案されている。

上述の手法は、いずれもサイド情報なしで復調するには最尤推定 (Maximum Likelihood; ML) 受信が必要であり[49]演算量が膨大となる点が課題となる。一方、パイロットを用いて簡易に位相回転行列を推定する PTS が提案されている [50]が、PTS と TDSS とでサイド情報の種類が異なるため TDSS には適用できない難点があった。そこで、本章では送信側演算量が小さく、OFDM を使用する端末の消費電力削減に有利な“TDSS を用いた SLM 信号” (以下、TDSS-SLM 信号と記す) に対する一層の信号生成演算量の削減方法と、TDSS-SLM 信号に適用可能なサイド情報を用いない低演算量復調方式を提案する。

4.2 TDSS-SLM

4.2.1 SLM の課題

代表的な PAPR 低減手法の 1 つである SLM による OFDM 送信機の構成を図 4-1 に示す。SLM においては、OFDM シンボル毎に PAPR 低減のため複数の位相条件で送信信号候補を生成し、最も PAPR の小さい信号を送信する。即ち、元の送信信号に対してサブキャリア毎に位相回転を与える位相回転行列を R_i (i はインデックス)

$$R_i = \text{diag}[r_0, r_1, \dots, r_{N-1}], \dots\dots\dots(4-1)$$

とすると、 i 番目の送信信号候補 \tilde{x}_i ($i=1 \sim M$) は次式のようにになる。

$$\tilde{x}_i = \text{IFFT}(R_i \cdot X) \dots\dots\dots(4-2)$$

生成された M 個の送信信号候補から PAPR が最小の信号 x_{min} を選択して送信する。SLM では、送信候補の生成に必要となる IFFT 回数が送信信号候補数 M と同数必要となるため、高い PAPR 低減効果を得るためには所要演算量が膨大となる。

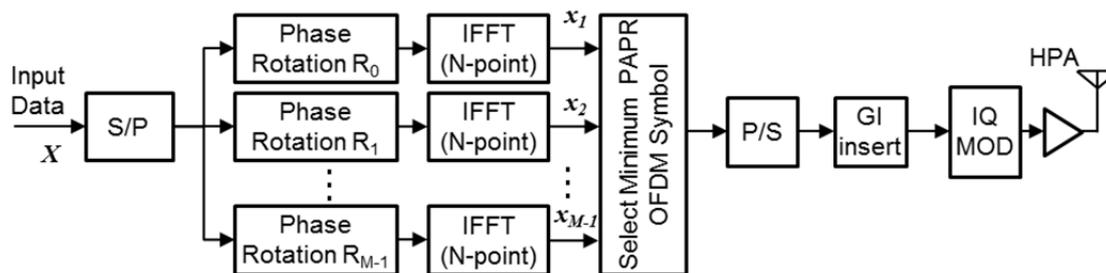


図 4-1 SLM 送信機の構成

4.2.2 TDSS-SLM の概要

TDSS は信号生成にかかる所要演算量を低減した SLM の手法の 1 つであり、サブキャリアを 2 グループに分けそれぞれを IFFT して生成した時間波形の一方を異なる遅延時間で巡回遅延し、他方の時間波形と加算することで PAPR の異なる複数の送信信号波形の候補を生成する。図 4-2 に TDSS を用いた OFDM 送信機の構成を示し、図 4-3 に各組で生成される波形例を図示する。送信すべき入力ベースバンド信号列 \mathbf{X} を、偶数／奇数番号のサブキャリアに対応する 2 系統 $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ に振り分け、それぞれのデータサイズを変えないよう交互にゼロを挿入する。即ち、

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 \dots\dots\dots(4-3)$$

$$\mathbf{X}_1 = [X[0], 0, X[2], 0, \dots, X[N-2], 0]^T \dots\dots\dots(4-4)$$

$$\mathbf{X}_2 = [0, X[1], 0, X[3], \dots, 0, X[N-1]]^T \dots\dots\dots(4-5)$$

(2-1)式および(4-3)～(4-5)式から自明であるが、 $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ をそれぞれ IFFT した時間波形を加算することで OFDM 信号が生成できることが分かる。即ち、

$$\mathbf{x} = \text{IFFT}(\mathbf{X}) = \text{IFFT}(\mathbf{X}_1) + \text{IFFT}(\mathbf{X}_2) \dots\dots\dots(4-6)$$

$$\mathbf{x}_1 = \text{IFFT}(\mathbf{X}_1) \dots\dots\dots(4-7)$$

$$\mathbf{x}_2 = \text{IFFT}(\mathbf{X}_2) \dots\dots\dots(4-8)$$

前述した様に、TDSS ではグループ分けしてそれぞれ IFFT した信号の一方を l サンプルだけ巡回遅延させた信号を、他方の IFFT 出力と加算することで図 4-3 に示すような PAPR の異なる複数の OFDM 信号（即ち送信信号候補）を生成する。 i 番目の送信信号候補 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ ($i=0 \sim M-1$) は次式で表わされる。

$$\tilde{x}_i = x_1 + CS(x_2, l_i) \dots \dots \dots (4-9)$$

ここで、 l_i は i 番目の送信信号候補を生成する際の巡回遅延時間とし、関数 $CS(a,b)$ は時間波形ベクトル a を b サンプル巡回遅延させることを示す。なお、図 4-3 の例では、PAPR が最も小さい \tilde{x}_3 が送信される。TDSS では複数の送信信号候補の生成に際して、候補数 M に係らず必要な IFFT の演算回数は 2 であり、所要演算量は $M=2$ の SLM と同等である。このため、 M が大きくなるほど SLM と比較した所要演算量の削減効果は大きくなる。

一方、受信側の処理に関しては、TDSS-SLM 信号を通常の OFDM 信号として復調すると、巡回遅延させたサブキャリアグループの信号は、巡回遅延時間を l 、サブキャリア番号を p ($p=0 \sim N-1$) とすると $e^{-2\pi jpl/N}$ だけ位相が回転している。このため、元の送信信号を復元するにはサイド情報として送信側で信号生成時に使用した巡回遅延時間 l が必要となり、生成した送信信号候補数 M であれば、OFDM シンボル毎に $\log_2(M)$ ビットのサイド情報を伝送する必要がある。なお、前述したように TDSS-SLM を含め、SLM を用いる場合にサイド情報を伝送せずに復調するには、受信側では ML 受信が必要であり膨大な演算量が必要となることが知られている。

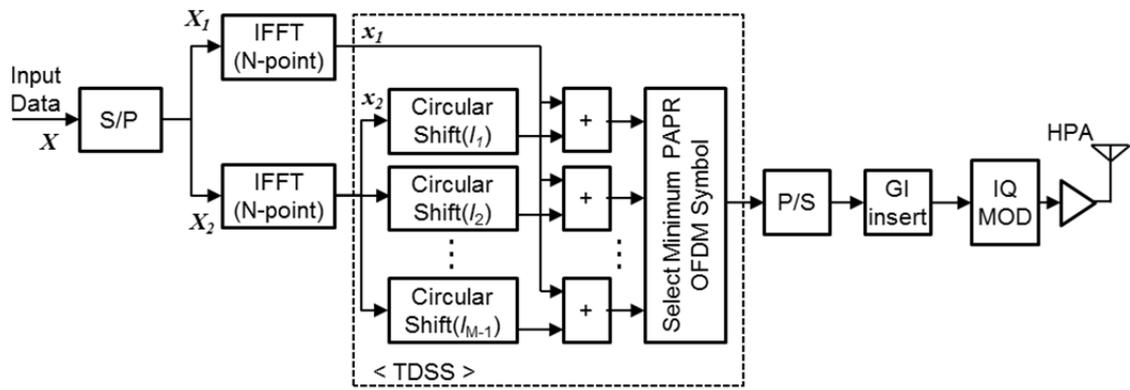


図 4-2 従来 TDSS-SLM 送信機の構成

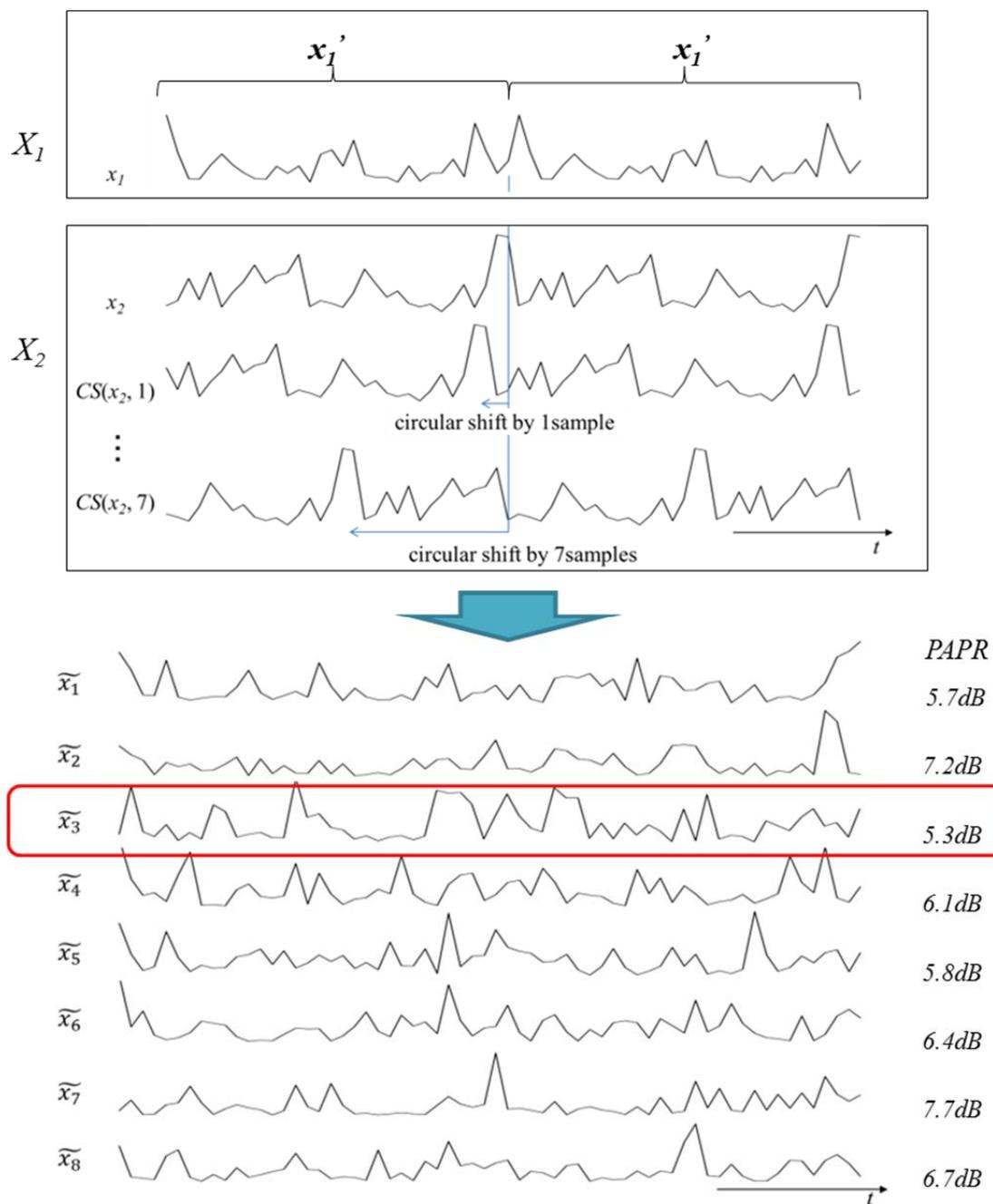


図 4-3 TDSS-SLM における送信信号波形例 ($M=8$)

4.3 TDSS-SLM 信号の送信演算量低減技術

前節で述べたように、TDSS は SLM の演算量低減手法として提案された技術ではあるが、図 4-2 から明らかなように 1 シンボルの OFDM 信号の生成に IFFT を 2 回行う必要があり、従来 OFDM と比較すると所要演算量は 2 倍程度となる。このため、本節では TDSS-SLM の一層の低演算量化を実現する手法について述べる。SLM の演算量を低減する別の方法としてサブバンド分割が知られている [51]。サブバンド分割はサブキャリアを複数のグループに分割し IFFT した結果を加算することで OFDM 信号を生成する方法である。前節の TDSS が IFFT の回数を低減するのに対して、サブバンド分割を用いるとサブキャリアの分割を工夫することで IFFT のサイズを低減することができる。ここでは、図 4-4 を用いて文献[51]に記載の手法について説明する。前節と同様、入力ベースバンド信号列を偶数/奇数番号のサブキャリアに対応する 2 グループに分割する。(4-6)式から明らかなように、OFDM 信号を生成するには分割したサブキャリアに対してそれぞれ IFFT が必要となるが、分割後の送信信号ベクトル \mathbf{X}_1 , \mathbf{X}_2 の要素としては交互にゼロが配置される。 \mathbf{X}_1 を N ポイント IFFT する場合、出力 $x_1[i]$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned}
 x_1[k] &= \sum_{m=0}^{N-1} X_1[m] e^{j\frac{2\pi km}{N}} \\
 &= \sum_{p=0}^{N/2-1} X_1'[p] e^{j\frac{2\pi k \cdot (2p)}{N}} \quad ; k=0, 1, \dots, N-1 \dots \dots \dots (4-10) \\
 &= \sum_{p=0}^{N/2-1} X_1'[p] e^{j\frac{4\pi kp}{N}}
 \end{aligned}$$

ここで、 \mathbf{X}_1 からゼロ要素を除外した $(N/2 \times 1)$ のベクトルを \mathbf{X}_1' とし、 \mathbf{X}_1' を $N/2$ ポイント IFFT する場合とを比較する。(4-4)式より、 $X_1[k]$ および $X_1'[i]$ は以下のよう書き換えられる。

$$X_1[k] = \begin{cases} X_1'[k/2]; & k = 0, 2, \dots, N-2 \\ 0 & ; k = 1, 3, \dots, N-1 \end{cases} \dots\dots\dots(4-11)$$

$$X_1'[i] = X_1[2i], \quad i = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \dots\dots\dots(4-12)$$

