

# 博士論文

次世代ワイヤレス通信システム向け広帯域  
電力増幅器の非線形歪補償技術の研究

東京大学大学院 工学系研究科  
先端学際工学専攻

福田 英輔

37-127308

平成 27 年 6 月



# 目次

第1章 序論.....	1
1.1 研究の背景と目的.....	1
1.2 本論文の概要と構成.....	4
第2章 ワイヤレス通信向け電力増幅器.....	7
2.1 はじめに.....	7
2.2 電力増幅器とその課題.....	8
2.2.1 電力増幅器の位置づけ.....	8
2.2.2 線形性と隣接チャネル漏洩電力比.....	9
2.2.3 電力効率(ドレイン効率).....	11
2.2.4 メモリ効果.....	12
2.3 増幅器の解析的表現.....	14
2.3.1 物理モデル.....	14
2.3.2 ビヘイビアル・モデル.....	15
2.4 むすび.....	17
第3章 分離型メモリ多項式モデル.....	18
3.1 はじめに.....	18
3.2 関連研究.....	19
3.3 ビヘイビアル・モデルの比較.....	21
3.4 分離型メモリ多項式モデルの導出.....	29
3.4.1 メモリ多項式モデルの修正.....	29
3.4.2 分離型メモリ多項式モデルの特徴.....	30
3.5 むすび.....	35
第4章 分離更新型プリディストーション方式.....	36
4.1 はじめに.....	36
4.2 関連研究.....	37
4.3 分離更新型プリディストーション(SU-DPD)方式の構成.....	39
4.4 LTI インパルスレスポンスの推定.....	41
4.4.1 LTI インパルスレスポンス推定の原理.....	41
4.4.2 非線形項の特徴.....	42

4.4.3	推定アルゴリズム.....	43
4.5	非線形歪の逆特性.....	48
4.5.1	非線形係数推定の原理.....	48
4.5.2	推定アルゴリズム.....	49
4.6	シミュレーション・モデル.....	53
4.6.1	非線形係数を与える増幅器特性のモデル.....	53
4.6.2	LTI ((Linear Time-Invariant)関数のモデル.....	54
4.6.3	シミュレーションの概要.....	57
4.7	評価.....	57
4.7.1	LTI インパルスレスポンスの推定.....	57
4.7.2	ACLR (Adjacent Leakage Power Ratio).....	59
4.7.3	電力効率.....	63
4.7.4	利得特性と位相特性.....	67
4.7.5	時間変動に対する追従特性.....	68
4.8	むすび.....	72
第5章	パラレル・ウィーナ型モデルへの適用.....	74
5.1	はじめに.....	74
5.2	分離型メモリ多項式モデルとパラレル・ウィーナ型モデルの等価性.....	75
5.2.1	PRW モデルとMP モデルの次数ごとの比較.....	75
5.2.2	PRW モデルと等価なMP モデルの導出.....	77
5.3	評価.....	82
5.3.1	シミュレーション・モデル.....	82
5.3.2	誤差の評価.....	84
5.3.3	PRW モデルに適用した場合の ACLR 改善.....	86
5.4	むすび.....	87
第6章	結論.....	93
6.1	本研究の主たる成果.....	93
6.2	今後の課題と展望.....	95
付録	.....	96
A)	式の導出.....	96
B)	記号の定義.....	99
謝辞	.....	101

参考文献.....	102
発表論文.....	114
その他のワイヤレス関連発表.....	116

# 図目次

図 1-1 Global Mobile Data Traffic の将来予測.....	1
図 1-2 4G と 5G モバイルの性能比較.....	3
図 1-3 モバイルネットワークにおける電力増幅器の位置づけ.....	3
図 1-4 本論文の構成.....	5
図 2-1 セルラネットワークの消費電力.....	7
図 2-2 OFDM 基地局送信系の構成.....	8
図 2-3 増幅器の入出力特性.....	9
図 2-4 隣接チャネル漏洩電力.....	11
図 2-5 増幅器に供給される電力と出力電力.....	12
図 2-6 電力増幅器の典型的な入出力特性と電力効率.....	13
図 2-7 DPD の原理.....	13
図 2-8 メモリ効果の例.....	14
図 2-9 増幅器の回路構成の例.....	15
図 3-1 ビヘイビアル・モデルの分類.....	22
図 3-2 Look-up Table モデル.....	23
図 3-3 Wiener モデル.....	24
図 3-4 Hammerstein モデル.....	24
図 3-5 Wiener-Hammerstein モデル.....	25
図 3-6 Parallel Wiener モデル.....	25
図 3-7 メモリ多項式モデル.....	26
図 3-8 Forward TNTB モデル.....	27
図 3-9 Reverse TNTB モデル.....	28
図 3-10 Parallel TNTB モデル.....	28
図 3-11 PLUME モデル.....	28
図 3-12 分離型メモリ多項式モデル.....	31
図 3-13 ビヘイビアル・モデルの比較.....	34
図 4-1 分離更新型プリディストーション方式の構成.....	39
図 4-2 SU-DPD の全体フローチャート.....	40
図 4-3 電力増幅器のモデル.....	41

図 4-4	非線形項のレプリカとの相互相関 .....	42
図 4-5	増幅器出力のスペクトラムの例 .....	43
図 4-6	LTI 推定部の構成 .....	44
図 4-7	LTI 推定アルゴリズム .....	45
図 4-8	非線形次数ごとの相関演算 .....	47
図 4-9	低次の非線形項を除去する推定方法 .....	48
図 4-10	非線形係数の推定部の構成 .....	49
図 4-11	非線形係数推定アルゴリズム .....	50
図 4-12	相関演算で $\sum_{f \in R_k}$ を計算する領域 .....	51
図 4-13	$M_{kl}$ 相関演算の効率化 .....	52
図 4-14	$b_k$ 相関演算の効率化 .....	53
図 4-15	GaN 電力増幅器の特性 .....	54
図 4-16	GaN 電力増幅器の近似特性 .....	54
図 4-17	仮想的な LTI フィルタの上限と下限 .....	55
図 4-18	LTI の振幅特性 .....	56
図 4-19	LTI の位相特性 .....	56
図 4-20	シミュレーション用いた分離型メモリ多項式モデル .....	56
図 4-21	LTI の推定結果 .....	59
図 4-22	メモリレス DPD と SU-DPD の非線形歪補償能力の比較 .....	60
図 4-23	SU-DPD による非線形歪補償効果 (B.O. = 8dB, 10dB, 12dB) .....	61
図 4-24	SU-DPD の位置づけ .....	62
図 4-25	電力効率の改善 .....	63
図 4-26	電力増幅器の全体構成 .....	64
図 4-27	電力増幅器の総合効率 .....	65
図 4-28	DPD 制御回路の消費電力( $P_C$ )と電力増幅器の総合効率( $\eta_T$ ) .....	66
図 4-29	DPD 制御回路の消費電力( $P_C$ )と電力増幅器全体の消費電力の低減量 .....	66
図 4-30	AM-AM 変換特性 .....	67
図 4-31	AM-PM 変換特性 .....	67
図 4-32	非線形係数の変動に対する SU-DPD の追従性 .....	69
図 4-33	非線形係数の変動率に対する追従性能 .....	70
図 4-34	非線形係数の変動速度に対する追従性能 .....	71

図 4-35 4G ワイヤレスシステム(LTE)の無線フレーム構成.....	71
図 5-1 分離型メモリ多項式モデルの構成.....	75
図 5-2 パラレル・ウィーナ型モデルの構成.....	75
図 5-3 OFDM 信号 (サブキャリア数 = M, 間隔 = 1/T) .....	77
図 5-4 PRW モデルへの適用の検証方法.....	83
図 5-5 PRW モデルから変換された MP モデルの出力信号の時間領域の誤差.....	85
図 5-6 誤差のサブキャリア数依存性.....	85
図 5-7 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数 Nc = 100) .....	88
図 5-8 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数 Nc = 200) .....	89
図 5-9 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数 Nc = 400) .....	90
図 5-10 ACLR の改善量の比較 (Nc=400).....	91
図 5-11 MP 用 DPD を PRW モデルに適用した場合のバックオフの低減 (Nc=400).....	91

## 表目次

表 1 ワイヤレス通信方式の進展.....	2
表 2 分離型メモリ多項式モデルの係数の特徴.....	32
表 3 無線方式および DPD に関するシミュレーション条件.....	57
表 4 シミュレーションの概要.....	58
表 5 変動する非線形係数に対する SU-DPD の追従性能.....	69
表 6 変動率に対する ACLR の改善性能.....	69
表 7 変動周波数に対する ACLR の改善性能.....	70
表 8 無線方式とシミュレーション条件.....	84
表 9 MP 用 DPD を PRW モデルに適用した場合の ACLR の比較.....	86

# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景と目的

本論文は、次世代ワイヤレス通信システム向け広帯域電力増幅器の非線形歪補償技術の研究に関する。

近年のモバイルトラフィックの増加は目覚ましく、今後も年平均成長率 57%で増加し続け、2019年には一か月当たりのトラフィックが 24.3 エクサバイトに達すると予測されている。(図 1-1) これは2014年の 9.6 倍、また 2011年の 41 倍のトラフィック量に相当する [1]。この爆発的なトラフィックを効率的に収容し、かつ、より高速な伝送速度を実現するために、LTE [2]や LTE-Advanced [3] [4] [5]などの第4世代移動通信システム(4G モバイル)や、第5世代移動通信システム(5G モバイル) [6] [7] [8] [9] [10] [11]など、高速無線伝送方式に関する研究が盛んに行われている。表 1 に 2000 年からのワイヤレス通信システムの進化の歴史を示す。モバイルサービスの進展や、これに伴うモバイルトラフィックの増大に対応すべく、およそ 5 年ごとに伝送速度は 10 倍ずつ増加している。例えば、LTE では 20 MHz の周波数帯域幅を使用して 250 Mbps の伝送速度を実現しているが、LTE-Advanced (または、IMT-Advanced )では 20 MHz 以上の帯域幅を使用したシステムが想定されている。更に、図 1-2 に示すように、将来登場する 5G では、より広帯域で高速なシステムを目指している。

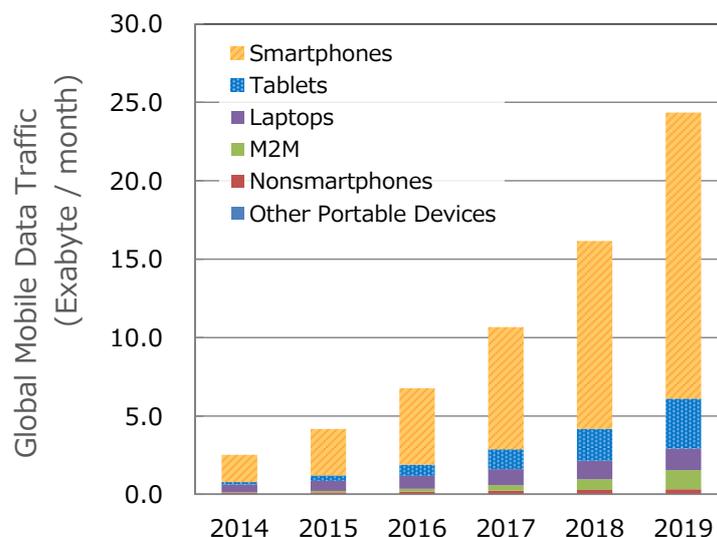


図 1-1 Global Mobile Data Traffic の将来予測  
(文献 [1]のデータを基に作成)

表 1 ワイヤレス通信方式の進展

世代	第3世代	第3.5世代	第4世代 (3.9世代)	第4世代	第5世代
システムの名称	W-CDMA	HSPA	LTE	LTE-Advanced	5G
無線方式	CDMA	CDMA	OFDMA	OFDM	(OFDM)
帯域幅	5~20 MHz	5~20 MHz	1.4~20 MHz	~ 100 MHz	(100 MHz 以上)
変調方式	HPSK QPSK	HPSK QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	3.5 GHz > 6 GHz 70 GHz (未定)
伝送速度	384 kbps ~ 2 Mbps	14.4/20.3/ 28.0/36.3 Mbps	150~250 Mbps	~1 Gbps	1~10 Gbps
商用時期	2000年	2006-2009年	2011年	2015年	(2020年)