X_1' に対し $N/2$ 点 IFFT を行った出力 $x_1'[i]$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} x_1'[i] &= 2 \sum_{m=0}^{N/2-1} X_1'[m] e^{j2\pi im / (N/2)} \\ &= 2 \sum_{m=0}^{N/2-1} X_1'[m] e^{j4\pi im / N} \end{aligned} \quad ; i=0, 1, \dots, N/2-1 \dots\dots\dots(4-13)$$

ここで、定数係数 2 は IFFT のポイント数が 1/2 となることに伴う規格化定数である。従って、 x_1 は x_1' の振幅を 1/2 倍、2 周期繰り返したものと一致することが分かる。このため、サブキャリアを分割する際、グループ X_1 のサブキャリア数を 2 のべき乗にしておけば、少ないポイント数の IFFT で所望の信号を得ることができる。なお、グループ X_2 については N ポイント IFFT が必要である。図 4-5 に提案する OFDM 送信機の構成を示す。提案送信機では、サブバンド分割を適用し、分割後のサブキャリア数を 2 のべき乗にしておくことで、 X_1 の IFFT ポイント数を 1/2 に低減している。

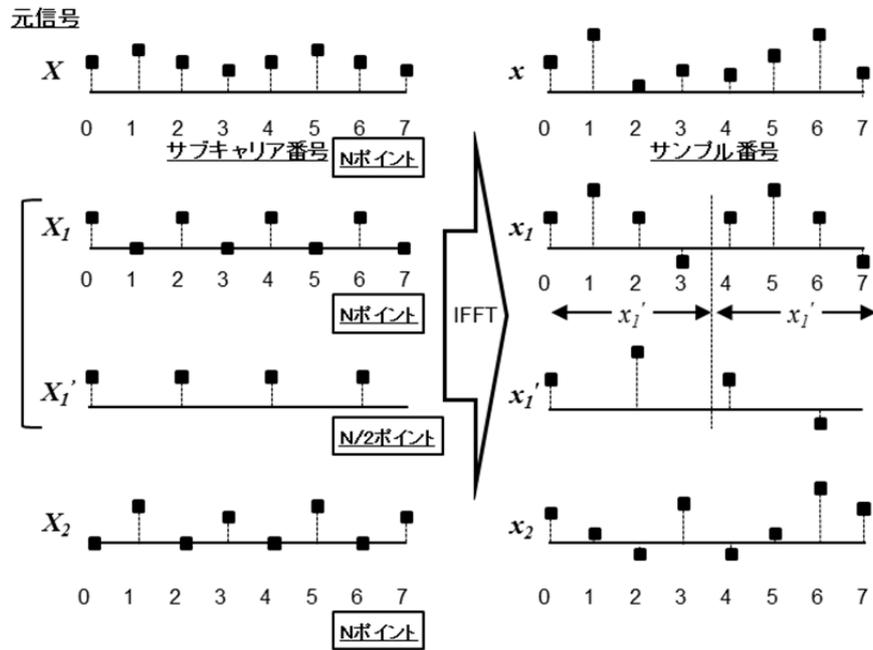


図 4-4 サブバンド分割を用いた FFT ポイント数の削減

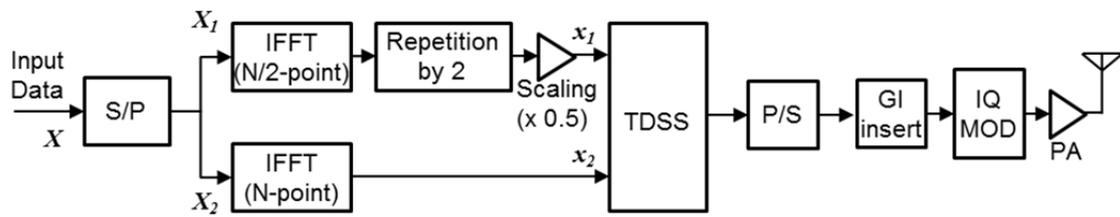


図 4-5 提案 TDSS-SLM 送信機の構成

4.4 サイド情報を用いない TDSS-SLM 信号の低演算量復調技術

本節では、パイロットを利用することで受信側の低演算量化を図り且つサイド情報を用いない低演算量復調法を提案する。パイロット信号は、本来は残留した周波数誤差に起因する位相回転を補償するためのものであるが、これを利用し、サイド情報である TDSS 信号生成時のシンボル毎の巡回遅延時間を推定することで、サイド情報を不要とする「ブラインド復調」を実現する。これにより情報伝送に寄与しないサイド情報を伝送不要とするだけでなく、受信側での復調処理の簡易化を可能とする。また、提案する受信機構成を図 4-6 に示す。具体的な復調手順を以下説明する。前提として、前節で説明したサブバンド分割を用いた低演算量 TDSS を使用するため、サブキャリアを 2 つのグループに分割するものとし、 X_2 の IFFT 出力 \mathbf{x}_2 を巡回遅延する場合、パイロット信号を X_2 のゼロでないサブキャリアに割り当てる。受信側で通常の OFDM 信号として復調すると、巡回遅延（巡回遅延時間： l サンプル）させたサブキャリアグループの FFT 出力の p 番目のサブキャリアに対応するベースバンド信号 X_2 は 4.2.2 節で述べた通り $e^{-j2\pi pl/N}$ だけ位相回転する。即ち、(4-8) 式の \mathbf{x}_2 を l サンプル巡回遅延させた信号に対して FFT を施すと、

$$FFT(CS(\mathbf{x}_2, l)) = \mathbf{X}_2 e^{-\frac{j2\pi pl}{N}} \dots \dots \dots (4-14)$$

このため、 p_1, p_2 番目のサブキャリアに同一系列からなるパイロット信号を割り当てた場合には、2 つのパイロットサブキャリアの位相差 θ は、

$$\theta = 2\pi(p_2 - p_1)l/N \dots \dots \dots (4-15)$$

で与えられる。ここで、パイロットの配置は既知であることから、復調に必要なサイド情報である巡回遅延時間 l を推定することができる。推定された巡回遅延時間を基に位相回転を補正することで元の送信信号 \mathbf{X} が復元される。(4-15) 式から分かるように、提案法では 2 つのパイロットサブキャリア間の位相差を

元に l を推定するため、仮に FFT 出力に残留位相誤差が存在しても、巡回遅延時間の推定に影響を与えないという特長を持つ。また、位相補正後のパイロット信号を用いて、本来の目的である位相トラッキングを行うことも可能である。さらに、本論文では雑音による推定誤差を低減するため、複数のパイロットサブキャリアの組から求めた位相差の平均値を用いて巡回遅延時間を推定する方法を提案する。これにより、巡回遅延の推定精度の向上が期待できる。

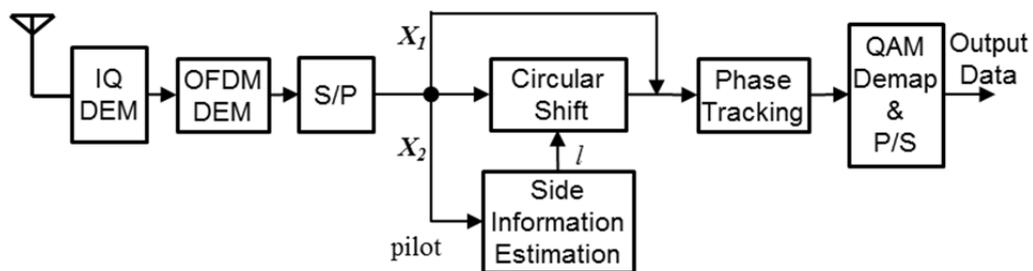


図 4-6 提案 TDSS-SLM ブラインド復調器の構成

4.5 特性評価

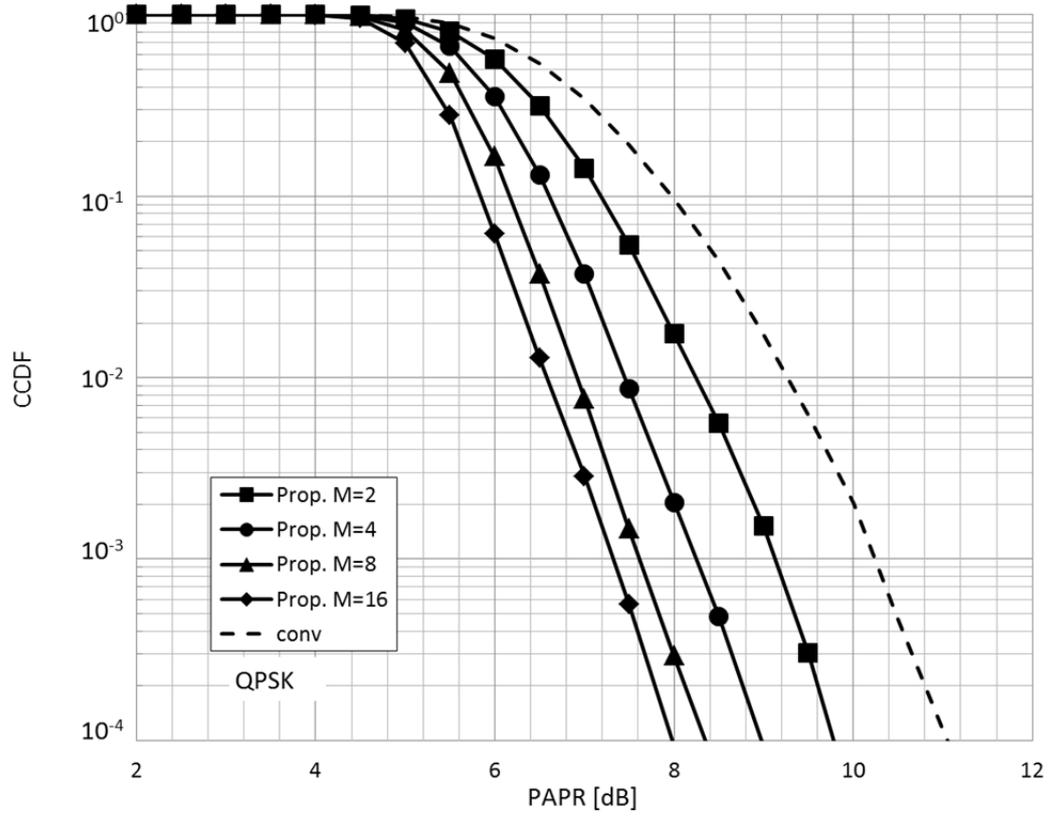
提案法を用いた OFDM 信号伝送による PAPR 低減・PAE 改善効果を確認するため、これらをシミュレーションにより評価した。表 4-1 にシミュレーション評価で使った共通諸元を示す。なお、フェージングのパラメータ（最大ドップラ周波数 f_D 、遅延分散 τ ）はシンボル周期 T_s で規格化した値で示している。

表 4-1 シミュレーション諸元

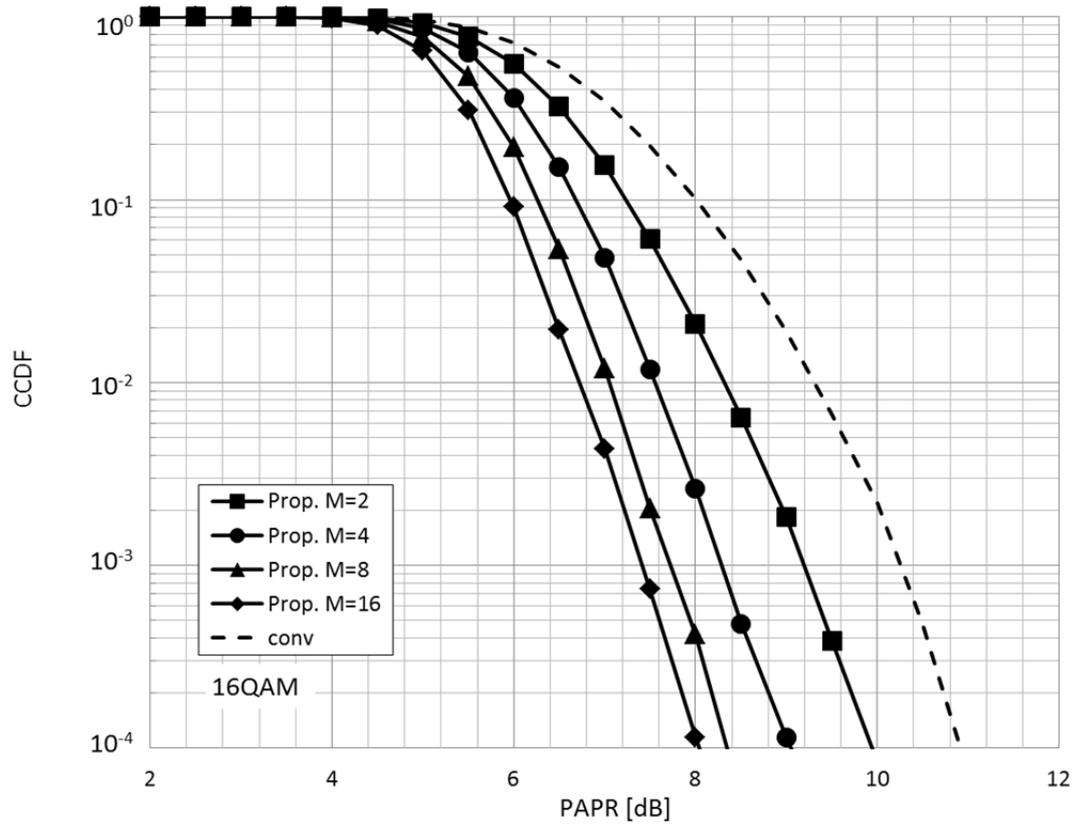
Number of Subcarriers (IFFT size: N)	52 [Data: 48, Pilot: 4] (64)
Modulation Scheme	QPSK, 16QAM
Channel Model	AWGN
	Flat Rayleigh Fading - Doppler Frequency($f_D T_s$): 6×10^{-5} 18-Ray Rayleigh Fading with Exponential Decay Profile - Doppler Frequency($f_D T_s$): 6×10^{-5} - Delay Spread(τ/T_s): 2.5×10^{-2}

4.5.1 PAPR および PAE 特性

本節では PAPR 低減・PAE 改善の効果を定量的に示す。図 4-7 に提案法による送信信号候補数 M に対する PAPR 特性を示す。 M が増加するとともに PAPR は改善するが、 $M=8$ を超えると候補数を増加しても改善効果が飽和していることが分かる。また表 4-2 に示す通り提案法による PAPR 改善効果は $M=8$ の場合で 2.3dB であることが分かった。この時の PAE は 27% であり、この値は従来の OFDM 送信機 ($M=1$ に相当する) と比較して約 1.5 倍の高効率であり、提案法により送信増幅器の消費電力を大幅に低減することが可能である。携帯端末への適用を想定して、送信電力 200mW を仮定した場合の消費電力の低減効果を表 4-2 に併記する。 $M=8$ の場合で、消費電力は従来 OFDM 送信機より 370mW 低減できることが分かる。



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4-7 提案 TDSS-SLM による送信信号候補数 M に対する PAPR 特性

表 4-2 PAPR, PAE および送信増幅器の消費電力 (16QAM)

PAPR [dB] @CCDF=1%		PAPR Reduction [dB]	PAE [%]	Power Consumption [W] @送信電力 200mW
<i>M</i> =1 (Conv. OFDM)	9.3	-	18	1.11
<i>M</i> =2	8.3	1.0	22	0.91
<i>M</i> =4	7.5	1.8	25	0.80
<i>M</i> =8	7.0	2.3	27	0.74
<i>M</i> =16	6.7	2.6	28	0.71

4.5.2 送信演算量

本節では、送信側における PAE 改善手法に必要な演算量について考察する。表 4-3 に各 PAE 改善手法 (SLM[23], TDSS-SLM[52], サブバンド分割による低演算量 SLM[51]) および提案法の所要演算量を示す。表中右列の数字は一例として $M=8$ の場合の複素乗算, 加算の回数を示してある。TDSS-SLM は構成から分かる通り, 送信候補数によらず送信候補数 $M=2$ の場合の SLM とほぼ同等である。一方, サブバンド分割により演算量を削減した SLM 方式については 4.3 節で説明した IFFT サンプル数の削減に加え, 行列演算の工夫により TDSS-SLM と同程度の演算量を実現できる。これに対し, 提案手法では元々低演算量で信号生成できる TDSS-SLM に対して IFFT のポイント数を削減することで, より一層の演算量低減が可能となる。これにより, $M=8$ の場合で TDSS-SLM の 70~80%, 従来 OFDM の演算量 (複素乗算: $N/2 \log_2(N)$ 回, 加算: $N \log_2(N)$ 回) と比較しても 1.4 倍程度の低演算量を実現できることを確認した。

表 4-3 送信演算量の比較

PAPR reduction technique	Complex multiplication		Complex addition	
		$M=8$		$M=8$
conv SLM [23]	$(MN/2) \log_2(N)$	1536	$MN \log_2(N)$	3072
TDSS-SLM [52]	$N \log_2(N)$	384	$2N \log_2(N) + (M-2)N$	1152
SLM w/ Sub-band Division [51]	$N \log_2(N)$	384	$2N \log_2(N) + 3(M-2)N$	1952
Proposed technique	$(N/2) \log_2(N) + (N/4) \log_2(N/2)$	272	$N \log_2(N) + (N/2) \log_2(N/2) + (M-2)N$	928

4.5.3 受信演算量

本節では，提案復調処理に必要な所要演算量について評価する。提案復調器では，OFDM の復調に必要となる FFT に加え，(4-15)式を用いてパイロットサブキャリア間での位相差から巡回遅延時間を推定し，その結果に基づいて巡回遅延を施したデータサブキャリアの位相回転を除去するための演算が必要となる。一方，サイド情報を使用しない場合，従来の TDSS-SLM では PTS や SLM と同様，復調のために ML 受信が必要となる。このため，表 4-4 に ML および提案受信機の場合について，1 シンボル当たりの演算量を本シミュレーションの諸元に合わせたパラメータ（FFT サイズ：64，パイロット数：4，変調方式：16QAM）で評価した結果を示す。なお，表中の N_d はデータサブキャリアの本数， K は変調多値数である。複素乗算・加算の総回数の比較で，提案法の演算量（626 回）は ML（8012 回）の 1/10 以下であり，大幅な演算量低減が可能となることが分かる。

表 4-4 受信演算量の比較（16QAM）

Receiver structure	Complex multiplication		Complex addition	
	ML [49]	$3N_d(2K+1)$	4752	$4N_d(K+1)-4$
Proposed technique	$(N/2) \log_2(N) + N_d + 2$	242	$N \log_2(N)$	384

4.5.4 ビット誤り率特性

4.5.1 節の結果から、本節では送信信号候補数 $M=8$ の場合の BER 特性について評価を行う。図 4-8 に AWGN チャネルでの BER 特性を示す。なお、4 本のパイロットサブキャリアの配置については、等間隔で配置する必要があるため DC を挟んで 2 サブキャリア間隔で配置する。まず、サイド情報である巡回遅延時間の推定に誤りがない場合、BER 特性は従来 OFDM の特性と一致することを確認した。これに対し、1 組のパイロットサブキャリアから巡回遅延を推定した場合に BER 特性は大幅に劣化した。これは、サイド情報である巡回遅延を推定する際の雑音余裕が不足しているためと考えられる。雑音余裕について考察するため、図 4-9 にパイロットサブキャリア間隔が 2、巡回遅延時間が 2 サンプルの場合の、巡回遅延時間に起因する位相回転と雑音振幅の関係を図示する。巡回遅延時間 $l=2$ の状態に着目すると、隣接する巡回遅延時間 ($l=0, 4$) との位相差はそれぞれ 22.5deg (雑音余裕 $=11.25\text{deg}$) である。一方、入力信号に重畳した例えば $S/N=20\text{dB}$ (雑音振幅の標準偏差 $\sigma : 0.1$) の雑音振幅について考えると、雑音の振幅が 2σ を超える確率が約 4.55% であり、雑音ベクトルが信号ベクトルと直角方向 (接線方向) に向いた場合には位相誤差は $\tan^{-1}(0.2)=11.3\text{deg}$ に達し、雑音余裕とほぼ同じ値となることから容易にビット判定誤りが発生する状況であることが分かる。これに対し、図 4-8 の結果より巡回遅延時間推定に使用するパイロットサブキャリアの組を増加し、推定した結果を平均化することで、BER 特性は大幅に改善されることが分かった。3 組のパイロットサブキャリアを用いた場合には、従来 OFDM と比較してほぼ劣化の無い BER 特性が実現できることが確認できた。次に、図 4-9 にフェージングチャネル (フラットレーリーフェージング, 18 波指数減衰型レーリーフェージング) での BER 特性を示す。いずれのフェージングモデルについても、AWGN における結果と同様、巡回遅延時間の推定に誤りがない場合の BER 特性は、ほぼ従来 OFDM の特性と一致することを確認した。また、3 組のパイロットを平均して巡回遅延時間を推定することで BER の劣化は 1dB 程度に抑えられることが分かった。

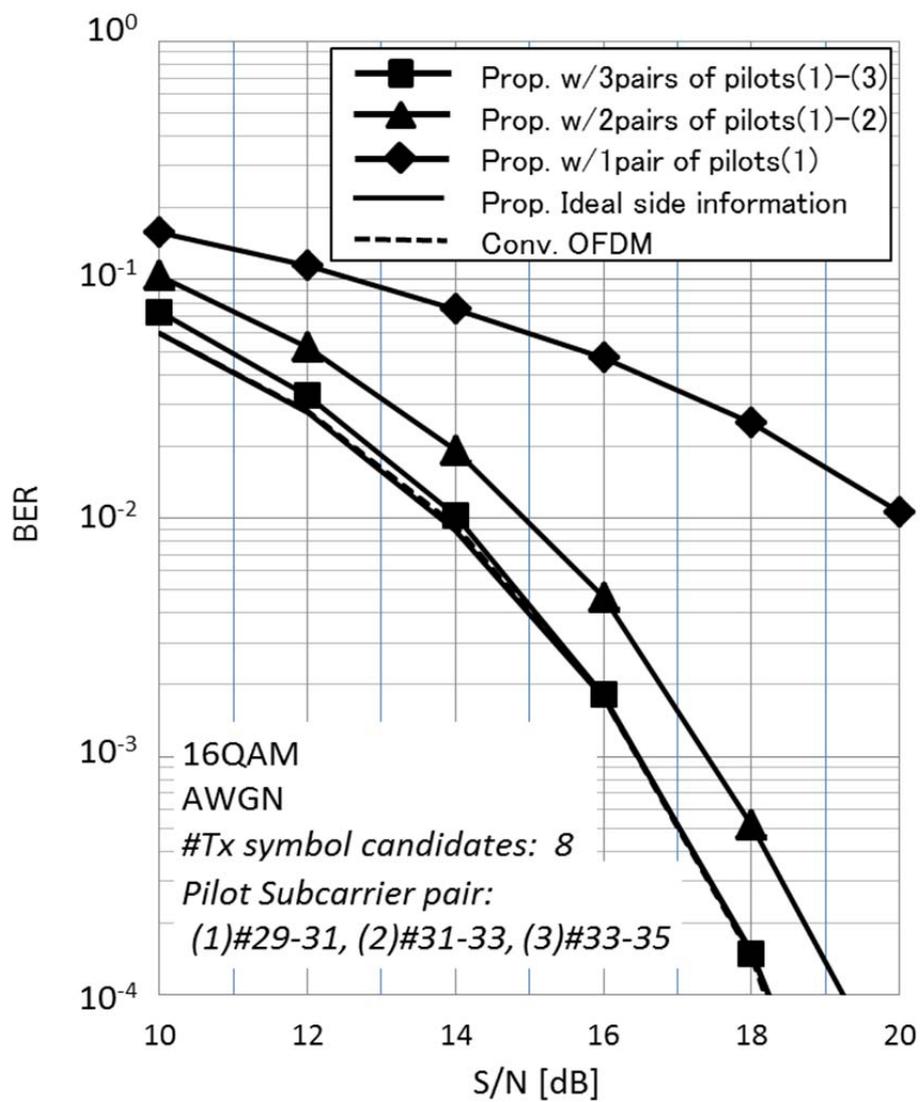


図 4-8 提案法の BER 特性 (AWGN チャンネル, $M=8$)

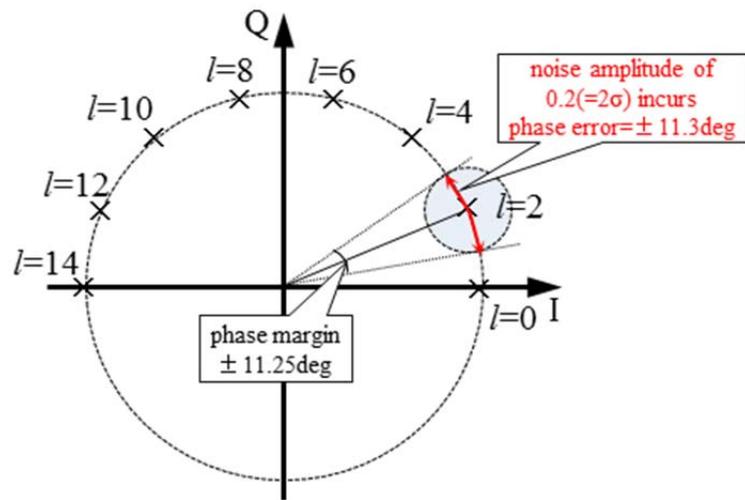


図 4-9 巡回遅延時間に起因する位相回転と雑音振幅の関係

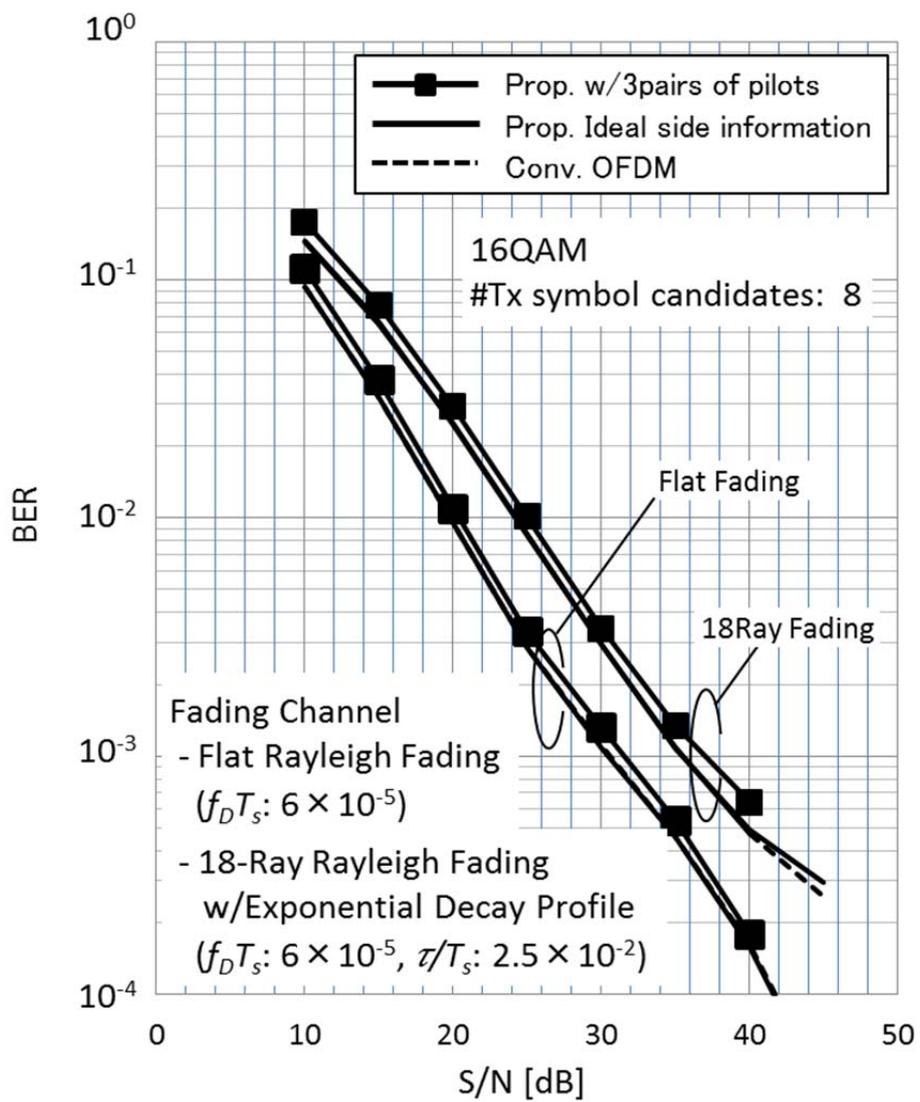


図 4-10 提案法の BER 特性 (フェージングチャネル, $M=8$)