CDMA: Code Division Multiples Access

LTE: Long-Term Evolution

OFDM: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

HPSK: Hybrid Phase Shift Keying

HSPA: High Speed Packet Access

W-CDMA: Wideband-CDMA

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

一方では、携帯電話加入者数が世界の総人口に匹敵するまでに増加した今日、モバイル通信に消費される電力の低減が大きな課題になってきた。とりわけ携帯電話基地局はセルラネットワークの58%のエネルギーを消費し、更に基地局の65%が電力増幅器(PA: Power Amplifier)によるものとの報告もあることから [12] [13], 広帯域電力増幅器の更なる高効率化は、次世代移動通信システムの実用化に不可欠な技術課題のひとつであると考えられる。

モバイルネットワークにおける電力増幅器の位置づけを図 1-3 に示す。モバイルネットワークは、IP パケットのルーティングやスイッチングを担うコアネットワークと、それに繋がる無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network) により構成される。更に RAN は、①MME (Mobility Management Entity) / S-GW (Serving Gateway), ②BBU (Baseband Unit), ③RRH (Remote RF Head) で示される3つのネットワークノードにより構成される。このうち、MME/S-GW はデータの再送制御、秘匿、ならびに端末の移動管理を、BBU は無線リソースへのアクセス制御や、送信データの符号化および復号化、変復調などの処理を、そして RRH は高周波無線信号の送受信処理を担う。本論文の研究対象である電力増幅器は、多くの場合、RAN の中の RRH に実装される装置である。

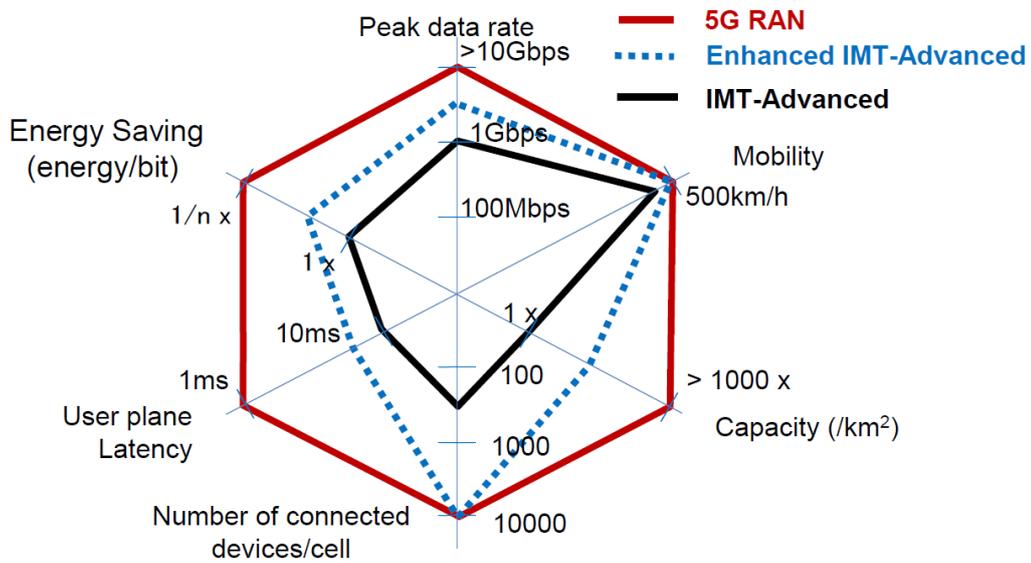


図 1-2 4Gと5Gモバイルの性能比較  
(文献 [7]より抜粋)

電力増幅器は、アンテナから電波として送出する信号波形を忠実に増幅する必要があることから、電力効率のみならず高い線形性が求められる。一般に線形性と電力効率は互いに相反する関係にあるが、これらを同時に満足するために、できるだけ飽和出力レベルに近い領域で増幅器を動作させることで電力効率の向上を図るとともに、それによって発生する非線形歪を、増幅器の前段に位置するデジタル回路で補償する。この方法はDPD (Digital Pre-Distortion)と呼ばれ、多くのワイヤレス通信システムの電力増幅器に採用されている。近年のワイヤレスシステムでは伝送速度の高速化のために、多値 QAM や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が用いられているが、OFDM 信号のサブキャリア数が多くなるにつれて、送信信号のピーク電力

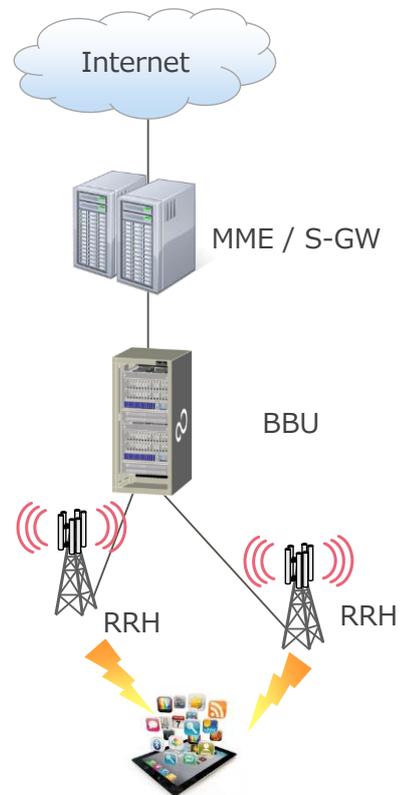


図 1-3 モバイルネットワークにおける電力増幅器の位置づけ

対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) が大きくなる。このため電力増幅器には、より大きなバックオフが必要となり、増幅器の電力効率は大きく低下する。更に、4G や 5G などの次世代ワイヤレス通信システムでは、数 100 Mbps から数 Gbps の高速伝送が要求されていることから、OFDM のサブキャリア数が増え、送信信号の周波数帯域幅が従来以上に広がる。この結果、電力増幅器には「メモリ効果」と呼ばれる現象が顕著に現れ、過去の入力信号が現在の信号の非線形歪に影響を与える。このため、DPD の非線形歪補償能力は大きく劣化する。以上のことから、次世代ワイヤレス通信システム向けの広帯域電力増幅器ではメモリ効果に対応した効率的な非線形歪補償方式が不可欠になる。本論文では、このような技術的背景に鑑み、広帯域電力増幅器の非線形歪補償方式と、それによる電力効率の改善効果について論ずる。

## 1.2 本論文の概要と構成

本論文は以下の全 6 章によって構成される。本論文の構成を図 1-4 に示す。

- 第 1 章 序論
- 第 2 章 ワイヤレス通信向け電力増幅器
- 第 3 章 分離型メモリ多項式モデル
- 第 4 章 分離更新型プリディストーション方式
- 第 5 章 パラレル・ウィーナ型モデルへの適用
- 第 6 章 結論

第 2 章「ワイヤレス通信向け電力増幅器」では、線形性と電力効率の観点から電力増幅器の課題を概説し、特に、ワイヤレス通信の高速化にともない顕在化するメモリ効果を有する広帯域電力増幅器の技術課題を述べる。

第 3 章「分離型メモリ多項式モデル」では、まず構成が簡易で適用範囲が広いことから多くの研究者が採用しているメモリ多項式モデルを取り上げ、その係数を、増幅器の非線形性に対応付けられた比較的速い速度で変動するパラメータと、それに対して相対的にゆっくりと変動する準定常な LTI (Linear Time-Invariant) フィルタのインパルスレスポンスに分離できることを示す。

第 4 章「分離更新型プリディストーション方式」では、メモリ効果を有する広帯域電力増幅器の電力効率の改善を目指し、本論文で提案する新たな非線形歪補償技術である分離更新型プリディストーション方式 (SU-DPD: Separate Updating Digital Pre-Distortion) の動作原理とその非線形歪補償性能を示す。先ず、分離型メモリ多項

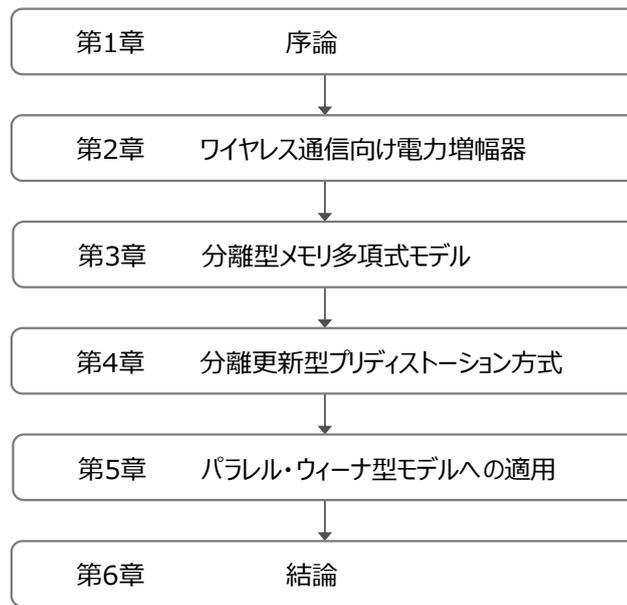


図 1-4 本論文の構成

式モデルに現れる 2 種類のパラメータの変動速度が大きく異なる点に着目し、これらを独立に推定・更新する手法を示す。そして、これらのパラメータを用いて非線形歪の逆特性を生成し、非線形歪を効率的に補償する分離更新型プリディストーション (SU-DPD) 方式のアルゴリズムを論ずる。更に、隣接チャネル漏洩電力比 (ACLR : Adjacent Channel Leakage power Ratio) を評価尺度として、SU-DPD 方式の非線形歪補償性能を評価する。シミュレーションにより、飽和出力レベルから 8 dB だけバックオフさせた点で電力増幅器を動作させたとき、SU-DPD 方式を適用した場合には電力増幅器の出力スペクトラムの ACLR を、適用しない場合と比較して 18 dB 以上改善し、基地局増幅器の ACLR 規格を満足できることを示す。SU-DPD 方式を適用しない場合、ACLR 規格を満足するために 12 dB 以上のバックオフが必要であるが、SU-DPD 方式を適用することによりバックオフを 4 dB 低減することが可能になり、この結果、電力効率を 12 ポイント改善できる。これにより、4G や 5G などの次世代モバイルネットワークの消費電力を大きく低減できる見通しが得られた。

第 5 章「パラレル・ウィーナ型モデルへの適用」では、SU-DPD 方式を分離型メモリ多項式モデル以外の増幅器モデルに適用した場合の効果を予測するため、非線形部と LTI 部の順序が逆の構成になっているパラレル・ウィーナ型モデルに対して SU-DPD 方式を適用し、その場合の非線形歪補償能力を評価した。先ず、パラレル・

ウィーナ型モデルを分離型メモリ多項式モデルと見做した場合の誤差を見積もり、次にパラレル・ウィーナ型モデルに対する SU-DPD 方式の非線形歪補償能力をシミュレーションにより評価した。その結果、増幅器のバックオフが 8 dB のとき、パラレル・ウィーナ型モデルの増幅器に 3 次の SU-DPD 方式を適用しても十分な非線形歪補償能力を有することを明らかにした。また、SU-DPD を適用しない場合と比較して ACLR を 20 dB 以上改善できることを示した。以上の結果、パラレル・ウィーナ型モデルを分離型メモリ多項式モデルと見做して SU-DPD 方式を適用しても、実用上十分な非線形歪補償効果が得られ、基地局増幅器の ACLR 規格値を満足できることを示した。これにより、SU-DPD 方式の適用領域をメモリ多項式モデル以外に拡張できる見通しが得られた。