4.6 まとめ

送信増幅器の消費電力削減のため OFDM 信号の PAPR を低減し低演算量で知られる TDSS-SLM 信号にサブバンド分割により必要な IFFT のポイント数を低減することで信号生成にかかる所要演算量をさらに削減する方法を提案し、従来 OFDM の場合と比較して PAE が 1.5 倍となる高効率により、消費電力を 2/3 に低減できることを示した。また、パイロット信号を利用して提案送信機に係るサイド情報を受信側で推定する方法を提案し、大幅に演算量を削減できるだけでなく従来 OFDM と同等の受信特性を実現できることを明らかにした。

第 5 章 CAZAC イコライザを用いた OFDM システム

5.1 はじめに

近年新たな PAPR 低減手法として Constant Amplitude Zero Auto-Correlation (CAZAC) イコライザ[53-56]が提案され, PAPR の低減効果が報告されている。他方, CAZAC イコライザを無線システムに適用するには, 信号の帯域幅やサブキャリア間隔といったスペクトル設計やプリアンブルを含めた無線フレームの再設計が必要であるため, 既存方式への適用は難しいことから将来システムへの適用が想定され, これまでのところ CAZAC イコライザを無線システムに適用するための具体的な検討は行われていない。本章では, CAZAC イコライザを適用した OFDM 信号 (以下, CAZAC-OFDM と記す) においてシングルキャリア変調と同等の PAPR が実現できることを数式により明らかにした上で, 将来システムへの適用可能性を確認するため, CAZAC イコライザを適用した無線システムについて, 必要となるスペクトル設計, 無線フレーム設計および同期系等について考察し, 一例として無線 LAN のシステム諸元を満足できることを示す。また, 提案システムの効果として送信信号の PAPR や送信増幅器の消費電力が削減されることを定量的に確認する他, 伝送特性についても評価し従来方式と同等の伝送速度および通信品質が実現可能であることを示す。

5.2 CAZAC イコライザ

図 5-1 に CAZAC-OFDM を用いた提案送信機の構成を示す。CAZAC 系列は定振幅性と良好な自己相関特性を有することが知られ、LTE 等の無線システムのプリアンブルに使用されている。代表的な CAZAC 系列の 1 つである Zadoff-Chu 系列 c_k は次式で与えられる。

$$c_k = \begin{cases} e^{\frac{j\pi k^2}{L}}; L \text{ is even} \\ e^{\frac{j\pi k(k+1)}{L}}; L \text{ is odd} \end{cases}, \dots\dots\dots (5-1)$$

ここで、 L は系列長であり、 $L = N^2$ のように選ぶことにする。CAZAC-OFDM 信号は、入力信号ベクトル \mathbf{X} に対して CAZAC 系列に基づく係数行列が乗算された結果を入力信号として、通常の OFDM 信号生成処理を行うことで生成される。

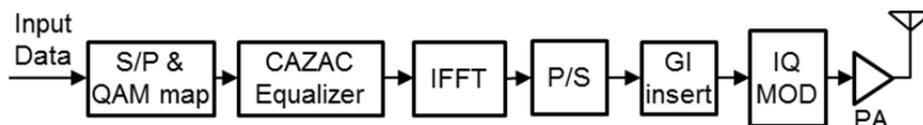


図 5-1 CAZAC-OFDM 送信機の構成

入力信号ベクトル \mathbf{X} を次式のように表現すると,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5-2)$$

CAZAC イコライザ出力 \mathbf{P} は, 行列形式で次式のようにあらわされる。

$$\mathbf{P} = \mathbf{M}\mathbf{X} \dots\dots\dots(5-3)$$

ここで, \mathbf{M} は Zadoff-Chu 系列に基づく $(N \times N)$ の CAZAC イコライザの係数行列であり次式で与えられる。

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \dots & c_{N-1} \\ c_N & c_{N+1} & \dots & c_{2N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{(N-1)N} & c_{(N-1)N+1} & \dots & c_{N^2-1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5-4)$$

従って, CAZAC イコライザ出力 \mathbf{P} の要素 P_n は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} P_n &= \sum_{k=0}^{N-1} c_{k+nN} \cdot X_k \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} e^{\frac{j\pi(k+nN)^2}{L}} \cdot X_k \dots\dots\dots(5-5) \end{aligned}$$

CAZAC イコライザ出力 \mathbf{P} に対して IFFT を施すことにより, 次式で表わされる CAZAC-OFDM 信号 S_n が得られる。

$$S_n = \sum_{i=0}^{N-1} P_i \cdot e^{\frac{j2\pi in}{N}}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} e^{\frac{j\pi(k+iN)^2}{L}} \cdot X_k \right\} \cdot e^{\frac{j2\pi i n}{N}} \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} e^{\frac{j\pi k^2}{L}} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi i(k+n)}{N}} \cdot e^{j2\pi i^2} \right\} \cdot X_k \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} e^{\frac{j\pi k^2}{L}} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ -e^{\frac{j2\pi(k+n)}{N}} \right\}^i \right\} \cdot X_k \quad \dots\dots\dots(5-6)
\end{aligned}$$

ここで、等比級数の和の公式より

$$\sum_{i=0}^{N-1} \left\{ -e^{\frac{j2\pi(k+n)}{N}} \right\}^i = \begin{cases} N; & -e^{\frac{j2\pi(k+n)}{N}} = 1 \\ 0; & -e^{\frac{j2\pi(k+n)}{N}} \neq 1 \end{cases} \quad \dots\dots\dots(5-7)$$

が成り立つ。さらに、

$$-e^{\frac{j2\pi(k+n)}{N}} = 1$$

となるのは、 l を0以上の整数とすると

$$\frac{2\pi(k+n)}{N} = (2l+1)\pi \quad \dots\dots\dots(5-8)$$

k, n は共に0以上 $(N-1)$ 以下の整数であることから、

$$0 \leq \frac{2\pi(k+n)}{N} \leq 4\pi - \frac{4\pi}{N} \approx 4\pi \quad \dots\dots\dots(5-9)$$

(5-8)式および(5-9)式を満足するのは

$$\frac{2\pi(k+n)}{N} = \pi, 3\pi \dots\dots\dots(5-10)$$

$$k+n = \frac{N}{2}, \frac{3N}{2} \dots\dots\dots(5-11)$$

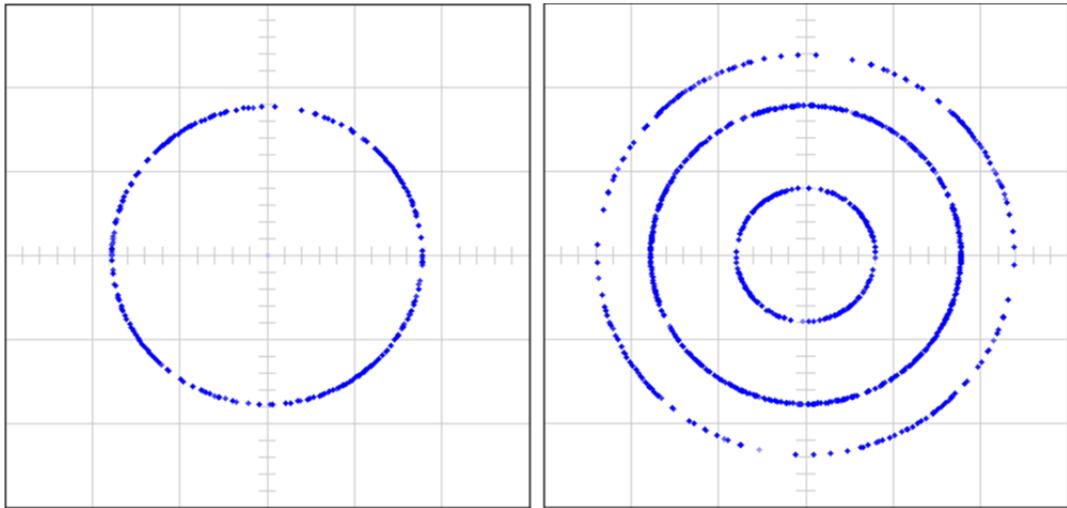
従って、(5-7)式が 0 以外の値を取るのは、

$$(k+n) \bmod(N) = \frac{N}{2} \dots\dots\dots(5-12)$$

を満足する場合だけである。ここで、 $\bmod(N)$ は法 N での演算であることを示す。以上より、CAZAC-OFDM 信号の時間波形 S_n は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} S_n &= N \cdot e^{\frac{j\pi\left(\left(\frac{N}{2}-n\right) \bmod(N)\right)^2}{L}} \cdot X_{\left(\frac{N}{2}-n\right) \bmod(N)} \\ &= N \cdot c_{\left(\frac{N}{2}-n\right) \bmod(N)} \cdot X_{\left(\frac{N}{2}-n\right) \bmod(N)} \dots\dots\dots(5-13) \end{aligned}$$

上式で、 X_i の係数項の振幅は N であることから、 S_n の PAPR は元の入力信号 X_i と同じシングルキャリア相当となることは明らかである。図 5-2 に QPSK および 16QAM 信号に対する CAZAC イコライザ出力のコンスタレーションを示す。変調方式の信号振幅の種類と同じ数の同心円が観測されることが確認できる。一方、図 5-1 の IFFT 入力とは通常の OFDM では各サブキャリアの入力信号に相当するが、(5-5)式より CAZAC イコライザ出力である P_k は同じシンボル内で送信される N 個の入力信号 X_i 全ての 1 次結合で表わされる。このことは、各サブキャリアの信号は信号帯域全体に拡散されることを示している。



(a) QPSK

(b) 16QAM

図 5-2 CAZAC イコライザ出力のコンスタレーション

5.3 CAZAC イコライザを用いた OFDM システムの概要

CAZAC イコライザを適用し，無線 LAN のシステム諸元を満足する無線システムの実現可能性を示すため，本節ではまず現行の無線 LAN 規格に対して必要な変更点について整理した上で，必要なスペクトル設計・無線フレーム設計，同期系の動作等について考察する。図 5-3 に検討の前提となる CAZAC-OFDM を用いた無線システムの受信機構成を示す。送信側では IFFT 前の 1 次変調後の信号にプレコーディングを施す点が通常の OFDM と異なるが，これに対応した処理として，受信側では FFT 後にプレコーダの逆特性を有するデコーダを配置する。

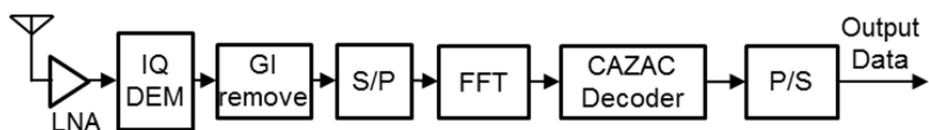


図 5-3 CAZAC-OFDM 受信機の構成

5.3.1 スペクトル設計

図 5-4 に提案法および従来無線 LAN におけるサブキャリア配置を示す。従来無線 LAN においては、信号帯域の外側の数サブキャリアをヌルサブキャリアとする（信号伝送に使用しない）ことにより、簡易な送信フィルタで既定の送信スペクトルマスクを満足している。これに対し、提案する CAZAC-OFDM システムでは、前述したようにスペクトルが信号帯域全体に広がってしまう。このため、本論文では、送信スペクトルマスクを遵守するために、送信信号帯域を狭帯域化する方法を提案する。即ち、信号の帯域幅を 20MHz⇒16MHz に圧縮し、上下 2MHz をガードバンドとすることでスペクトルマスクを満足する。これは、従来信号スペクトルの上下周波数にそれぞれヌルサブキャリアを配置しているのと等価な処理と考えることができる。これにより、従来と同様ウィンドウ処理[1][10]程度の簡易な帯域外抑圧フィルタで送信スペクトルマスクを満足できる。一方、信号の帯域幅圧縮に伴い、信号の伝送レートが低下することが懸念されるが、CAZAC イコライザの使用により全てのサブキャリアを信号伝送に使用可能となるため、従来ヌルサブキャリアとして使用されていたサブキャリア数と同数だけデータサブキャリア数を増加することができる。即ち、データサブキャリア数を従来の 48 から、パイロットサブキャリアを除く 60 とすることができ、完全に従来と同じ信号伝送速度を維持することができる。

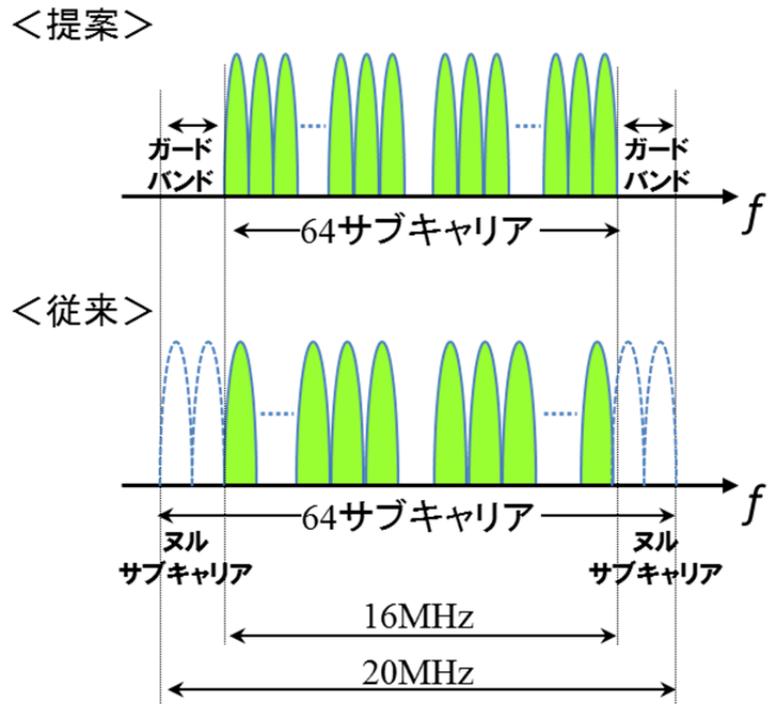


図 5-4 提案法および従来無線 LAN におけるサブキャリア配置

表 5-1 提案システムでの主なパラメータ変更箇所

パラメータ	変更ポリシー	従来無線 LAN	提案システム
サンプリングレート	送信スペクトルマスクを満足するよう帯域幅を狭める	20MHz	16MHz
シンボル周期	サンプリングレートの逆数に比例 (FFT ポイント数は 64 で維持)	4 μ sec	5 μ sec
ガードインタバル長	サンプリングレートの逆数に比例 (16 サンプル)	0.8 μ sec	1 μ sec
データサブキャリア数	ヌルサブキャリアをデータサブキャリア化	48	60
パイロットサブキャリア数		4	4
データ伝送速度@64QAM	データ伝送速度は変更前と同じ	72Mbit/sec	72Mbit/sec
サブキャリア間隔	シンボル周期の逆数	250kHz	200kHz

5.3.2 無線フレーム設計

図 5-5 に提案する無線フレームフォーマット例を示す。フレーム全体に CAZAC イコライザを適用すると、タイミング同期（即ち FFT ウィンドウの検出）や AFC（Auto Frequency Control; 自動周波数制御）によるキャリア周波数同期、周波数選択性フェージングを補償するための FDE（Frequency Domain Equalization; 周波数領域等化）が適用できなくなる。このため、従来の無線 LAN と同様に、ショート/ロングプリアンブルを配置した上で、これらのプリアンブル信号には CAZAC イコライザを適用しないこととした。これにより CAZAC-OFDM に対しても従来通りの各種同期系信号処理が利用可能となる。なお、プリアンブルの信号波形として PAPR が小さい信号を使用していることから CAZAC イコライザを適用しないことによる影響は小さいと考える[11]。FDE については、CAZAC-OFDM では全てのサブキャリアを信号伝送に使用するため、リファレンスとして使用することになるロングプリアンブルを変更し、従来ヌルサブキャリアとしていたサブキャリアについても信号を配置する必要がある。なお、FDE の信号処理そのものは従来そのまま適用可能である。さらに、パイロットを用いたキャリア位相のトラッキングについては、受信側で CAZAC デコーダ処理後にパイロット信号の位相変化をトラッキングすることで位相補正は可能である。ただし、トラッキングにおける特性向上のために使用される平均化処理については、4 パイロットサブキャリア間での平均化は従来通り使用できるが、時間軸方向の平均化については(5-13)式が示すように信号伝送時と CAZAC デコーダ出力とで信号の並び順が変わってしまうため、順序の並べ替え等の対策が必要になる。

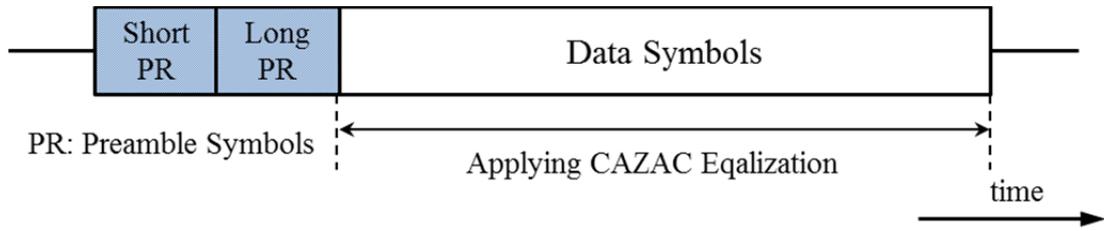


図 5-5 提案する無線フレーム構成例

5.4 特性評価

提案 CAZAC-OFDM システムの各種性能・特性を確認するため、前節までの設計パラメータに基づきシミュレーションによりこれら进行评估した。表 5-2 にシミュレーション評価で使った共通諸元を示す。なお、フェージングのパラメータ（最大ドップラ周波数 f_D 、遅延分散 τ ）はシンボル周期 T_s で規格化した値で示している。

表 5-2 シミュレーション諸元

Number of Subcarriers (IFFT size: N)	64 [Data: 60, Pilot: 4] (64)
Sampling Rate	16MHz
Symbol Period T_s	5 μ sec
Guard Interval	1 μ sec
Modulation	16QAM
Filtering for Single Carrier	Root Nyquist ($\alpha=0.5$)
Channel Model	AWGN
	Flat Rayleigh Fading - Doppler Frequency($f_D T_s$): 7.5×10^{-5} 18-Ray Rayleigh Fading with Exponential Decay Profile - Doppler Frequency($f_D T_s$): 7.5×10^{-5} - Delay Spread(τ/T_s): 2×10^{-2}

5.4.1 PAPR および PAE 特性

5.2 節で示したように提案法の時間波形は、従来 OFDM のようなダイナミックレンジの大きいランダムな信号ではなく、シングルキャリア信号を位相回転させたものとなるため、CAZAC-OFDM 信号の PAPR 特性はシングルキャリアと同等になると予想される。ここでは隣接するサンプル点の間で信号振幅のピークが発生する可能性を考慮し、4 倍オーバサンプルして評価を行った。図 5-6 に変調方式を QPSK とした時の CAZAC イコライザ出力での信号振幅の時間変化例を示す。4 サンプル毎に一定の信号振幅を取る一方で、過渡応答で 2 倍を超える大きなピーク振幅が生じていることが分かる。以上の結果より、5.2 節で証明した通りサンプル点では一定値を取り PAPR の改善効果はあるものの、サンプル点間の時間波形の過渡応答については想定以上に変動が大きく、シングルキャリアの PAPR からは大きな乖離が生じることが判明した。

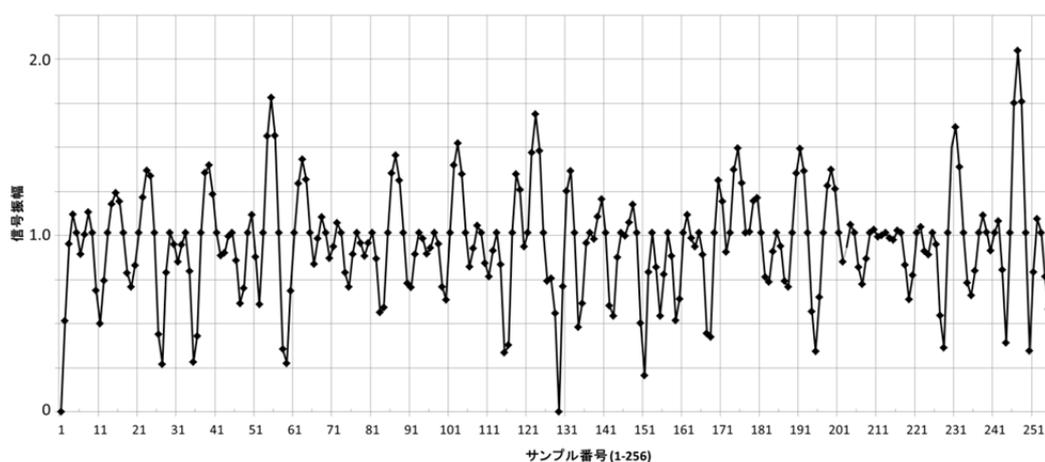


図 5-6 4 倍オーバサンプル時の CAZAC イコライザ出力での信号振幅の時間変化例 (QPSK)

そこで、これを解決するために図 5-1 の IFFT 出力での時間波形の過渡応答をクリッピングによって抑えることで、PAPR の増大を抑える方法について検討した。図 5-7 にクリッピングの有無による提案法の PAPR 特性を従来 OFDM およびシングルキャリアと共に示す。クリッピングの効果により大幅に PAPR が改善され、クリッピングレベルを 16QAM の最外縁信号点の振幅に設定することで、ほぼシングルキャリアと同等の特性が実現できた (図中の▲印)。なお、クリッピングレベルの設定に関しては、16QAM の最外縁信号点の振幅を基準とし、その 80~70%まで変化させたところ、クリッピングレベルを下げるほど PAPR は改善するが、次節で詳述するが、帯域外スペクトル放射は増大することも分かった。従って、クリッピングレベルを 16QAM の最外縁信号点の振幅に設定することで PAPR を抑圧しつつクリッピングにより生じる帯域外放射を抑えられることになる。表 5-3 に CCDF1%点での PAPR, 従来 OFDM からの PAPR 改善効果および PAE の値をまとめる。クリッピングをしない場合でも CCDF=1%点において 2dB 程度の PAPR 改善効果はあるが、クリッピングを適用することで改善効果は倍増し、提案法における PAPR はシングルキャリアと比較して 0.3dB しか増加しない良好な特性を実現できることが分かった。これにより、送信 PA は従来の OFDM 送信機と比較して約 1.9 倍の高効率である 30% 超の高い PAE で動作することができる。このため、消費電力は従来 OFDM と比較して大幅に削減される。送信電力 10mW を仮定した場合の送信 PA[13]の消費電力の低減効果を表 5-3 に併記する。消費電力は従来 OFDM 送信機より約 28mW 低減できることが分かる。

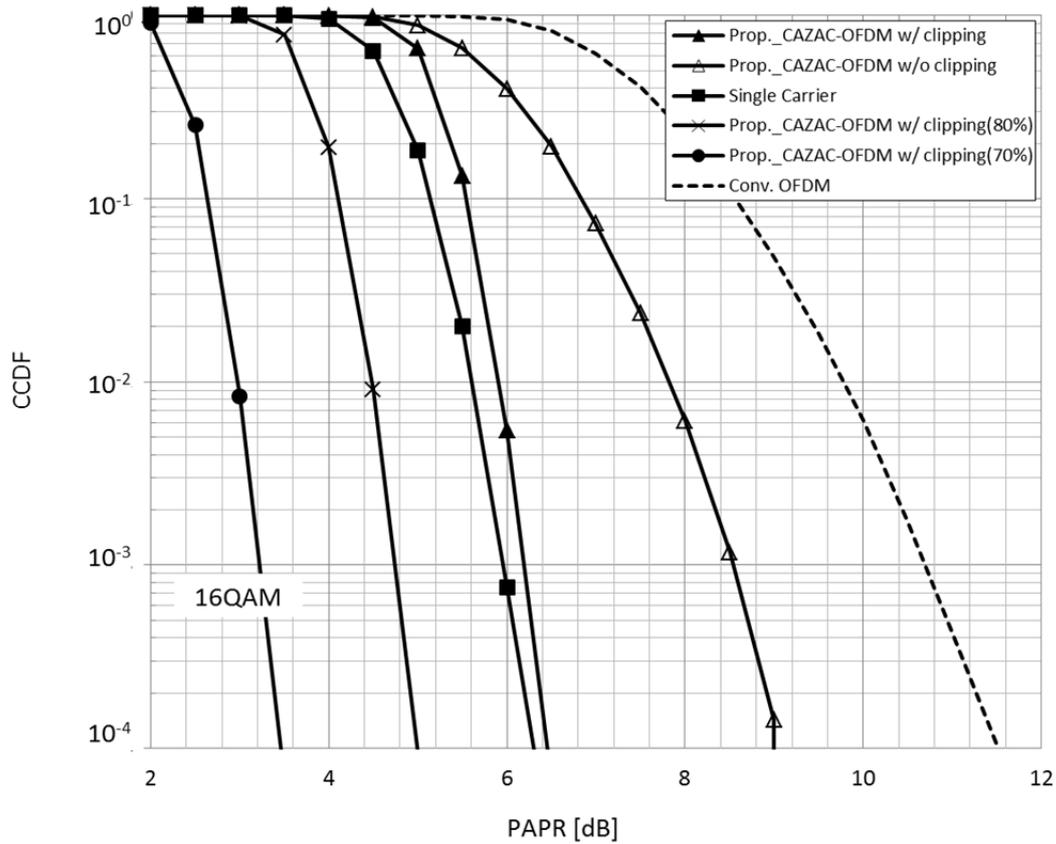


図 5-7 CAZAC-OFDM 信号の PAPR 特性

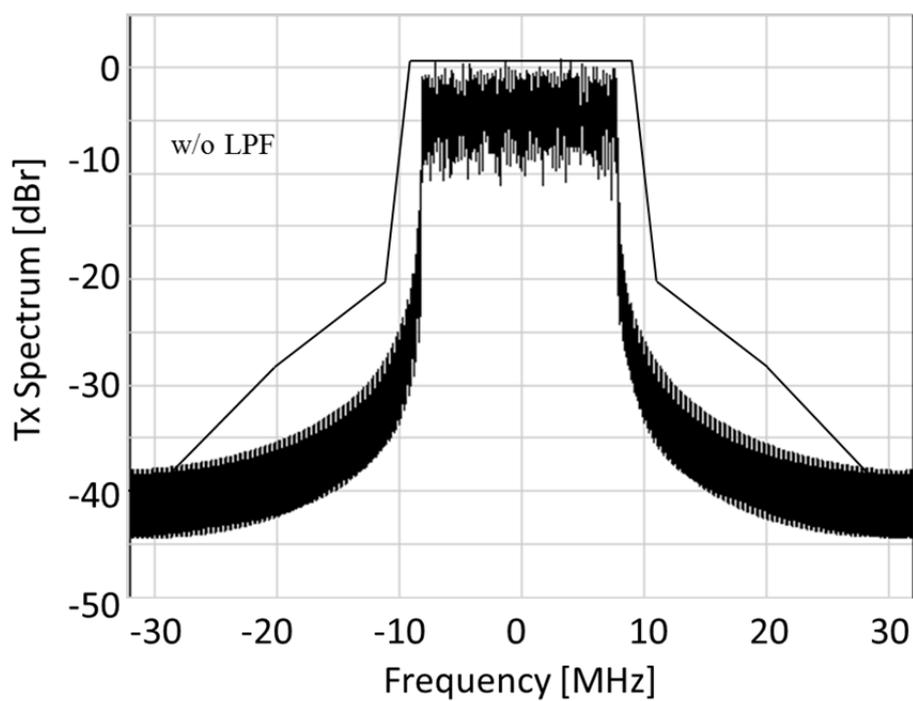
表 5-3 PAPR, PAE および提案送信機の送信電力増幅器の消費電力

Waveform (16QAM)	PAPR [dB] @CCDF=1%	PAPR Reduction [dB]	PAE [%]	Power Consumption @P _{Tx} :10mW [mW]
CAZAC-OFDM w/ clipping	5.9	3.9	31.4	31.8
CAZAC-OFDM w/o clipping	7.8	2.0	23.5	42.6
Single Carrier	5.6	4.2	33.1	30.2
Conv. OFDM	9.8	-	16.8	59.5