最後に、第 6 章「結論」では、本論文の主たる成果と今後の展望について議論し、本論文のまとめとする。

## 第2章 ワイヤレス通信向け電力増幅器

### 2.1 はじめに

通信ネットワーク、インターネット、データセンタ、PC など、ICT 関連インフラで1年間に消費されるエネルギーは5,640億 [kWh]であり、これは全世界の総電気エネルギー消費量18.8兆 [kWh]の3%にあたる。これはCO<sub>2</sub>排出量に換算すると全世界の2%に匹敵し、航空機による排出量に相当する [14] [15]。ICT インフラのうち携帯電話ネットワークに限ると、その消費エネルギーは600億 [kWh]であり、基地局はその58%を占め、更にその65%が電力増幅器 (PA: Power Amplifier) によるもの [12] [13]である。(図 2-1) 昨今の低炭素社会実現への強い要請に鑑みれば、電力増幅器の高効率化は次世代ワイヤレス通信システムの実用化における重要な技術課題のひとつであると考えられる。

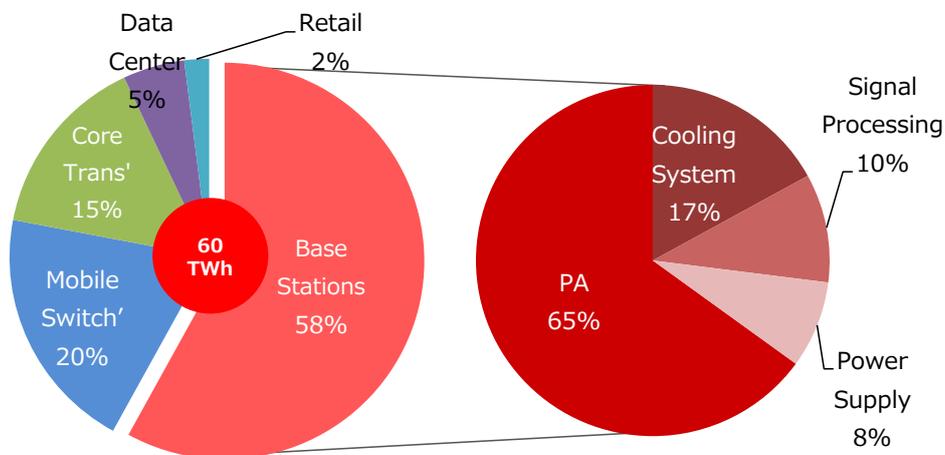


図 2-1 セルラネットワークの消費電力

電力増幅器は、アンテナから空間に電波として放射される信号を増幅する装置であることから、信号を忠実に増幅する必要があり、このため高い線形性が求められる。4G や 5G などに代表される次世代ワイヤレス通信システムでは数 100 Mbps から数 Gbps の高速伝送が要求されるため、QAM などの多値変調方式が用いられている。このため送信信号の瞬時最大電力と平均電力の比である PAPR (Peak-to-Average

Power Ratio)が増加する。例えば、4G モバイルで用いられている 16QAM-LTE 信号の PAPR は 6.6 dB [16]であり、このため電力増幅器は、電力効率が最も高い飽和出力レベルから少なくとも 6.6 dB 低いレベルで動作せざるを得ない。電力効率を向上させるためには、できるだけ飽和出力レベルに近い領域で動作させることが望ましいが、一般に線形性と電力効率は互いに相反する関係にあるため、これらを同時に満足するための回路技術や非線形歪補償技術が研究されている。とりわけ、増幅器をできるだけ飽和出力レベルに近い領域で動作させることで比較的高い電力効率を維持しつつ、それによって発生する非線形歪を増幅器の前段に位置するデジタル回路で補償する DPD (Digital Pre-Distortion)方式 [17] [18] [19] [20]が多く研究されている。

ワイヤレス通信における高速伝送のためには OFDM 信号で用いられるサブキャリア数を増加させる必要があり、これにともない送信信号の周波数帯域幅が拡大する。この結果、メモリ効果がより顕著に現れるようになり、DPD の非線形歪補償性能を劣化させる。従って、次世代ワイヤレス通信システム向け広帯域電力増幅器では、メモリ効果に対応した効率的な非線形歪補償方式の適用が不可欠になる。以上の技術的背景に鑑み、第 2 章では広帯域電力増幅器の技術課題を述べ、更に第 3 章以降で取り扱うビヘイビアル・モデルについて概説する。

## 2.2 電力増幅器とその課題

### 2.2.1 電力増幅器の位置づけ

OFDM 方式を採用したワイヤレス通信システムの無線基地局における送信系の構成を図 2-2 に示す。まず、送信データは直並列変換され、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 処理により、それぞれのデータに対応する OFDM サブキャリアが変調される。次に FFT 処理により時間軸で多重化された後、D/A 変換され送信ベースバンド信号が生成される。このベースバンド信号によって高周波搬送波が変調され、最後に電力増幅器で所要電力に増幅された後、アンテナから放射される。電力増幅器は扱う

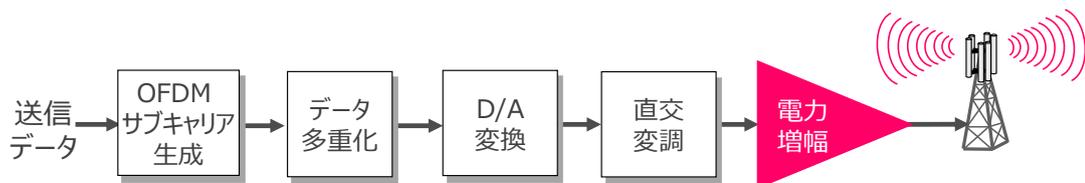


図 2-2 OFDM 基地局送信系の構成

信号電力が大きいため、多くの場合で送信信号品質の大部分を決定づける。

電力増幅器の入力電力と出力電力の関係は入出力特性と呼ばれる。一般的な入出力特性を図 2-3 に示す。電力増幅器の出力電力には、使用する半導体素子の最大動作領域で決まる上限があり、入力電力を増加させても出力電力はそれ以上には増大しない。この出力レベルを飽和出力レベルといい、増幅器の最大出力電力を示す指標の一つとして用いられている。出力電力がこの飽和出力レベルに近づくにつれて増幅器出力に非線形歪が発生し、これにより送信信号の品質が著しく劣化する。

電力増幅器の動作点を示す指標としてバックオフ (Backoff) が用いられる。(図 2-3) バックオフは増幅器の出力電力 (増幅器の動作点) と飽和出力レベルの差として定義され、動作点が飽和出力レベルから相対的にどの程度低いかを示す。例えば、増幅器の出力電力が飽和出力レベルより 8 dB だけ低い値であるとき、増幅器のバックオフは 8 dB であると言う。無線基地局の電力増幅器のように、変調された搬送波を増幅する場合には、その包絡線が変動するために、平均電力と瞬時最大電力の間には PAPR だけの差が生ずる。例えば先に示した 16QAM-LTE では PAPR が 6.6 dB であるため、瞬時最大電力が飽和出力レベルを超えないように、通常、平均出力電力が飽和出力レベルより 6.6 dB 以上低くなるように電力増幅器の動作点を設定する。

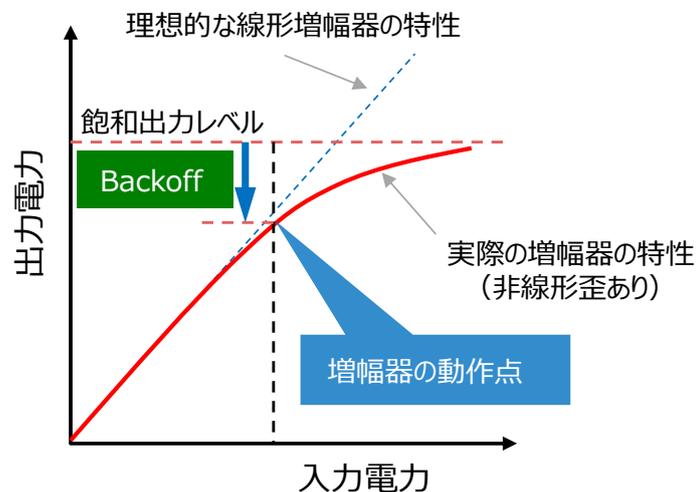


図 2-3 増幅器の入出力特性

### 2.2.2 線形性と隣接チャネル漏洩電力比

電力増幅器には線形性と電力効率の二つの性能指標がある。このうち線形性は、入力信号を増幅器が如何に忠実に増幅できるかを示す指標である。図 2-3 に示したよう

に、増幅器のバックオフを小さくするにつれて、すなわち増幅器の動作点を飽和出力レベルに近づけるにつれて、出力電力は入力電力に比例せず、非線形歪が発生する。この結果、信号波形に非線形歪による誤差が含まれるようになると同時に、出力スペクトラムのメインローブの外側に不要なスペクトラムが作り出される。前者は送信信号の品質を劣化させ、後者はメインローブの外側の帯域（隣接チャネル）に干渉雑音を与え、隣接チャネルの通信品質を劣化させる。

送信信号の品質は、式(1)で定義される EVM (Error Vector Magnitude) で評価される。これは、増幅器出力の信号点ベクトルと、歪の無い理想的な信号点ベクトルとの差の二乗を平均した値である。これに対して非線形歪が隣接チャネルに与える影響は、隣接チャネル漏洩電力比 (ACLR: Adjacent Channel Leakage Power Ratio) で評価される。ACLR は、メインローブの送信チャネル帯域内電力と、隣接する上側、または下側の帯域の電力の比として定義されている [21]。厳密には、ワイヤレスシステムごとに定義されたフィルタを通過した後の電力を測定しその比で定義されるが、図 2-4 に示すように、おおまかにはメインローブの電力と、その外側の不要輻射スペクトラムの電力の比と考えてよい。

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [(x_i - \tilde{x}_i)^2 + (y_i - \tilde{y}_i)^2]}}{|v_{\max}|} \times 100 \quad [\%] \quad (1)$$

ただし、 $x_i$ : i 番目のシンボルの I-チャンネル成分  
 $y_i$ : i 番目のシンボルの Q-チャンネル成分  
 $\tilde{x}_i$ : i 番目のシンボルの理想的な I-チャンネル成分  
 $\tilde{y}_i$ : i 番目のシンボルの理想的な Q-チャンネル成分  
 $v_{\max}$ : シンボルベクトルの最大値

ACLR は、非線形歪により発生する帯域外輻射電力が隣接チャネルに与える干渉雑音の量を示している。図 2-4 の例では、ACLR が 55 dB の Operator A (以下、OPR-A)、ならびに ACLR が 28 dB の Operator B (以下、OPR-B) がそれぞれ隣り合う周波数帯域で使用している場合を示している。このとき、OPR-A の ACLR は十分低いため OPR-B にほとんど干渉を与えないが、OPR-B は OPR-A に大きな干渉雑音 (図 2-4 でピンク色で示した部分) を与える。このように、ACLR の値は隣接するチャネルで通信を行っている無線システムの受信性能に大きな影響を与えるため、ワイヤレスシ

システム標準規格によって厳しい数値が課せられている。例えば、W-CDMA (3G)や LTE (4G)の仕様を策定している 3GPP (Third Generation Partnership Project) では、ACLR を 50 dB 以上にすることが求められている [21]。以上のことから、本論文では、電力増幅器の非線形歪をシステム的な視点から評価する尺度として ACLR を用いる。