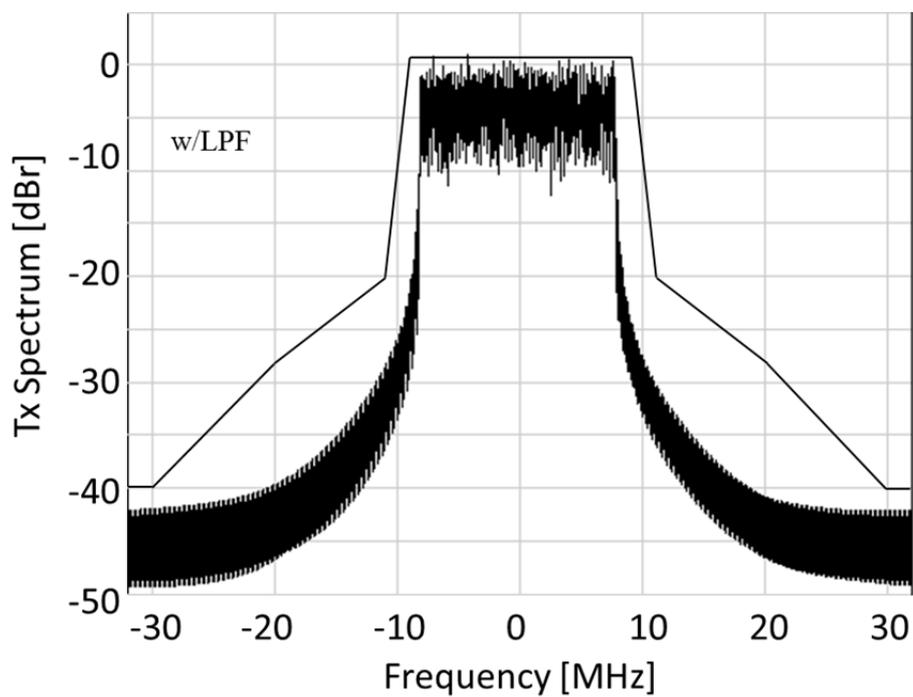
5.4.2 帯域外スペクトル放射

本節では、提案システムの送信機が無線 LAN の送信スペクトルマスクを満足するかを確認するため、送信スペクトルについて詳細を評価するが、CAZAC イコライザ適用による送信スペクトルへの影響と前節で述べたクリッピングによる帯域外スペクトル放射の増加を区別して議論するために、まずクリッピングを行わない場合について議論し、その後クリッピングを導入時の結果について詳細に述べる。

図 5-8 にクリッピングしない場合の CAZAC-OFDM の送信スペクトルを満足すべき送信スペクトルマスクと共に示す。なお、送信フィルタ (LPF) の適用を想定し、ここでは一例として遷移時間が 125nsec (=2 サンプル時間) の窓関数を使用した。CAZAC イコライザの導入に伴ったサンプリングレートの変更により、設計通りのスペクトル形状を実現できているものの、提案法の信号スペクトルはそのままでは所定の送信スペクトルマスクを満足できないことが分かる。しかしながら、従来無線 LAN で使用されているのと同等の簡易な LPF の適用により満足できることが確認できた。



(a) w/o LPF

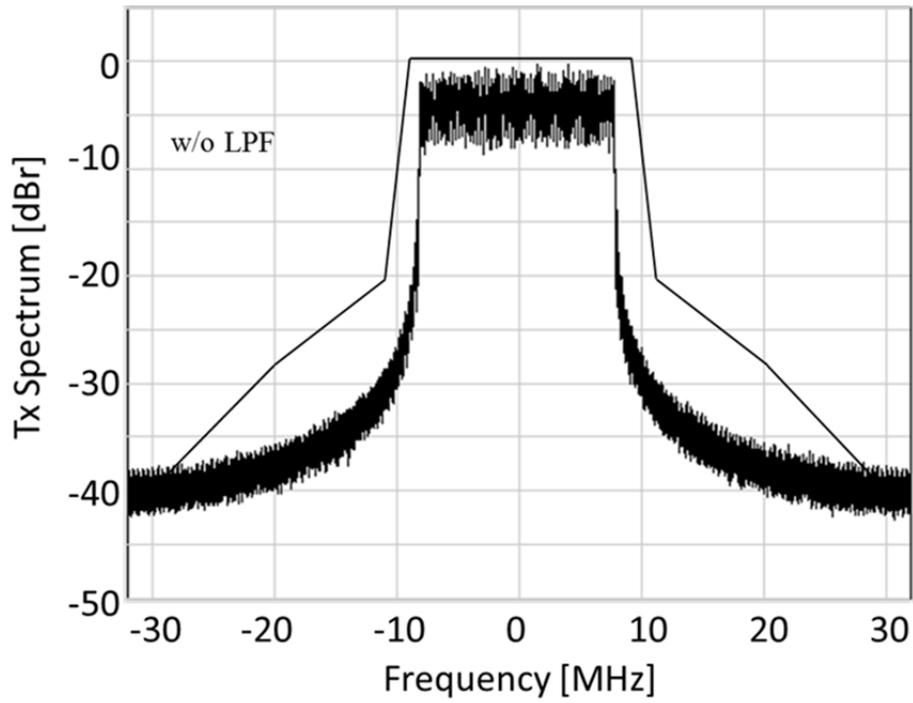


(b) w/LPF

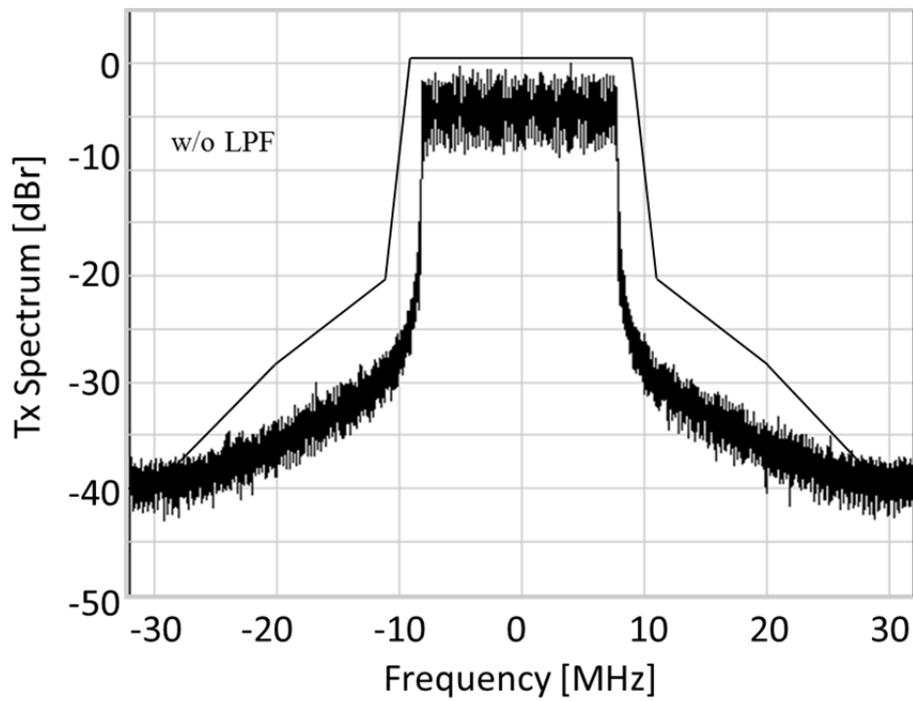
図 5-8 クリッピングしない場合の CAZAC-OFDM の送信スペクトル

次に、クリッピング時の送信スペクトルについて議論する。図 5-9 に LPF を適用しない場合のクリッピングレベルの異なる条件での送信スペクトルを示す。なお、クリッピングレベルは(a)16QAM の最外縁信号点振幅（基準レベル）、(b) 基準レベルの 80%、(c)基準レベルの 70%の 3 種類とした。図 5-9(a)から分かる通り、クリッピングレベルを 16QAM の最外縁信号点振幅（より大きい値）に設定した場合、PAPR は低減されるにも拘らず送信スペクトルに歪は発生せず、クリッピングなしの場合と同等の送信スペクトルとなることが確認できた。これは、文献[16]～[20]に記載の Clipping & Filtering 技術と大きく異なる利点である。図 5-6 に示したように、サンプル点での信号振幅は一定値を取ることから、クリッピングされているのはサンプル点間の過渡応答のみであることが理由と考えられる。クリッピングレベルを 16QAM の最外縁信号点振幅より下げると、送信スペクトルは図 5-9(b), (c)のようになり、Clipping & Filtering 技術と同様クリッピングの非線形処理による歪が発生し帯域外漏洩が増大することが分かる。

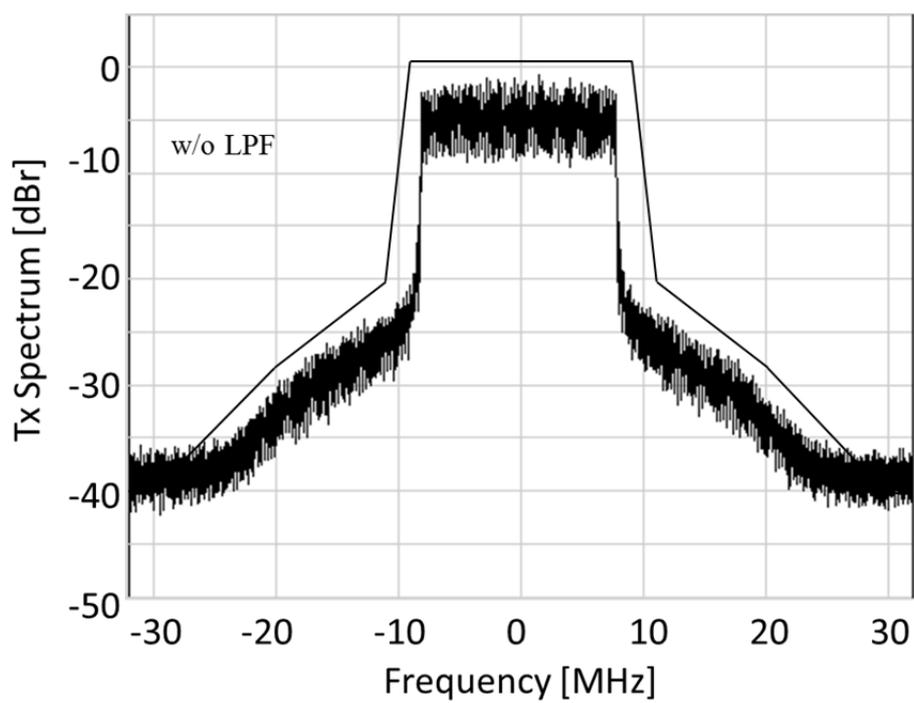
最後に、総合特性としてクリッピングレベルを 16QAM の最外縁信号点振幅に設定し、LPF を適用した場合の送信スペクトルを図 5-10 に示す。クリッピングなしの場合と同等の送信スペクトルに対して LPF を適用しているため、ほぼ図 5-8(b)と同じスペクトルが確認でき、所定の送信スペクトルマスクも満足できる。以上から、提案した CAZAC-OFDM 信号において設計通りの送信スペクトルが実現できることを確認した。



(a) クリッピングレベル：16QAM の最外縁信号点振幅



(b) クリッピングレベル：16QAM の最外縁信号点振幅の 80%



(c) クリッピングレベル：16QAM の最外縁信号点振幅の 70%

図 5-9 クリッピングレベルによる送信スペクトルの比較

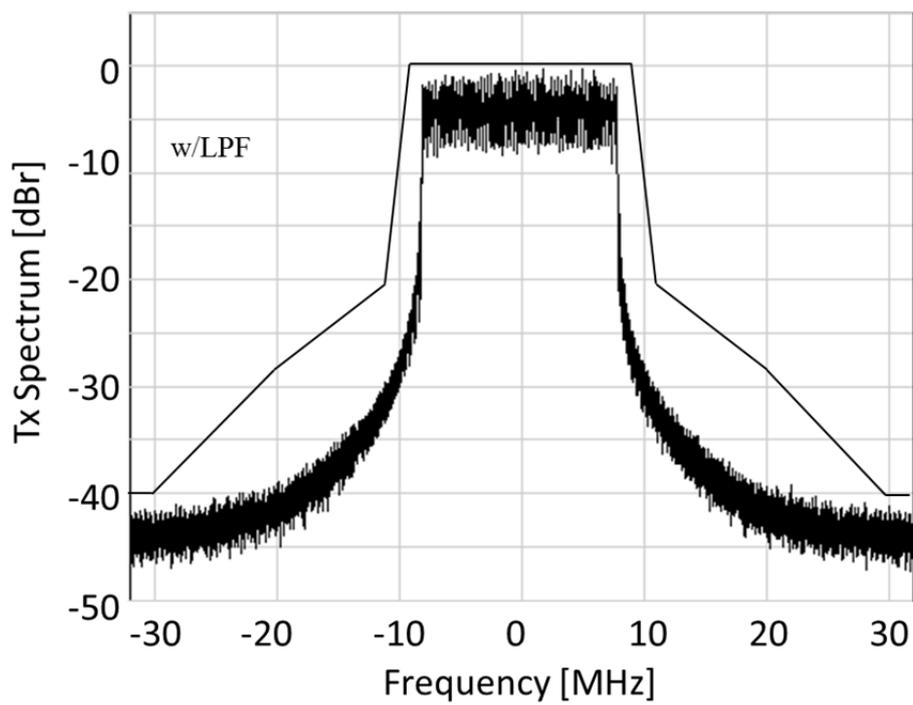


図 5-10 提案システムの送信スペクトル
(LPF あり, クリッピングレベル: 16QAM の最外縁信号点振幅)