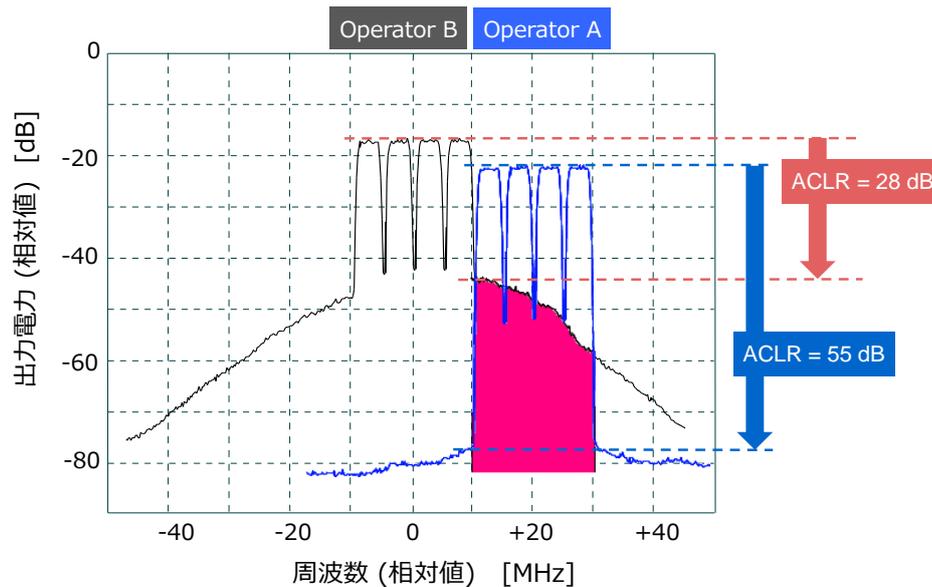


図 2-4 隣接チャネル漏洩電力

### 2.2.3 電力効率 (ドレイン効率)

ACLR の観点から電力増幅器には高い線形性が求められるが、電力効率も無視できない。式(2)に示すように、電力効率 (ドレイン効率)  $\eta$  は直流電源から電力増幅器に供給される電力  $P_{dc}$  と、増幅器の出力電力  $P_{out}$  の比で定義される (図 2-5)。後に述べるように、電力増幅器以外に DPD 制御回路でも電力を消費するが、電力増幅器の送信電力は数 10 W と大きいため、増幅器で消費する電力  $P_{dc}$  が支配的であると考えてよい。尚、DPD 制御回路の消費電力を含めた総合効率については、4.7.3 で詳述する。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \times 100 \quad [\%] \quad (2)$$

一般に電力増幅器の線形性と電力効率は互いに相反する関係にある。一例として典型的な GaN 電力増幅器モジュールの入出力特性とそのドレイン効率を図 2-6 に示す。このデバイスの飽和電力は約 41 dBm, 電力効率は飽和レベル近傍で最大になり約 56%である。しかし線形性を補償するために動作点を 10 dB バックオフすることを仮定すると, 電力効率は 20%程度に低下してしまう。このため, 多くのワイヤレス通信システムの基地局電力増幅器では DPD (Digital Pre-Distortion)方式が採用され, 線形性と電力効率を同時に満たしている。

DPD の簡単な原理を図 2-7 に示す。DPD では, できるだけ飽和出力レベルに近い領域で増幅器を動作させることで比較的高い電力効率を維持しつつ, それによって発生する非線形歪の逆特性を増幅器前段の入力信号に加算することでこれを補償する。DPD は, 比較的簡単な構成で非線形歪を効果的に補償できることから, 比較的, 多くの電力増幅器で採用されているが, 送信信号の広帯域化にともない 2.2.4 項で述べるメモリ効果が顕著になり, 歪補償効果が劣化する。このため, 広帯域電力増幅器向けの新たな非線形歪補償方式が不可欠になっており, 多くの研究が報告されている。

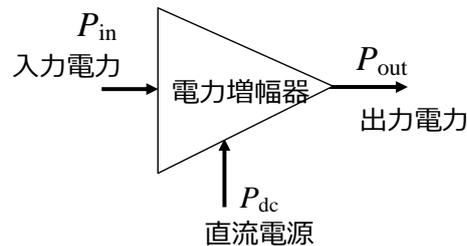


図 2-5 増幅器に供給される電力と出力電力

#### 2.2.4 メモリ効果

4G や 5G のように伝送速度が高速になるにつれて, 使用する周波数帯域幅が増大する。このため, 過去の入力信号が現在の非線形歪に影響を与える, 所謂, メモリ効果 [22] [23] [24] [25] [26] [27] [28] [29] [30] [31]が現れる。メモリ効果の発生要因としては, 変調信号のエンベロープ信号に応じた温度変動による熱メモリ効果 [22] [27] や, 増幅器のドレインのバイアス回路に用いられるインダクタを流れるエンベロープ電流によるソース・ドレイン間の電圧変動 [31]によるものなどが挙げられる。メモリ効果の研究は, ワイヤレス通信方式の広帯域化にともない 2000 年初頭から活発化してきており, Kenny [23] [32]や Vuolevi [22] [33]などにより多くの報告がなされている。

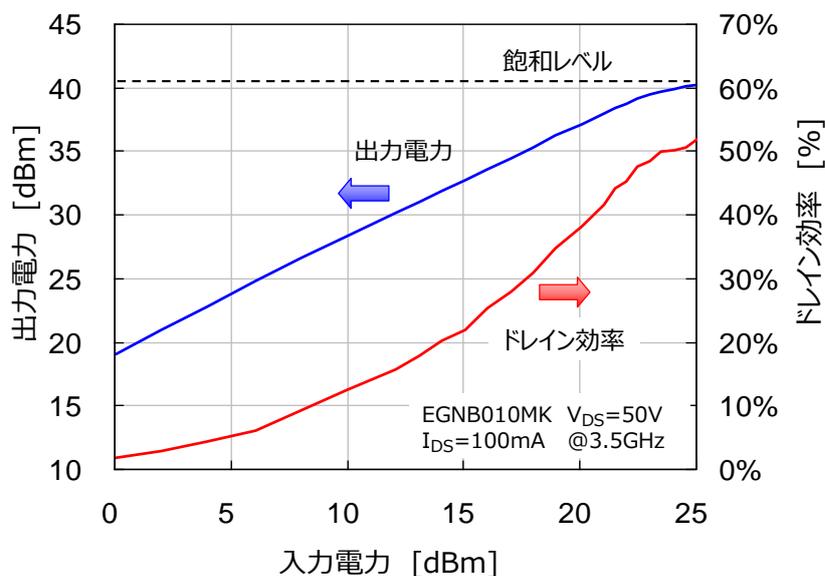


図 2-6 電力増幅器の典型的な入出力特性と電力効率

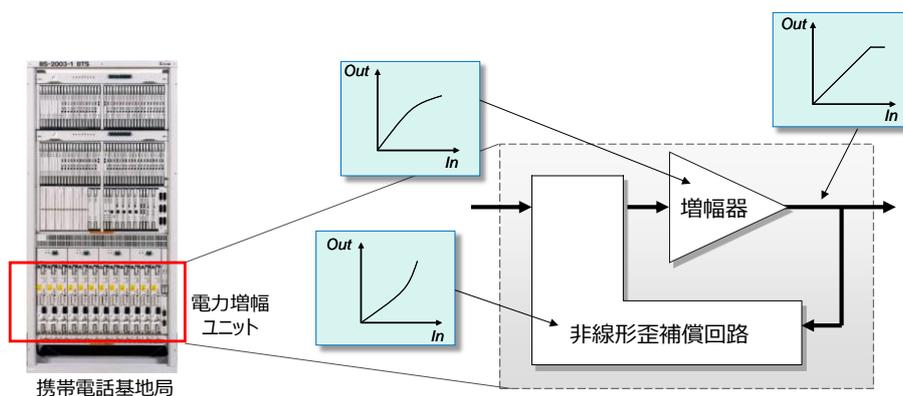


図 2-7 DPD の原理

また、Ghannouchi らはメモリ効果とメモリレスな非線形歪を分離し、その有用性を提案している [26]。同時に、メモリ効果の程度を測定する尺度として MEI (Memory Effect Intensity) [34] [35]を定義している。

メモリ効果を視覚的に説明するために、(a) 理想的な線形増幅を行った場合、(b) 狭帯域信号を非線形増幅した場合、(c) 広帯域信号を非線形増幅した場合について、電力増幅器の出力信号を図 2-8 示す。ここでは入力電力を変化させ、それぞれの増幅器出力を直交復調し、I-チャンネルと Q-チャンネルのベースバンド信号で振幅と位相の変化を

表示した。理想的な線形増幅器の場合には出力振幅は入力に比例して変化し、増幅後の信号振幅に飽和や位相回転は起こらないため、復調結果は図 2-8 (a)のように  $45^\circ$  の直線になる。しかし非線形増幅した場合には、振幅の増加とともに出力振幅が飽和すると同時に位相が回転するために、(b)のように S 字状の曲線になる。これに対して広帯域信号を非線形増幅した場合にはメモリ効果が現れ、振幅が増加する方向にあるか減少する方向にあるかによって非線形歪にヒステリシスが現れ、(c)のようにループ状の曲線になる。図 2-8 (c)から分かるように、非線形歪が過去の信号に依存する場合にはメモリレスな DPD は十分な非線形歪補償ができない。従って、次世代ワイヤレス通信システム向け広帯域電力増幅器では、このメモリ効果に対応した非線形歪補償が不可欠になる。本論文の第 4 章では広帯域電力増幅器の非線形歪補償方式と、それによる高効率化について述べる。

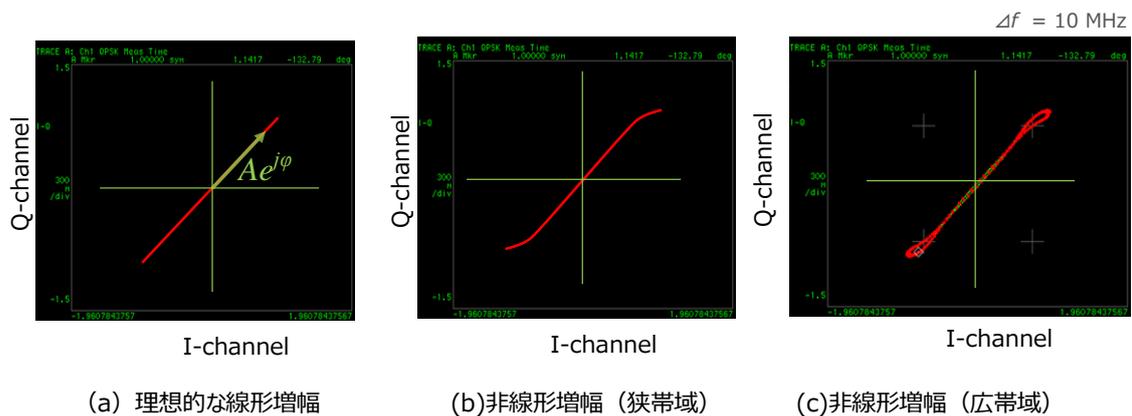


図 2-8 メモリ効果の例

## 2.3 増幅器の解析的表現

### 2.3.1 物理モデル

電力増幅器の電氣的な動作を解析するためには適当なモデル化が必要である。一つの方法は、例えば GaN [36]のような半導体素子の等価回路をベースに、増幅器全体の等価回路を求めることである。半導体素子の等価回路や関連するパラメータはデバイスメーカーが提供しており、ゲート、ドレイン、ソースからなる FET (Field effect transistor) に関して、ソース-ゲート間の容量  $C_{gs}$ 、ソース-ドレイン間の容量  $C_{ds}$ 、ソース抵抗  $R_s$ 、ドレイン抵抗  $R_d$ 、相互コンダクタンス  $g_m$  などの情報が容易に入手

できる。これらを用いて増幅器の等価回路を構成し、これに電源回路、整合回路、バイアス回路などの周辺回路を付加し電力増幅器全体の等価回路を導き、これをもとに線形性や電力効率を解析する。前述したメモリ効果に関しては、偶数次の非線形により発生する電流の包絡線（エンベロープ信号）がバイアス回路のインピーダンスにより電圧に変換され、これによりドレイン電圧を変調することによって発生するモデルが用いられる。バイアス回路を流れる電流変化は過去の信号に依存し、これがメモリ効果の原因の一つと考えられる。このような物理モデルは、電力増幅器の特性に影響を与えるデバイスパラメータとの直接的な対応付けが可能であるという利点がある。しかしその反面、デバイスに依存する部分も多く、また、デバイス周辺に付加された電気回路（インダクタや容量）が影響している共振特性など、個別の要因を容易に切り分けられない要素も多く含まれ、一般的な解析には不都合な部分も否定できない。