5.4.3 ビット誤り率特性

図 5-11 に AWGN チャネルでの提案法の BER 特性を示す。CAZAC-OFDM の BER 特性は、従来 OFDM の特性とほぼ一致することが確認できた。また、図 5-12 にフェージングチャネルでの提案法の BER 特性を示す。フェージングチャネルとしては、フラットレーリーフェージングおよび周波数選択性チャネルである 18 波指数減衰型レーリーフェージングの 2 つのモデルを想定した。フラットフェージングチャネルについては、AWGN チャネルの場合と同様、提案法の BER 特性は従来 OFDM の特性とほぼ一致することが確認できた。これに対し、周波数選択性チャネルでは、提案法における BER 特性は従来 OFDM よりグラフの傾きが急峻な優れた特性を示すことが分かった。従来 OFDM では周波数選択性によりチャネルの周波数特性のヌルがサブキャリアの配置と被っても、単なるレベル変動に見えるためフラットフェージングの場合とグラフの傾きがほぼ同じになる。これに対して、提案する CAZAC-OFDM では CAZAC イコライザの効果により各サブキャリアの信号が信号帯域内全体に分散して送信されるため、周波数選択性フェージングにより特定の周波数成分が欠落してもダイバーシチ効果により劣化が救済されたためと考えられる。以上のことから、提案法は特に追加回路なしでもダイバーシチ利得を得ることができる優れた方式であることが分かった。

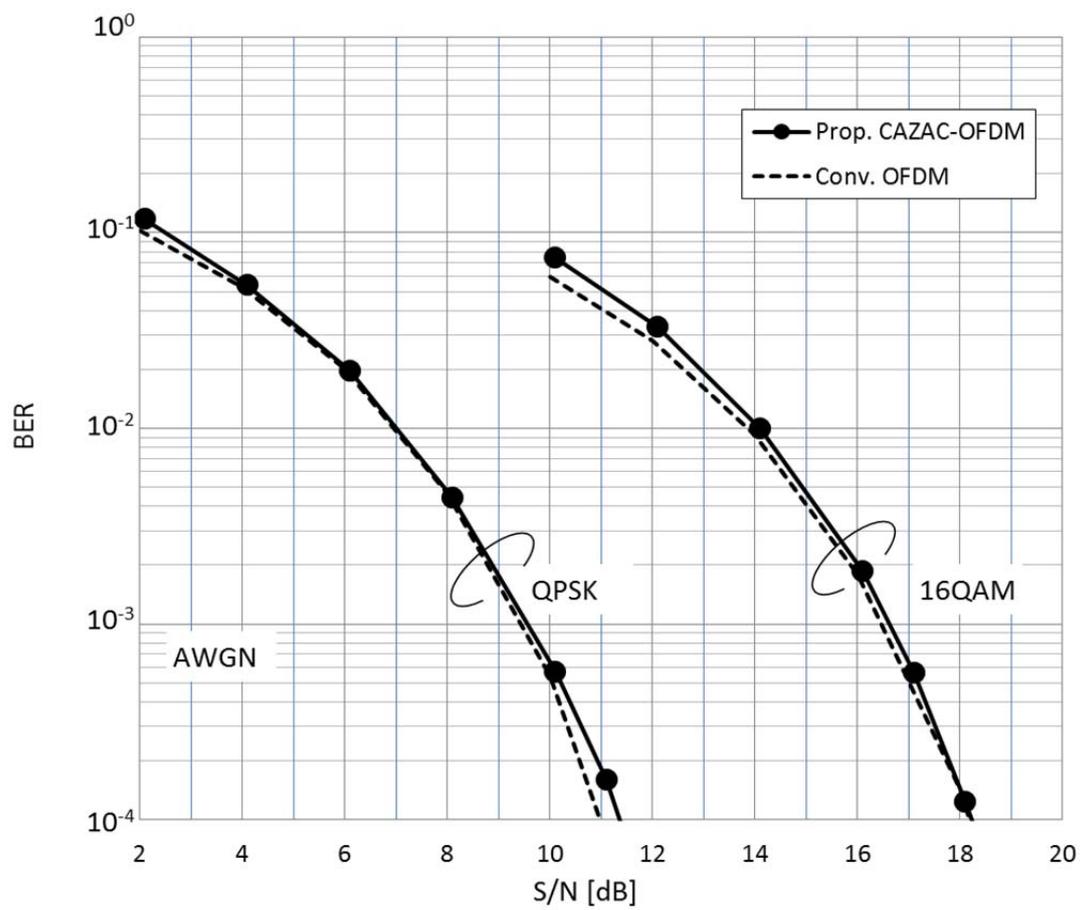


図 5-11 提案システムの BER 特性 (AWGN チャネル)

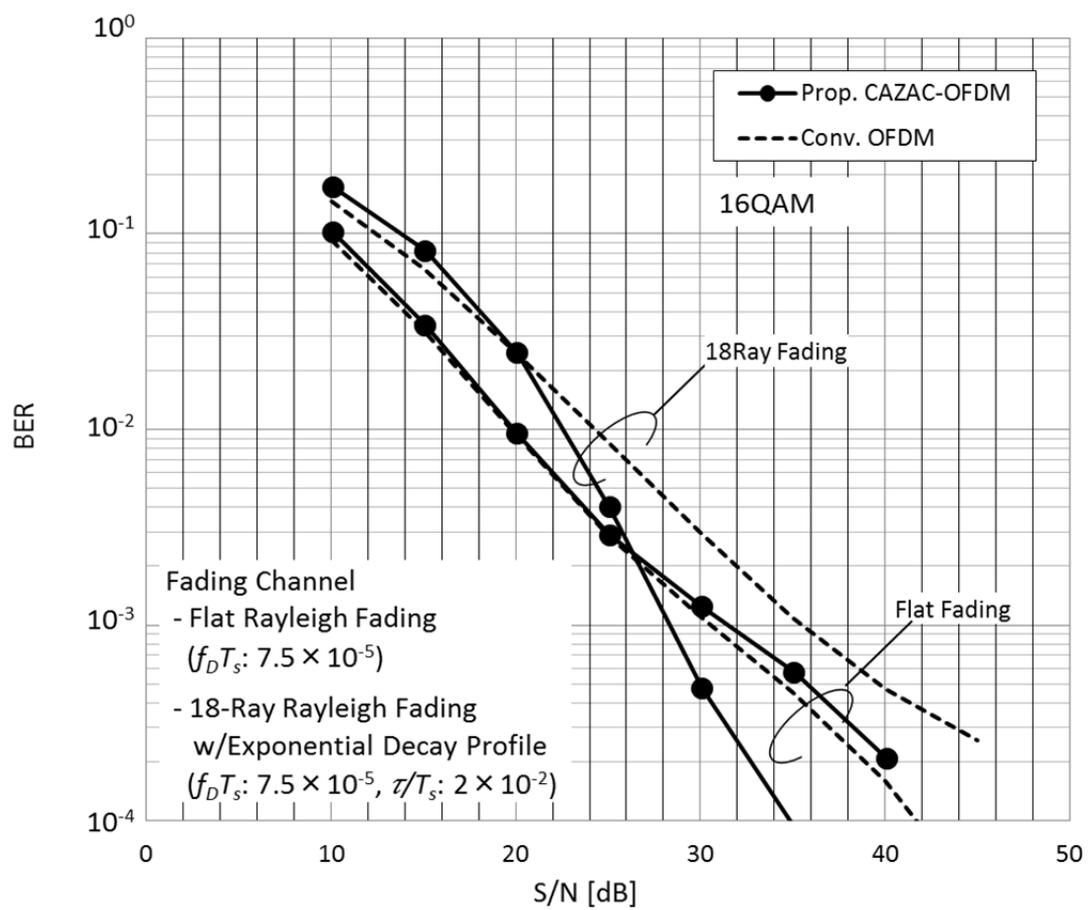


図 5-12 提案システムの BER 特性 (フェージングチャネル)

5.5 まとめ

本論文では CAZAC イコライザを無線 LAN に適用するシステムを提案し、スペクトル設計や無線フレーム設計について考察し、現行の無線 LAN 規格を一部変更するだけで信号伝送速度を維持しつつ CAZAC イコライザの適用が可能であることを述べた。加えて、上記設計に基づいて消費電力削減効果や通信品質をシミュレーションにより評価することで CAZAC イコライザの有効性を確認した。即ち、CAZAC-OFDM はシングルキャリアと同等の PAPR を実現することができ、従来 OFDM の場合と比較して送信増幅器の消費電力をほぼ半減できること。また、CAZAC-OFDM は周波数選択性チャンネルにおけるダイバーシチ利得が得られる伝送特性としても有利な方式であることを示した。前述したように、消費電力低減の要請はバッテリー駆動が前提となる端末においてより顕在化する。今後は、携帯端末への CAZAC イコライザの適用について体系的な観点から検討していきたい。

第6章 結論

6.1 本論文の成果

本論文では、OFDM 信号の PAPR を低減するための技術として、(1)キャリア方式を変更せずに既存システムに適用可能な技術と、(2)新方式への適用を前提とし将来システムへの適用を想定した技術についてそれぞれ技術提案を行い、シミュレーションによる性能評価により具体的に以下のような成果を得ることができた。

- ・ 予め設定した閾値を基に、OFDM 信号を閾値に相当する振幅の“定振幅信号”と、元 OFDM 信号から定振幅信号を減算した“残差信号”に分解し別々に伝送する「分離送信技術」を提案し、送信増幅器全体での消費電力低減効果を定量的に示すと共に、静的なチャネルにおける MIMO 基本動作を確認し提案法に MIMO を適用できることを示した。同時に、受信側での非常に簡易な雑音除去処理を行うことで通信品質を向上でき、従来 OFDM と同等以上の誤り率特性を実現できることを示した。

- ・ 比較的大きな PAPR 改善効果を有する SLM 技術のうち、送信側での所要演算量が小さい方式として知られる TDSS-SLM に対して、サブバンド分割の適用により所要の IFFT のポイント数を削減することで所要演算量をさらに削減した「低演算量信号生成技術」と、パイロット信号を利用して提案送信機に係るサイド情報を受信側で推定する「低演算量復調技術」を提案し、大幅な演算量の削減効果に加え、通信品質として従来 OFDM と同等の誤り率特性を実現できることを明らかにした。

- ・ シングルキャリアと同等の PAPR 特性を実現可能な CAZAC イコライザの無線システムへの適用を検討するため、一例として無線 LAN への適用システムを提案して、スペクトル設計や無線フレーム設計について考察した結果、現行の無線 LAN 規格を一部変更するだけで信号伝送速度を維持しつつ CAZAC イコライザの適用が可能であることを述べた。加えて、提案システムにおける消

費電力削減効果や通信品質をシミュレーションにより評価することで CAZAC イコライザの有効性を確認した。即ち, 送信増幅器の消費電力削減効果に加え, 周波数選択性チャネルにおけるダイバーシチ利得が得られる伝送特性としても有利な方式であることを示した。

本論文では, 上記の提案技術はいずれも PAE を 1.5 倍から 2 倍程度改善できることを明らかにした。これは送信増幅器の消費電力を半減できることを意味しており, 高い有効性を有することが確認できた。前述したように, 消費電力低減の要請はバッテリー駆動が前提となる端末においてより顕在化する。また, いずれの提案方式においても適切なフィルタを適用することで, 高い PAPR 低減効果を毀損することなく, 周波数利用効率を低下させるような帯域外への不要放射が抑えられることも確認した。さらに, 通信品質の観点からも, 提案法はチャネルモデルにかかわらず従来 OFDM と比較して同等以上の通信品質が実現できることを確認した。

6.2 今後の検討課題

本学位論文においては、過去の検討文献も多く実現も容易であったため特性評価には無線 LAN のシステム諸元を用いてきた。一方、市中の無線 LAN 製品においては、現状の技術で基地局／端末とも OFDM 送信が実現されており特性評価の条件としては必ずしも適切ではないと考えている。このため、携帯端末 (LTE) のシステム諸元での評価が必要である。

また、さらなる特性改善に向けて、第 3 章で述べた分離送信技術においては、定振幅信号では雑音除去技術による S/N 向上が可能であるため、MIMO 適用時の運用にさらなる工夫が可能と考えている。具体的には、固有値の小さいチャンネルに定振幅信号を割り当てる、あるいは送信電力に重み付けする等の方法で残差信号により多くの電力を配分することで通信品質を向上できる余地があると考えており、そのための技術検討 (プレコーディング, サイド情報推定法) を進める必要があると考えている。また、MIMO チャンネルの適用を検討する際、チャンネルモデルとして理論解析がし易い“見通し環境”での MIMO モデルにより検討を行ったが、今後は反射・散乱波を利用した見通し外環境での現実的な MIMO 環境での評価を進める必要がある。また、第 5 章で述べた CAZAC イコライザ技術については、本論文では無線 LAN の仕様を一例としてシステムへの適用を検討しその実現可能性について示すことができたが、あくまでフェージビリティスタディの域を出ていないため、実際にシステム性能を最適化する観点からは誤り訂正符号やインタリーバ等のシステム設計を見直す必要がある。

参考文献

- [1] IEEE Std. 802.11-2012 - IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan area Networks--Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Mar. 2012.

- [2] IEEE Std. 802.16e-2005 - IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1, Feb. 2006.

- [3] 3GPP, "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2", TS 36.300 v11.5.0 Release.11, Apr. 2013.

- [4] 村瀬武弘, 山後純一, 小牧省三, 佐々木収, "4・5・6G-400M 方式設計", NTT 電気通信研究所研究実用化報告, vol. 37, no. 9, pp. 475-482, Sep. 1988.

- [5] T. Shirato, H. Matsue and T. Murase, "Fully Digitalized Transversal Equalizer for Digital Radio Systems", IEICE Trans. Commun., vol. J73-B-II, no. 5, pp. 241-249, May 1990.

- [6] F. Lu and H. Samuelli, "A 60-Mbd, 480-Mb/s, 256-QAM Decision Feedback Equalizer in 1.2 μ m CMOS", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 28, no. 3, pp. 330-338, Mar. 1993.