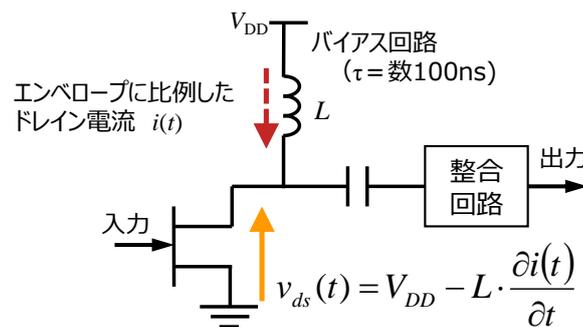


図 2-9 増幅器の回路構成の例

### 2.3.2 ビヘイビアル・モデル

物理モデルは電気回路の複合的な動作メカニズムを明確化しにくいことから、増幅回路をブラックボックスとみなし、入出力特性を数学的に記述するビヘイビアル・モデル (Behavioral Model) [37]も多く用いられるようになってきた。Pedro らは [38], 一般的な非線形理論から 4 種類のビヘイビアル・モデルを導出し、物理モデルとの比較とともに、その有用性を提言している。ビヘイビアル・モデルによる電力増幅器のモデル化には二つのプロセスがある。まず、Observation (信号捕捉) と呼ばれるプロセスでは、増幅器の入力信号、ならびにそれに対する応答、すなわち増幅器の出力信号を適当なサンプル速度の A/D 変換器でデジタル化し、所要サンプル数を捕捉し

格納する。二つ目のプロセスは **Formulation** (定式化), あるいは **Identification** (同定) とよばれるもので, 入力信号と出力信号の関係を記述する関係式 (通常は非線形な数式) を求めることである。この関係式的具体例は第 3 章で言及するが, 今まで多くのカテゴリと多様なバリエーションが提案されている。ビヘイビアル・モデルは, 増幅器内部の電子回路や回路定数に言及せず, 全体をブラックボックスとして扱うことができるため, 回路やデバイスに関する事前の知識が無くても増幅器の特性を解析できる。またビヘイビアル・モデルは数学的に取り扱えるため汎用性が高く, このため多くの研究者がビヘイビアル・モデルを用いて **DPD** アルゴリズムの研究を行っている。

次に, **DPD** を設計する上でのビヘイビアル・モデルの意義について述べる。**DPD** による非線形歪補償とは, まさに電力増幅器の非線形な振る舞いの逆特性を生成することであるから, ビヘイビアル・モデルにより電力増幅器の入出力特性が定式化できれば, 数学的にその逆特性を作ることは比較的容易である。電力増幅器の非線形歪を補償する **DPD** の設計は, その増幅器の特性を近似するビヘイビアル・モデルの非線形歪を補償するような別のビヘイビアル・モデルを設計することと等価である。従って, ビヘイビアル・モデルは電力増幅器の非線形性を表現するだけでなく, それを補償する **DPD** を構成する際にも適用できる。また, ビヘイビアル・モデルから派生する種々の **DPD** アルゴリズムに関する数学的な定式化が可能であることから, **DSP** (**Digital Signal Processor**) を用いたデジタル信号処理との整合性も高い。この意味で, ビヘイビアル・モデルの適用領域は電力増幅器の同定のみならず **DPD** の設計にも寄与するものである。

非線形性を表現するビヘイビアル・モデルでは, 出力信号を入力信号の関数として表すが, 出力信号がその時点の入力信号のみで一意に決定できるか, すなわち記憶のない (**Memoryless** な) 非線形か, あるいは過去の入力信号の履歴が現在の出力信号に影響を与えるか, すなわち記憶のある非線形かに分類できる。ビヘイビアル・モデルのうち最も基本的なものは, 出力信号を入力信号の非線形多項式で表した多項式モデル (**Memoryless polynomial**), あるいは入力信号の包絡線の非線形関数で表した **Look-up Table (LUT)** モデルである。しかしこれらのモデルは記憶のないモデルであり, メモリ効果を有する広帯域電力増幅器のモデリングには適していない。このため, メモリ効果を含めたモデルとして, メモリレスな非線形多項式とフィルタの組み合わせで構成された **Wiener** モデルや **Hammerstein** モデル, これに包絡線変動を加えた **Augmented Wiener** モデルや **Augmented Hammerstein** モデル, または多項式を並

列化した Parallel Wiener モデルや Parallel Hammerstein モデル, メモリ多項式モデル, さらに非線形特性を一般的に取り扱える Volterra 級数モデルなどが提案されている。それぞれのモデルには構成の複雑さと近似の良さについて一長一短があり, これらのモデルの詳細については第3章で説明する。

## 2.4 むすび

本章では, ワイヤレス通信向けの電力増幅器の概要とその技術課題について述べた。そして, ワイヤレス通信の高速化を目指して多値 QAM などの高能率変調方式や OFDM 方式が進展する中, 電力増幅器の線形性, ならびにそれと相反する要求条件である電力効率の重要性について示した。

電力増幅器の線形性は, 送信信号を歪なく伝送し, 受信器で正しく信号を復調するために必要不可欠な性能であるのみならず, 隣り合う周波数帯域で運用されている他の無線通信システムに与える干渉雑音を許容範囲以下に抑制する上で重要な要求条件である。非線形歪が隣接チャンネルに与える干渉電力の量は, 送信信号電力との比で表され, 隣接チャンネル漏洩電力(ACLR)としてシステムごとに厳格な規格が定められている。従って, 電力増幅器は, 無線システムごとに規定された ACLR の規格値を満足するように設計されなくてはならない。

一方, 無線通信システムでは電力増幅器での消費電力がシステム全体の約 40%に相当することから, 電力増幅器の省電力化が重要な技術課題になっている。近年の無線通信システムの高速化・広帯域化にともない, 増幅器の消費電力が増加する傾向にある中, 増幅器の線形性と電力効率を同時に満たすことが一層期待されている。

## 第3章 分離型メモリ多項式モデル

### 3.1 はじめに

2000 年ころからビヘイビアル・モデルによる非線形増幅器のモデリングに関する研究が多く報告されるようになった。Pedro [38]らは、増幅器内部の電子回路やデバイスには言及せず増幅器全体をブラックボックスとして数学的に扱えるビヘイビアル・モデルの有用性を指摘している。これは、Doherty 増幅器 [39] [40] [41] [42]や ET (Envelope Tracking) [16] [43] [44]など、多様な増幅モジュールが開発されたこと、そして広帯域なワイヤレス通信システムが実用化されるにともない複雑なメモリ効果が顕在化してきたことから、増幅モジュールごとに物理モデルを解析するより、入出力から一元的にビヘイビアル・モデルを構築して解析した方が、DPD アルゴリズムの開発を容易に行えるためと考えられる。また、A/D・D/A 変換器のサンプリング速度や有効ビット数の向上や、DSP やメモリなど、デジタル信号処理を高速で実行する CMOS デバイスの進展により、複雑な数値処理を容易に実行できる環境が揃ってきたこともビヘイビアル・モデルが用いられるようになった要因のひとつと考えられる。更に、増幅器の Identification (同定) に不可欠なベクトル信号発生器やベクトル信号アナライザなどの測定器の性能が向上したことも挙げられる。

電力増幅器のビヘイビアル・モデルは、記憶のない (Memoryless) 非線形モデルか、あるいは入力信号の過去の履歴によって現在の出力信号が決定する記憶のある非線形モデルかで構成が大きく異なる。本論文では広帯域信号を扱う電力増幅器を対象にしているため、メモリのある非線形に適したビヘイビアル・モデルを考える。このモデルについては古くから多くの研究がなされてきており、メモリレスな非線形多項式にフィルタを組み合わせた Wiener モデルや Hammerstein モデル、これに包絡線変動を加えた Augmented Wiener モデルや Augmented Hammerstein モデル、または多項式とフィルタ部を並列化した Parallel Wiener モデルや Parallel Hammerstein モデル、メモリ多項式モデル、Volterra 級数モデル [45]などがある。

これらのうち Volterra 級数モデルは、遅延時間を伴う一般の非線形システムの応答を扱うための数学的手法であり、その適用範囲は広いものの電力増幅器の非線形に特化したモデルではない。また、Volterra 級数モデルは次数が高くなるにつれて非常に多くの項数とそれに伴う係数が現れるため、実際の電力増幅器へのアルゴリズム実装

や信号処理時間を考慮すると、増幅器のビヘイビアル・モデルとしては現実的ではない。これに対して、メモリ多項式 (MP: Memory Polynomial) モデルは、Volterra 級数のテンソルの主軸のみを取ったもので、非線形次数が増加してもパラメータの個数は線形的にしか増加しない。一方、メモリ効果を有する広帯域増幅器の非線形特性を比較的良く近似できることから、メモリ多項式モデルが最も広く検討されている。

MP モデルが最初に提案されたのは Kim (2001) [46]であるが、その後、Ding (2004) [47]らは、MP モデルで構成した DPD が 4 種類の増幅器モデル (Wiener モデル, Wiener-Hammerstein モデル, Parallel Wiener モデル, MP モデル) に対して同等の非線形歪補償効果があることをシミュレーションで明らかにし、MP モデルの有効性と Robust 性を示し、これにより MP モデルの有用性が広く知られるようになった。近年、ACEPR (Adjacent Channel Error Power Ratio) や NAMSE (Normalized Absolute Mean Spectrum Error) など、ビヘイビアル・モデルの評価法が提案され [48], これによっても MP モデルは増幅器の非線形特性を良く近似できることが示されている。

MP モデルは簡易な構成で非線形をモデル化でき、かつ広い適用性と高い近似性能を有してはいるが、係数の個数は少なくない。例えば 5 次の非線形まで扱い、遅延に対応するメモリの深さを 10 とした場合、係数の数は 33 個になる。増幅器の入出力信号から、この係数を未知数とする連立方程式を作り最小二乗法等で求めることができるが、これらの係数は増幅器の経時変化に対応して更新する必要がある。今までの MP モデルの研究は、D/A 変換器、ベクトル信号発生器、DUT (Device Under Test), A/D 変換器、ベクトル信号アナライザを接続した構成で行われることが多く、このため信号処理に対する負担についてはあまり考慮されていない。しかし実際の基地局に実装する場合には、信号処理能力や消費電力を考慮する必要がある。本章では、信号処理を軽減するために、MP モデルの係数を簡略化する分離型メモリ多項式モデルを提案する。そのために、先ず、現在、研究されているビヘイビアル・モデルを俯瞰し、その利害得失を述べ、その後、MP モデルの係数の簡略化の手法を述べる。

## 3.2 関連研究

3.1 で概説したように、電力増幅器のビヘイビアル・モデルの種類は少なくない。従って、それぞれのモデルに関して多くの研究がなされている。最も一般的な非線形を扱える Volterra 級数モデルは、非線形次数の増加とともに急激に増大する項数のた

め、電力増幅器のビヘイビアル・モデルとしては実用的ではない。しかし、その項数を削減する研究も行われており [49] [50] [51]、特に Kenny らは文献 [52] [53] [54] で Volterra 級数の項数を効果的に削減する方法を提案している。例えば文献 [54] では、W-CDMA 変調波 (5~30 MHz) を増幅する Doherty アンプに対して、Volterra モデルで構成した DPD とメモリ多項式モデルの DPD とを比較し、Volterra モデルの DPDの方がメモリ多項式モデル (7 次の非線形項とメモリの深さが 3) より ACLR の劣化が少ないとしている。しかし、実際の基地局用電力増幅器への適用を考慮すると構造が複雑になるデメリットは避けられず、Volterra モデルの適用は限定的であると考えられる。

これに対して、Volterra 級数のテンソルの主軸のみを取って項数を削減したメモリ多項式モデルの研究も多く行われている。前述したように、Kim [46]により提案されたメモリ多項式モデルは、Ding [47]らによりその適用性の広さが検証され、その後多くの研究 [55] [56] [57] [58] [59] [60] [61]が行われている。メモリ多項式モデルに現れる係数  $a_{kq}$  には、通常、非線形次数  $k$  とメモリの深さ  $q$  の二つの suffix が関与しており、この結果、2次元の形をしているため、その個数は少なくない。K を非線形次数の最大値、また Q をメモリの深さの最大値とすると、必要な係数の数は  $KQ$  である。例えば文献 [55]では  $K=9$ ,  $Q=5$  の値を用いており、45 個の係数が必要となる。また、文献 [59]では  $K=9$ ,  $Q=4$  であり 36 個の係数が必要であるとしている。ただし、文献 [59]ではメモリ Branch ごとに非線形次数の最大値を変えることにより係数の個数は 40%削減できるとしている。また、文献 [60]では、W-CDMA および LTE を増幅する LDMOS 増幅器および GaN 増幅器を対象として、必要な係数の個数は 35 個 ( $K=7$ ,  $M=5$ ) であるが、K と Q の組み合わせの中から削減可能な係数を順次探索することにより、9 個まで削減しても ACLR は劣化しないとしている。

更に、LTE-A (LTE-Advanced)に向けた検討も報告されており、文献 [62]では、帯域幅が 100 MHz の LTE-A にメモリ多項式モデルを採用した DPD を適用している。当初の係数の個数は 400 個であるが、提案する係数の削減法により 50 個に削減できるとしているが、ACLR の値は 38 dB 程度しか得られていない。これらの研究動向からわかるように、メモリ多項式モデルの有用性は大きいものの、係数の個数削減を如何に行うかが実際のシステムに導入する上での課題となっている。

近年、4G モバイルを想定して新たに提案されたビヘイビアル・モデルが TNTB (Twin Nonlinear Two-Box) [63] [64] [65] [66]モデルである。これは古典的な LUT (Look-up Table) とメモリ多項式モデルを組み合わせたもので、メモリレスな非線形

歪を LUT が担い、一方、メモリ効果を含む非線形歪はメモリ多項式が担う構成である。LUT と MP の接続法により、FTNTB (Forward twin nonlinear two-box), RTNTB (Reverse twin nonlinear two-box), PTNTB (Parallel twin nonlinear two-box) に分類される。Wiener モデル, Hammerstein モデル, メモリ多項式モデルなどは TNTB に含まれる。文献 [65] では、40MHz の W-CDMA に PTNTB モデルの DPD を適用し、ACLR は 55dB が得られたと報告されている。また、LUT がメモリレスの非線形を担うため、MP はメモリ効果だけを担当しパラメータは 30 個であるとしている。文献 [66] では、従来の MP モデルを拡張した Generalized MP モデル [67] [68] を、PTNTB のメモリ多項式部に採用し、これを 20 MHz の LTE に適用した場合に 45 dB の ACLR が得られたとしている。TNTB では、メモリレス LUT で強い非線形を補正し、残りのメモリ効果を GMP で補正することで係数の個数を削減している。本論文で提案する分離型メモリ多項式モデルは、基本的にはメモリ多項式モデルに準拠しているために係数の個数を削減することはできないが、係数をメモリレスな非線形とメモリ効果に分割する点では TNTB の考え方と共通している。しかし、TNTB では係数の個数の削減にのみ注力されている点に対して、本論文で提案する分離型メモリ多項式モデル、ならびにそれに基づく分離更新型プリディストーション(SU-DPD)方式ではメモリ多項式の係数の時間変動の差に着目することで、DPD の制御と係数の更新を容易に、かつ効率的に実行できる点が大きく異なる。

### 3.3 ビヘイビアル・モデルの比較

広帯域電力増幅器のビヘイビアル・モデルには、2.3.2 で概説したような種々の構成がある。文献 [37] に準じて、種々のビヘイビアル・モデルの関連性を図 3-1 に示す。最も古典的なモデルとしては Look-up Table モデルやメモリレス多項式モデルが挙げられる。広帯域増幅器のモデルとしては、非線形項にメモリ効果を反映するためのフィルタや遅延項、更には包絡線変動項を付加したモデルや、これらの組み合わせや並列化など、多くのモデルが提案されている。ここでは代表的なモデルについて言及し、広帯域電力増幅器のモデルとしてはメモリ多項式モデルが適していることを述べる。

#### (1) メモリレス多項式モデル

最も古典的なものは Memoryless Polynomial (メモリレス多項式) である。これは

非線形出力を入力信号の多項式で表したもので、入力信号を  $x(n)$ 、出力信号  $y(n)$ 、最大の非線形次数を  $K$  として、

$$y(n) = \sum_{k=0}^K A_k [x(n)]^{2k+1} = \sum_{k=0}^K A_k |x(n)|^{2k} \cdot x(n) \quad (3)$$

と表される。ただし  $n$  は信号の時間サンプル点、 $A_k$  は非線形次数に対応する複素数の係数を表す。ほとんどの場合、電力増幅器には偶数次の非線形は現れないことから、奇数次( $2k+1$ )の非線形項のみを示した。式(3)に従い演算するデジタル信号処理回路があれば、メモリレス多項式モデルを容易に実現できる。

(2) Look-up Table モデル

限定的ではあるが、古典的な Look-up Table (LUT)モデルの有用性も否定できない [69] [70]。特に後に述べる TNTB モデルとの関連性は重要である。式(3)は、

$$y(n) = x(n) \cdot G(|x(n)|) \quad (4)$$

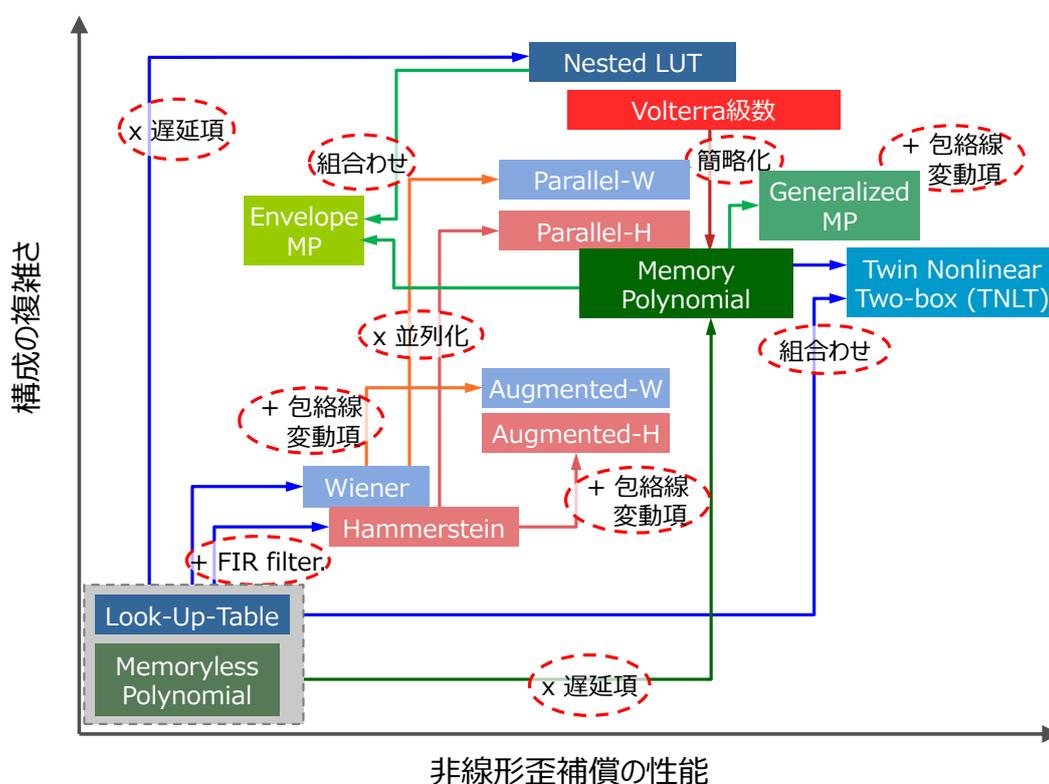


図 3-1 ビヘイバル・モデルの分類

ただし,

$$G(X) = \sum_{k=0}^K A_k X^{2k} \quad (5)$$

と変形できる。ここで、 $|x(n)|$ は入力信号の振幅であり、 $G(X)$ は入力信号の振幅に応じて変化する非線形利得と考えられる。式(4)は、RAM (Random Access Memory) のような記憶素子に式(5)の  $G(X)$ で与えられる非線形な対応関係を予め保存しておき、入力信号の振幅 (または包絡線) をアドレスとして記憶素子からその振幅に対応する非線形利得  $G(X)$ の値を読み出し、入力信号を変調すれば出力信号が得られることを意味している。Look-up Table モデルでは、式(5)に準じたテーブルを用意し、その出力を入力信号に乗ずることで非線形出力を生成している。その構成を図 3-2 に示す。これらのモデルは入力信号の過去の履歴を反映できないため、メモリ効果を有する広帯域電力増幅器のモデルには適していない。このため、文献 [71]に示すように、遅延時間に対応する LUT を複数用意した Nested LUT や、文献 [72]に示すように、LUT に9段の遅延項を追加した構成も提案されている。

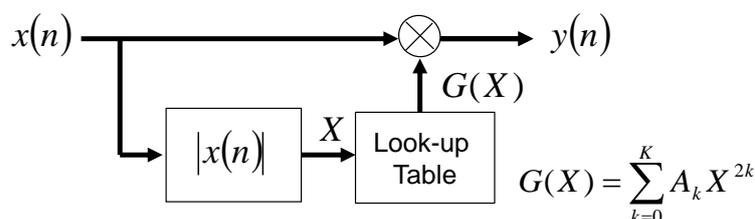


図 3-2 Look-up Table モデル

### (3) Wiener モデル

メモリ効果を考慮した多くのモデルが提案されているが、古典的なものとして Wiener モデルが挙げられる。Wiener モデル [47] [73] [74] [75] [76]の構成を図 3-3 に示す。ここでは LTI (Linear Time-Invariant) フィルタ  $F(\omega)$  と、その後に来る非線形利得  $G(X)$ が縦続接続された構成になっている。入出力の関係を式で表現すれば、

$$y(n) = G(|v(n)|) \cdot v(n) \quad (6)$$

$$G(X) = \sum_{k=0}^K A_k X^{2k} \quad (7)$$

$$v(n) = \sum_{q=0}^Q f(q)x(n-q) \quad (8)$$

と表される。ここで  $G(X)$  は非線形利得,  $f(q)$  は LTI フィルタのインパルスレスポンス,  $K$  は非線形次数の最大値である。また,  $Q$  は LTI フィルタのインパルスレスポンスの長さであり, これはメモリ効果におけるメモリの深さに相当する。

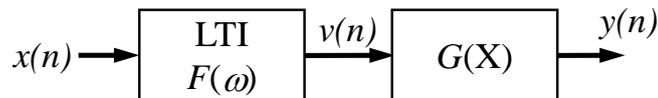


図 3-3 Wiener モデル

(4) Hammerstein モデル

Hammerstein モデル [77] [78] [79]の構成を図 3-4 に示す。Hammerstein モデルでは, LTI (Linear Time-Invariant) フィルタ  $F(\omega)$  と非線形利得  $G(X)$  の位置が, Wiener モデルと逆の構成になっている。入出力の関係は以下のように表される。