- [7] Y. Shirato, K. Kobayashi and S. Denno, "100-Mbit/s Single-Chip Q-VLMS MLSE Equalizer LSI for TDMA Mobile Radio Communications", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 8, pp. 1178-1185, Aug. 2001.
- [8] 白戸裕史, 田野哲, 斉藤洋一, "ユーザレート 512kbit/s を実現する移動通信用ダイバーシチ合成形 DFE の構成と特性", *電子情報通信学会論文誌 B-II*, vol. J81-B-II, no. 3, pp. 248-250, Mar. 1998.
- [9] ETSI, "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2 Technical Specification Part 1- Physical Layer", DTS/BRAN030003-1, Oct. 1999.
- [10] R. V. Nee, R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, Boston/London, Jan. 2000.
- [11] 守倉正博, 久保田周治 監修, "改訂版 802.11 高速無線 LAN 教科書", インプレス, Dec. 2004.
- [12] T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi and M. Sawahashi, "Investigations on Optimum Roll-off Factor for DFT-Spread OFDM Based SC-FDMA Radio Access in Evolved UTRA Uplink", *Proc. IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 383-387, Sep. 2006.
- [13] 岡崎浩司, 福田敦史, 檜橋祥一, "複数の周波数帯に対応可能な高効率電力増幅器—MEMS スイッチを適用した 900MHz / 1900MHz 帯デュアルバンド PA—", *NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル*, vol. 13, no. 1, pp. 13-19, Apr. 2005.

- [14] Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-to-average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey and Taxonomy", *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1567-1592, Mar. 2013.
- [15] S. H. Han and J. H. Lee, "An Overview of Peak-to-average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission", *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, Apr. 2005.
- [16] H. Ochiai and H. Imai, "Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 1, pp. 89-101, Aug. 2002.
- [17] X. Li and L. J. C. Jr., "Effect of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 131-133, May 1998.
- [18] J. Armstrong, "Peak-to-average Power Reduction for OFDM by Repeated Clipping and Frequency Domain Filtering", *IEE Electronic Lett.*, vol. 38, no. 5, pp. 246-247, Feb. 2002.
- [19] A. Kubo, S. Tomisato and M. Hata, "Transmission Performance of Highly Efficient OFDM Signals with Iterative Peak Reduction", *Proc. Asia-Pacific Conference on Wearable Computing Systems (APWCS)*, pp. 145-148, Aug. 2005.
- [20] S. K. Deng and M. C. Lin, "Recursive Clipping and Filtering with Bounded Distortion for PAPR Reduction", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 1, pp. 227-230, Jan. 2007.

- [21] D. Kim, D. Shi, Y. Park and B. Song, “New Peak-windowing for PAPR Reduction of OFDM Systems”, Proc. Asia-Pacific Conference on Wearable Computing Systems (APWCS), pp. 169-173, Aug. 2005.
- [22] Y. Rahmatallah, N. Bouaynaya and S. Mohan, “On the Performance of Linear and Nonlinear Companding Transforms in OFDM Systems”, Proc. Wireless Telecommunication Symposium (WTS), pp. 1-5, Apr. 2011.
- [23] R. W. Bäuml, R. F. H. Fisher and J. B. Huber, “Reducing the Peak-to-average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping”, IEE Electronics Lett., vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [24] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, “Peak-to-average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences”, IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 3, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [25] S. H. Müller and J. B. Huber, “OFDM with Reduced Peak-to average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences”, IEE Electronic Lett., vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [26] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, “An Adaptive PTS Approach for the Reduction of Peak-to-average Power Ratio of an OFDM Signal”, IEE Electronic Lett., vol. 36, no. 14, pp. 1226-1228, Jul. 2000.
- [27] T. Maruyama, K. Maruta, J. Mashino and M. Nakatsugawa, “Control Information Transmission without Resource Consumption for PAPR Reduction of OFDM Signal”, Electronics Lett., vol. 45, no. 8, pp. 406-408, Apr. 2009.

- [28] H. Beiling, S. H. Müller-Weinfurtner and J. B. Huber, "SLM Peak-power Reduction without Explicit Side Information", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 239-241, Jun. 2001.
- [29] R. J. Baxley and G. T. Zhou, "MAP Metric for Blind Phase Sequence Detection in Selected Mapping", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 51, no. 4, pp. 565-570, Dec. 2005.
- [30] S. Y. L. Goff, S. S. Al-Samahi, B. K. Khoo, C. C. Tsimenidis and B. S. Sharif, "Selected Mapping without Side Information for PAPR Reduction of OFDM", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3320-3325, Jul. 2009.
- [31] H. S. Joo, S. J. Heo, H. B. Jeon, J. S. No and D. J. Shin, "A New Blind SLM Scheme with Low Decoding Complexity for OFDM Systems", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 58, no. 4, pp. 669-676, Dec. 2012.
- [32] C. L. Wang and Y. Ouyang, "Low-complexity Selected Mapping Schemes for Peak-to-average Power Ratio Reduction in OFDM Systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 12, pp. 4652-4660, Dec. 2005.
- [33] J. Park, E. Hong and D. Har, "Low Complexity Data Decoding for SLM-based OFDM Systems without Side Information", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 6, pp. 611-613, Jun. 2011.
- [34] G. R. Hill, M. Faulkner and J. Singh, "Reducing the Peak-to-average Power Ratio in OFDM by Cyclically Shifting Partial Transmit Sequences", *IEE Electronic Lett.*, vol. 36, no. 6, pp. 560-561, Mar. 2000.

- [35] P. V. Eetvelt, G. Wade and M. Tomlinson, "Peak to Average Power Reduction for OFDM Schemes by Selective Scrambling", *IEE Electronic Lett.*, vol. 32, no. 21, pp. 1963-1964, Oct. 1996.
- [36] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "Reducing the Peak to-average Power Ratio of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signal through Bit or Symbol Interleaving", *IEE Electronic Lett.*, vol. 36, no. 13, pp. 1161-1163, Jun. 2000.
- [37] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Proposal of Simple PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Sub-carriers", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 3, pp. 784-794, Mar. 2008.
- [38] 森田一也, 大内浩司, 齋藤将人, "OFDM 方式におけるサブキャリア選択法の PAPR 低減効果", *電子情報通信学会技術研究報告*, WBS2009-10, pp. 19-24, Jul. 2009.
- [39] O. Takyu, Y. Umeda, F. Sasamori and S. Hamada, "Resource Block Assignment to Reduce Peak to Average Power Ratio in Multi-User OFDM", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E97-B, no. 8, pp. 1689-1700, Aug. 2014.
- [40] J. Tellado, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", Ph.D. dissertation, Stanford University, 2000.
- [41] S. H. Han, J. M. Cioffi and J. H. Lee, "On the Use of Hexagonal Constellation for Peak-to-average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 3, pp. 781-786, Mar. 2008.

- [42] A. E. Jones, T. A. Wilkinson and S. K. Barton, "Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme", IEE Electronic Lett., vol. 30, no. 22, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [43] D. Wulich, "Reduction of Peak to Mean Ratio of Multicarrier Modulation Using Cyclic Coding", IEE Electronic Lett., vol. 32, no. 29, pp. 432-433, Feb. 1996.
- [44] S. Fragicomo, C. Matrakidis and J. J. O'Reilly, "Multicarrier Transmission Peak-to-average Power Reduction Using Simple Block Code", IEE Electronic Lett., vol. 34, no. 14, pp. 953-954, May 1998.
- [45] M. Golay, "Complementary Series", IEEE Trans. Info. Theory, vol. 7, no. 2, pp. 82-87, Apr. 1961.
- [46] 中丸健太郎, 栗木原護, 村口正弘, "OFDM 送信機の電力付加効率改善のための一検討", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-29, Sep. 2011.
- [47] D. H. Patel, E. A. Elsharawy and D. W. Beishline, "Two-Tier Push-Pull RF Power Amplifier for Basestation Applications", 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest., pp. 1891-1894, Jun. 2006.
- [48] 大鐘武雄・小川恭孝, "わかりやすい MIMO システム技術", pp. 99-101, オーム社, Jun. 2009.
- [49] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "SLM and PTS Peak-power Reduction of OFDM Signals without Side Information", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 5, pp. 2006-2013, Sep. 2005.

- [50] Y. Oh, E. Jeong, S. C. W. Nam and Y. H. Lee, "Side Information-Free PTS-PAPR Reduction via Pilot Assisted Estimation of Phase Factors in an OFDM Frame with a Preamble", Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 41-45, Sep. 2010.
- [51] 今町友哉・渡邊達・関屋大雄・阪田史郎, "サブバンド分割を用いた低複雑性 SLM 法", 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J92-B, no. 8, pp. 1245-1255, Aug. 2009.
- [52] L. Yang, K.Soo, Y. M. Siu and S. Q. Li, "A Low Complexity Selected Mapping Scheme by Use of Time Domain Sequence Superposition Technique for PAPR Reduction in OFDM System", IEEE Trans. Broadcast., vol. 54, no. 4, pp. 821-824, Dec. 2008.
- [53] I. Baig and V. Jeoti, "PAPR Reduction in OFDM Systems: Zadoff-Chu Matrix Transform Based Pre/Post-Coding Techniques", Proc. International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN), pp. 373-377, Jul. 2010.
- [54] Z. Feng, M. Tang, S. Fu, L. Deng, Q. Wu, R. Lin, R. Wang, P. Shum and D. Liu, "Performance-Enhanced Direct Detection Optical OFDM Transmission with CAZAC Equalization", IEEE Photonics Technology Lett., vol. 27, no. 14, pp. 1507-1510, Jul. 2015.
- [55] E. Sharma and K. Vasudevan, "PAPR and BER Minimized OFDM Systems with Low Complexity Channel Independent Precoders", Proc. IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT), pp. 1-6, Nov. 2015.

[56] Ryota Ishioka, Tomotaka Kimura and Masahiro Muraguchi, “A Proposal for a New OFDM Wireless System Using a CAZAC Equalization Scheme”, Proc. Advanced International Conference on Telecommunications (AICT), pp. 47-51, Jun. 2017.

発表文献

1) 査読付き学術雑誌

<筆頭著者>

- [1] 白戸裕史, 亀田博文, 村口正弘, “OFDM 信号伝送時の送信電力付加効率と受信 S/N を改善する分離送信法の特性評価”, 電気学会論文誌C (電子・情報・システム部門誌) 論文, vol. 136, no. 3, pp. 373-382, Mar. 2016.
- [2] Yushi Shirato, Hirofumi Kameda and Masahiro Muraguchi, “Evaluation results of the signal decomposition technique for OFDM transmission which achieves the power-added efficiency improvement and the SNR enhancement using the noise elimination”, Journal of Electrical Engineering in Japan, Wiley Periodicals Inc., vol. 199, no. 4, pp. 22-32, Mar. 2017.
- [3] Yushi Shirato and Masahiro Muraguchi, “Signal decomposition technique for enhanced power added efficiency of OFDM transmitters employing MIMO scheme”, IEICE Communications Express, vol. 6, no. 4, pp. 177-181, Apr. 2017.
- [4] 白戸裕史, 松永 亮, 村口正弘, “TDSS-OFDM 信号に対するサイド情報不要な復調方式の提案”, 電気学会論文誌C (研究開発レター), vol. 137, no. 7, pp. 995-996, Jul. 2017.
- [5] 白戸裕史, 石岡諒汰, 村口正弘, “CAZAC イコライザを用いた OFDM システムの提案と特性評価”, 電気学会論文誌C (論文), 電気学会論文誌C (電子・情報・システム部門誌) 論文, vol. 138, no. 3 (2018年3月掲載予定)

<共著者>

なし

2) 査読付き国際会議プロシーディング

<筆頭著者>

- [1] Yushi Shirato, Masayuki Kotsuka and Masahiro Muraguchi, “SNR Enhancement by the Noise Elimination Technique for Decomposed OFDM Signals”, Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 408-410, Nov. 2014.
- [2] Yushi Shirato and Masahiro Muraguchi, “Signal Decomposition Technique for Enhanced Power Added Efficiency of OFDM Transmitters and its Application for MIMO Systems”, Proc. European Microwave Conference (EuMC), pp. 146-149, Oct. 2016.

<共著者>

なし

3) 国内発表

<筆頭著者>

なし

<共著者>

- [1] 笠原悠昭, 武藤 潤, 白戸裕史, 村口正弘, “予等化による OFDM パワーアンプの効率改善”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-93, Sep. 2013.
- [2] 松永 亮, 白戸裕史, 村口正弘, “時間領域信号の重ね合わせとサブバンド分割を組み合わせた OFDM 送信機の電力付加効率改善の検討”, 電気学会【C】電子・情報・システム部門 通信研究会, CMN16013, Jan. 2016.

謝辞

本研究を遂行し論文にまとめるに当たり、5年間の長期間にわたって親身にご指導いただいた東京理科大学大学院 工学研究科 電気工学専攻の村口正弘教授に心より感謝申し上げます。また、学位審査の過程で熱心にご議論いただき、有意義なご意見やアドバイスをいただいた東京理科大学大学院 工学研究科 経営工学専攻の八嶋弘幸教授をはじめ、東京理科大学大学院 工学研究科 電気工学専攻の半谷精一郎教授、岩村恵市教授、浜本隆之教授、長谷川幹雄教授に感謝致します。

社会人課程博士として学位取得に取り組みを始めるに際し、なかなか踏み出せずにいた私を励まし背中を押していただいたNTTアドバンステクノロジー(株)セキュリティ事業部 中津川征士担当部長(元NTTアクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト プロジェクトマネージャ)、また上長として暖かく見守っていただいたNTTアクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト 中村宏之プロジェクトマネージャ、飯塚正孝主幹研究員、NTTアクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト 基幹方式研究グループ 北直樹グループリーダー、NTT未来ねっと研究所 ワイヤレスシステムイノベーション研究部 吉野修一部長、工学院大学 情報学部 情報通信工学科 杉山隆利教授(元NTTアクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト グループリーダー)にも御礼申し上げます。

研究の初期段階でご議論いただいた関西大学 システム理工学部 電気電子情報工学科 平田孝志准教授、ならびに学位審査等を進める上で多大なるご協力をいただきました東京理科大学大学院 工学研究科 電気工学専攻 村口研究室の木村共孝助教に感謝致します。

月に数回登校しての研究生生活において、具体的なシミュレーション方法から検討結果の妥当性まで多岐に渡って議論・情報交換させていただいた東京理科大学大学院 工学研究科 電気工学専攻 村口研究室の各位に感謝致します。特に定例のディスカッションに加わっていただいた武藤 潤氏、小塚政幸氏、笠原悠昭氏、亀田博文氏、松永 亮氏、石岡諒汰氏に改めて感謝致します。

最後に、研究がうまく進まず苦しい時にも、変わらず心の支えとなってくれた妻 千恵と娘 千尋に感謝します。