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q f(q)w(n-q) \quad (9)$$

$$w(n) = G(|x(n)|) \cdot x(n) \quad (10)$$

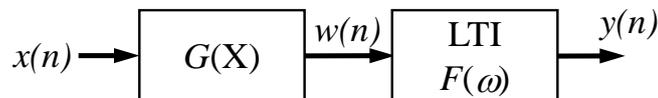


図 3-4 Hammerstein モデル

(5) Wiener-Hammerstein モデル

Wiener-Hammerstein [47]モデルは, 図 3-5 に示すように, Wiener モデルと Hammerstein モデルを縦続接続した構成をしている。入出力の関係は以下の式で表される。

$$y(n) = \sum_{q=0}^{Q_1} h(q)w(n-q) \quad (11)$$

$$w(n) = G(|v(n)|) \cdot v(n) \tag{12}$$

$$v(n) = \sum_{q=0}^{Q_2} f(q) x(n-q) \tag{13}$$

ここで  $G(X)$  は非線形利得,  $f(q)$ ,  $h(q)$  はそれぞれ非線形利得の前後にある LTI フィルタのインパルスレスポンスを,  $Q_1$ ,  $Q_2$  はそれぞれの LTI フィルタのインパルスレスポンスの長さを表す。この構成は, LTI フィルタが非線形利得の前後にあるため, 若干複雑な式になっている。

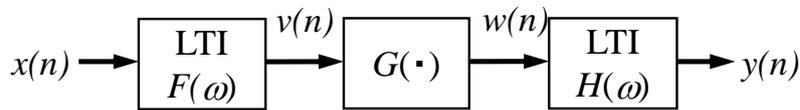


図 3-5 Wiener-Hammerstein モデル

(6) Parallel Wiener/ Parallel Hammerstein モデル

このモデルは, それぞれ独立の LTI フィルタとメモリレス非線形部を持つ Wiener モデル, あるいは Hammerstein モデルを並列に並べて構成したものである。Parallel Wiener モデル [47] [80] [81] の構成を図 3-6 に示す。Parallel Wiener モデルと Parallel Hammerstein [82] モデルとは, LTI フィルタとメモリレス非線形部の順序が逆になっているだけで, 基本的な構成は同じである。

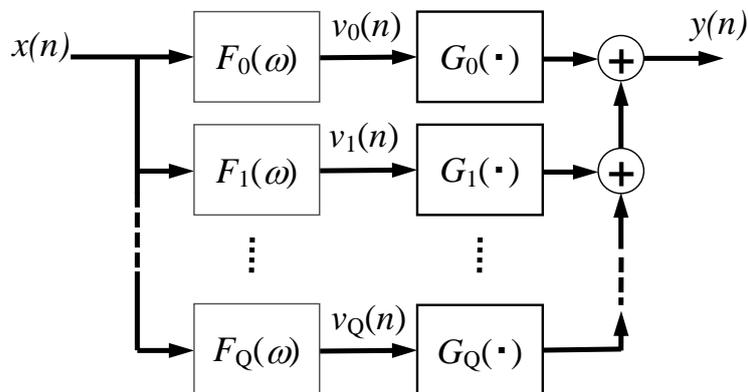


図 3-6 Parallel Wiener モデル

(7) メモリ多項式モデル

前述したように、メモリ多項式モデル [46]では、Volterra 級数のテンソルの主軸のみを取ったものであり、比較的簡単な構成で汎用性が広いことから、メモリ効果を有する広帯域増幅器のモデルとして多くの研究者が採用している [47] [55] [56] [57] [58] [59] [60] [61]。メモリ多項式モデルの構成を図 3-7 に示す。入出力の関係は以下の式で表される。

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=0}^K a_{kq} |x(n-q)|^{2k} \cdot x(n-q) \quad (14)$$

ここで、 $k$  は非線形次数に関する suffix,  $q$  はフィルタの畳み込みに関する遅延時間に関する suffix,  $K$  は非線形の最大次数,  $Q$  はメモリの深さ,  $a_{kq}$  はメモリ多項式モデルの係数を表す。

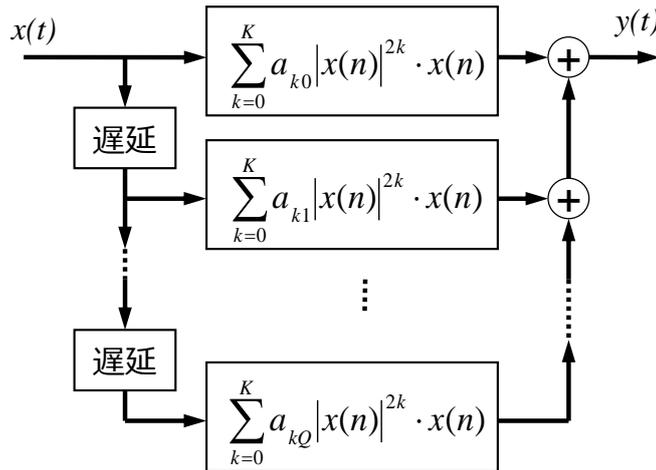


図 3-7 メモリ多項式モデル

(8) Volterra 級数モデル

Volterra 級数モデル [45] [49] [52] [53] [54]の関係を式(15), および式(16)に示す。

$$y(n) = \sum_{k=1}^K y_k(n) \quad (15)$$

$$y_k(n) = \sum_{q_1=0}^Q \cdots \sum_{q_k=0}^Q h_k(q_1, q_2, \dots, q_k) \prod_{i=1}^k x(n - q_i) \quad (16)$$

このモデルは非線形一般を扱う汎用的手法として電力増幅器以外の非線形システムの同定に広く用いられているが、非線形次数の増加とともに係数と演算が急激に複雑になる。例えば5次まで表示すると、

$$\begin{aligned}
 y(n) = & \sum_{q_1=0}^Q h_1(q_1)x(n-q_1) \\
 & + \sum_{q_1, q_2, q_3=0}^Q h_3(q_1, q_2, q_3)x(n-q_1)x(n-q_2)x^*(n-q_3) \\
 & + \sum_{q_1, q_2, q_3, q_4, q_5=0}^Q h_5(q_1, q_2, q_3, q_4, q_5)x(n-q_1)x(n-q_2)x(n-q_3)x^*(n-q_4)x^*(n-q_5) \quad (17)
 \end{aligned}$$

と表される。ここで  $x^*$  は  $x$  の複素共役を表す。このように、次数の増加とともに演算対象の項数と総和の組み合わせ数が急激に増加し、リアルタイムでの信号処理の負担が非常に大きく、広帯域電力増幅器のモデルとしては実用的ではない。

(9) TNTB (Twin Nonlinear Two-Box)モデル

TNTB モデルが最初に提案されたのは Ghannouchi (2009)らによる文献 [63]である。TNTB モデル [64] [65] [66]は LUT とメモリ多項式(MP)モデルを組み合わせたもので、メモリレスな非線形特性を LUT が担い、一方、メモリ効果を含む非線形はメモリ多項式が担う構成である。LUT と MP の接続方法により、FTNTB (図 3-8)、RTNTB (図 3-9)、PTNTB (図 3-10)の3つの構成がある。Wiener モデルは、MP 部の分岐の数を1にして、メモリの深さを LTI フィルタのインパルスレスポンス長に設定した RTNTB と等価である。同様に、Hammerstein モデルは FTNB に含まれる。PTNTB の MP 部に線形項を含まないようにすればメモリ多項式モデルと等価になるため、メモリ多項式モデルは PTNTB の特別なケースと考えることができる [63]。

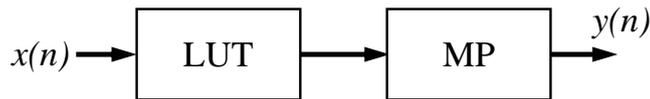


図 3-8 Forward TNTB モデル

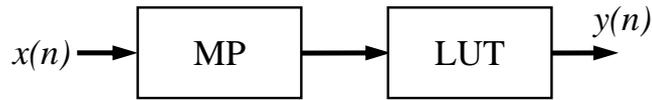


図 3-9 Reverse TNTB モデル

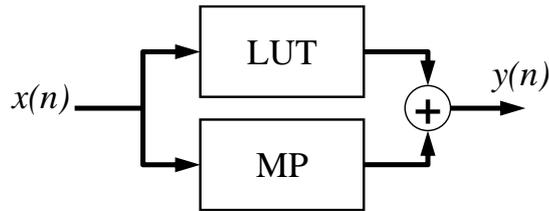


図 3-10 Parallel TNTB モデル

(10) PLUME (Parallel-LUT-MP-Envelope MP)モデル

PLUME モデルは、(9)で述べた PTNTB モデルで並列に接続されるブロックを更に追加したモデルであり、文献 [83]で Ghannouchi (2011)らにより提案された。PLUME モデルでは、メモリレスな非線形特性を LUT が担う点では PTNTB モデルと同様であるが、メモリ効果を担うブロックとして、MP 以外に Envelope MP を追加した構成である。その構成を図 3-11 に示す。文献 [83]では 4 つのモデルで係数の個数を比較し、MP では 72, PTNTB では 42, GMP では 102, PLUME では 57 であり、並列化しても係数の個数は少なく済むとしている。また、帯域 20MHz の W-CDMA 信号に対して ACLR は 55dB が得られたとしている。PLUME はメモリ多項式モデルの更なる拡張であるため、メモリ多項式モデルに比べれば本質的に係数の個数の増加は避けられない。

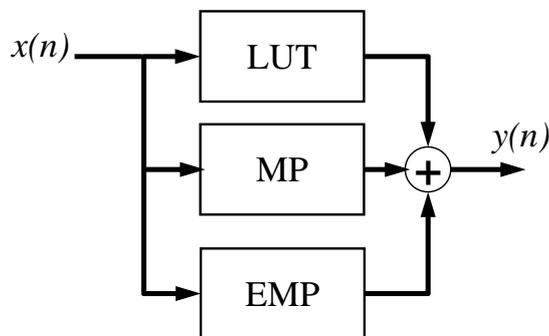


図 3-11 PLUME モデル

以上に述べたように広帯域電力増幅器のモデルとしては多種多様の構成が提案されている。どのモデルを採用するかについては、構成の複雑さや信号処理量と、近似の良さの双方のバランスを考慮する必要がある [84] [85]。最も簡便なモデルは Wiener モデルや Hammerstein モデルであるが使用できる範囲は限定的である。一方、Volterra 級数モデルは、非線形一般を扱えるモデルとしては汎用的ではあるものの、前述したように、次数の増加とともに、係数の数や処理量が急速に増加するため実用的ではない。メモリ多項式モデルはこの中間にあり、比較的簡単で適用範囲が広い。また、性能の観点からは、Volterra 級数モデルは非線形があまり強くなく遅延が長い場合に適している一方、メモリ多項式モデルは非線形が強く遅延が比較的短い場合に有効であることが知られている。これらの考察により、本論文では広帯域電力増幅器のモデルとしてメモリ多項式モデルを想定して検討を行う。

### 3.4 分離型メモリ多項式モデルの導出

#### 3.4.1 メモリ多項式モデルの修正

メモリ多項式モデルの入出力の関係を、再度、式(18)に示す。

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=0}^K a_{kq} |x(n-q)|^{2k} \cdot x(n-q) \quad (18)$$

メモリ多項式モデルは図 3-7 に示したように、メモリ効果に対応したフィルタの遅延時間ごとに非線形多項式を独立に用意し、最後にこれらの出力の総和を取ったものである。メモリ多項式モデルの係数  $a_{kq}$  は、非線形次数に関する  $k$ 、ならびに LTI フィルタのインパルスレスポンスとの畳み込みに関する遅延時間に関する  $q$  の二つの suffix を持ち、このため  $a_{kq}$  は式(19)に示すように 2 次元の構造を持つ。

$$[a_{kq}] = \begin{bmatrix} a_{00} & a_{11} & \cdots & a_{0Q} \\ a_{10} & a_{10} & \cdots & a_{1Q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{K0} & a_{K1} & \cdots & a_{KQ} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} \updownarrow \\ \text{LTI} \\ \updownarrow \end{matrix} \quad (19)$$

←----- Q+1 -----→

この結果、非線形の最大次数を  $K$ 、LTI フィルタのメモリの深さを  $Q$  とすると、係数

$a_{kq}$  の個数は  $(K+1)(Q+1)$  個となる。例えば、 $K=2$  (5 次の非線形)、 $Q=10$  の場合、33 個の係数の推定と更新をリアルタイムで実行する必要がある。この係数の推定と更新には、33 個の未知数を持つ連立方程式を作り最小二乗法等を用いて解く必要があり、処理量は多くなる。

上記に鑑み、ここでは係数の推定と更新に必要な処理量を削減するために、係数  $a_{kq}$  を、変動時間が大きく異なる二つのパラメータの積に分離することを考える。そのひとつは増幅器の入出力特性（メモリレスの非線形特性） $A_k$  であり、他方は非線形次数に付随する LTI（インパルスレスポンス） $f_k(q)$  である。式(18)の総和をとる順序を逆にすると、

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \left( \sum_{q=0}^Q a_{kq} |x(n-q)|^{2k} \cdot x(n-q) \right) \quad (20)$$

を得る。ここで係数  $a_{kq}$  から、サンプル時間に依存しない部分（メモリレス増幅器の非線形係数）を抜き出せば次式を得る。

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=0}^K A_k \sum_{q=0}^Q \frac{a_{kq}}{A_k} \cdot |x(n-q)|^{2k} x(n-q) \\ &= \sum_{k=0}^K A_k \sum_{q=0}^Q f_k(q) \cdot |x(n-q)|^{2k} x(n-q) \end{aligned} \quad (21)$$

ただし、

$$a_{kq} = A_k \cdot f_k(q) \quad (22)$$

である。ここで  $A_k$  はメモリレス増幅器の入出力特性（非線形特性）であり、 $f_k(q)$  は  $k$  次の非線形に付随する LTI フィルタのインパルスレスポンスに相当する。また、 $q$  についての総和は LTI フィルタと入力信号の  $k$  次の非線形項との畳み込みを表す。このように修正した広帯域電力増幅器のモデルを「分離型メモリ多項式モデル」と呼ぶことにする。式(22)に準じた分離型メモリ多項式モデルのブロック図を図 3-12 に示す。

### 3.4.2 分離型メモリ多項式モデルの特徴

非線形係数  $A_k$  と LTI フィルタのインパルスレスポンス  $f_k(q)$  の特徴を表 2 に示す。特に、 $A_k$  と  $f_k(q)$  の特徴的な差異として変動時間の差が挙げられる。 $A_k$  は増幅器を構成する半導体素子のジャンクション温度により変化するため、送信電力やサブキャリアの変調方式などの送信フォーマットの更新周期に応じて変動する可能性がある。LTE

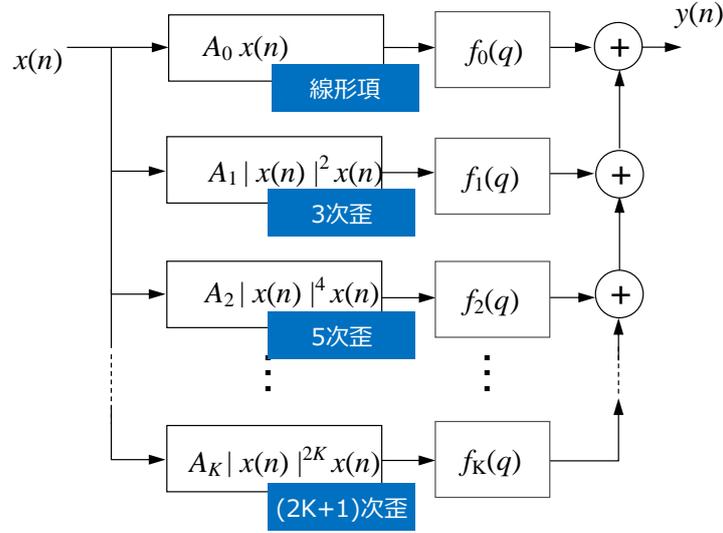


図 3-12 分離型メモリ多項式モデル

や LTE-Advanced の 4G モバイルの場合、送信フォーマットは 1 ms の無線フレーム単位で更新されるため、 $A_k$  は数 ms の比較的早い周期で変化する。一方、LTI フィルタのインパルスレスポンスである  $f_k(q)$  は、増幅器周辺のバイアス回路等の素子定数や特性の経時変化により変動するため、その変動周期は数秒以上であると考えられる。

非線形係数  $A_k$  と LTI フィルタのインパルスレスポンス  $f_k(q)$  の変動時間が大きく異なるため、これら二つのパラメータの推定と更新は独立して実行でき、かつリアルタイムで推定するパラメータ（未知数）の個数を 1/5~1/10 に大きく低減することができる。例として、 $K=2$ 、 $Q=10$  の場合を以下に示す。式(18)で示したメモリ多項式モデルの入出力の関係は、

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 \sum_{q=0}^{10} a_{kq} v_k(n-q) \quad (23)$$

ただし、

$$v_k(n-q) = |x(n-q)|^{2k} \cdot x(n-q) \quad (24)$$

と書ける。従って、

$$\begin{aligned} y(n) = & a_{00} v_0(n) + a_{01} v_0(n-1) + \cdots + a_{0,10} v_0(n-10) \\ & + a_{10} v_0(n) + a_{11} v_1(n-1) + \cdots + a_{1,10} v_1(n-10) \\ & + a_{20} v_2(n) + a_{21} v_2(n-1) + \cdots + a_{2,10} v_2(n-10) \end{aligned} \quad (25)$$

表 2 分離型メモリ多項式モデルの係数の特徴

	非線形係数 $A_k$	LTIフィルタのインパルスレスポンス $f_k(q)$
表現形式	$A_k = x_k + jy_k \quad (j = \sqrt{-1})$ <p>ただし, <math>k=0,1,2,\dots</math> (<math>2k+1</math>)が非線形次数に対応</p>	$F_k(\omega) = \frac{1 + a_k \exp(-j\omega\Delta t)}{1 - b_k \exp(-j\omega\Delta t)}$ <p>ただし, <math>F_k(\omega)</math>は <math>f_k(q)</math>の Fourier 変換</p>
変動要因	<ul style="list-style-type: none"> <li>増幅器を構成する半導体のジャンクション温度の変化</li> <li>送信電力やサブキャリアの変調方式により変化</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>増幅器周辺のバイアス回路等の素子定数や特性の経時変化</li> <li>メモリ効果の主たる要因</li> </ul>
測定方法	<ul style="list-style-type: none"> <li>増幅器の入出力特性 (AM/AM, AM/PM) から測定可能</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>通常, 増幅器出力からは測定不可能</li> </ul>
変動時間	<ul style="list-style-type: none"> <li>無線フレーム長程度の, 比較的早い周期で変化 (~数 ms)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>数秒, またはそれ以上</li> </ul>
帯域幅との関連性	<ul style="list-style-type: none"> <li>帯域幅とは関係なく, 増幅器一般で発生する古典的な課題</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>増幅器の広帯域化 (20 MHz 以上) で顕在化</li> </ul>

である。式(25)に含まれる 33 個の係数  $a_{kq}$  を求めるには, 異なる 33 個の入力  $x(n_i)$  ( $i=1,2,\dots, 33$ )と, それぞれに対する増幅器出力  $y(n_i)$ を測定し, 33 個の未知数を持つ連立方程式を作り最小二乗法等を用いて解く必要がある。この係数の推定と更新は一律にリアルタイムで実行する必要があり, その処理量は少なくない。

これに対して分離型メモリ多項式モデルでは, その入出力の関係は,

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 A_k \sum_{q=0}^{10} f_k(q) v_k(n-q) \tag{26}$$

で表される。式(25)に倣って各項を書き下せば, 次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 y(n) = & A_0 \times [f_0(0)v_0(n) + f_0(1)v_0(n-1) + \dots + f_0(10)v_0(n-10)] \\
 & + A_1 \times [f_1(0)v_1(n) + f_1(1)v_1(n-1) + \dots + f_1(10)v_1(n-10)] \\
 & + A_2 \times [f_2(0)v_2(n) + f_2(1)v_2(n-1) + \dots + f_2(10)v_2(n-10)]
 \end{aligned} \tag{27}$$

式(27)を見ると、係数は3個の $A_k$ と33個の $f_k(q)$ であり、一見、求めるべき係数の個数は36個に増えているように見えるが、 $f_k(q)$ はLTIフィルタのインパルスレスポンスであり、その変動が遅いため数秒以上の周期で間欠的に推定を行えばよい。従って、リアルタイムで推定が必要な係数は、数msで変動する3個の係数 $A_k$ だけであり、このため必要な処理量は大幅に軽減できる。

ここで、再度、従来研究で提案されてきた多くのビヘイビアル・モデルと分離型メモリ多項式モデルとの一元的な比較を試みる。3.3節で述べたように、ビヘイビアル・モデルに関しては、2000年代初頭から多くの提案がなされている。しかし、個々のビヘイビアル・モデルの評価には、W-CDMA, LTE, LTE-A など、異なる無線方式が用いられている。また、帯域幅についても、1キャリアのW-CDMA (BW=5MHz) から、20MHzのLTE, 40MHzのOFDM, BW=100MHzのLTE-A信号まで20倍の開きがある。更に、使用した増幅器モジュールの回路構成やデバイスについても、Doherty, LDMOS, GaN-AB級, ET型など、さまざまであり、ビヘイビアル・モデルを一律に評価するのは難しい。従って、ここでは各ビヘイビアル・モデルを、次に定義する(1)複雑度と、(2)性能指数の二つの指標を用いて比較を行った。

#### (1) 複雑度

各ビヘイビアル・モデルの構成やそのパラメータを推定するアルゴリズムは多種多様であり、このため構成やアルゴリズムを複雑度に反映し一元的な評価軸を設定することは困難である。しかしながら、すべてのビヘイビアル・モデルでは非線形多項式を用いており、非線形項の数、すなわちそれに対応する係数の個数が増加すれば、その推定や更新に多くの信号処理が必要になると推測されることから、ここではそれぞれのビヘイビアル・モデルが使用している係数の個数を複雑度と定義する。

#### (2) 性能指数

ビヘイビアル・モデルの性能指数(FOM: Figure of Merit)を、用いた無線方式の帯域幅(BW)、および後に述べる ACLR の改善量( $\Delta$ ACLR)を用いて式(28)で定義する。

$$FOM = BW \cdot \Delta ACLR \quad (28)$$

ただし、BWの単位はMHz、 $\Delta$ ACLRの単位はdBである。ビヘイビアル・モデルは増幅器の非線形性とメモリ効果を表現したものであり、第4章で述べるように、その逆特性を生成することにより増幅器の非線形歪を補償し出力スペクトラムのACLRを改善する。従って、ACLRの改善量の多寡がモデルの性能を表すと考えてよい。また、一般に、帯域幅(BW)が増大するにつれてメモリ効果の影響が大きく表れるため、広

い帯域幅に対して効果があるモデルが良いモデルと考えることができる。以上の考察により、BW と  $\Delta\text{ACLR}$  の積を性能指数 FOM と定義した。

メモリ多項式モデルの有効性が最初に紹介された Ding (2004)の文献 [47]以降、多くのモデルが提案されている。その中から約 50 件の論文を選び、提案されているビヘイビアル・モデルの複雑度と性能指数をマッピングしたものを図 3-13 に示す。同時に、本論文で提案する分離型メモリ多項式モデル(図 3-13 では SU-DPD と表記)もプロットした。SU-DPD の性能指数は第 4 章で述べる数値を用いた。通常、BW は 5~100 MHz,  $\Delta\text{ACLR}$  は 10~20 dB であるから、式(28)で定義される性能指数は  $10^2 \sim 10^3$  のオーダーになる。図 3-13 から分かるように、多くのモデルは、複雑度が 10~60,

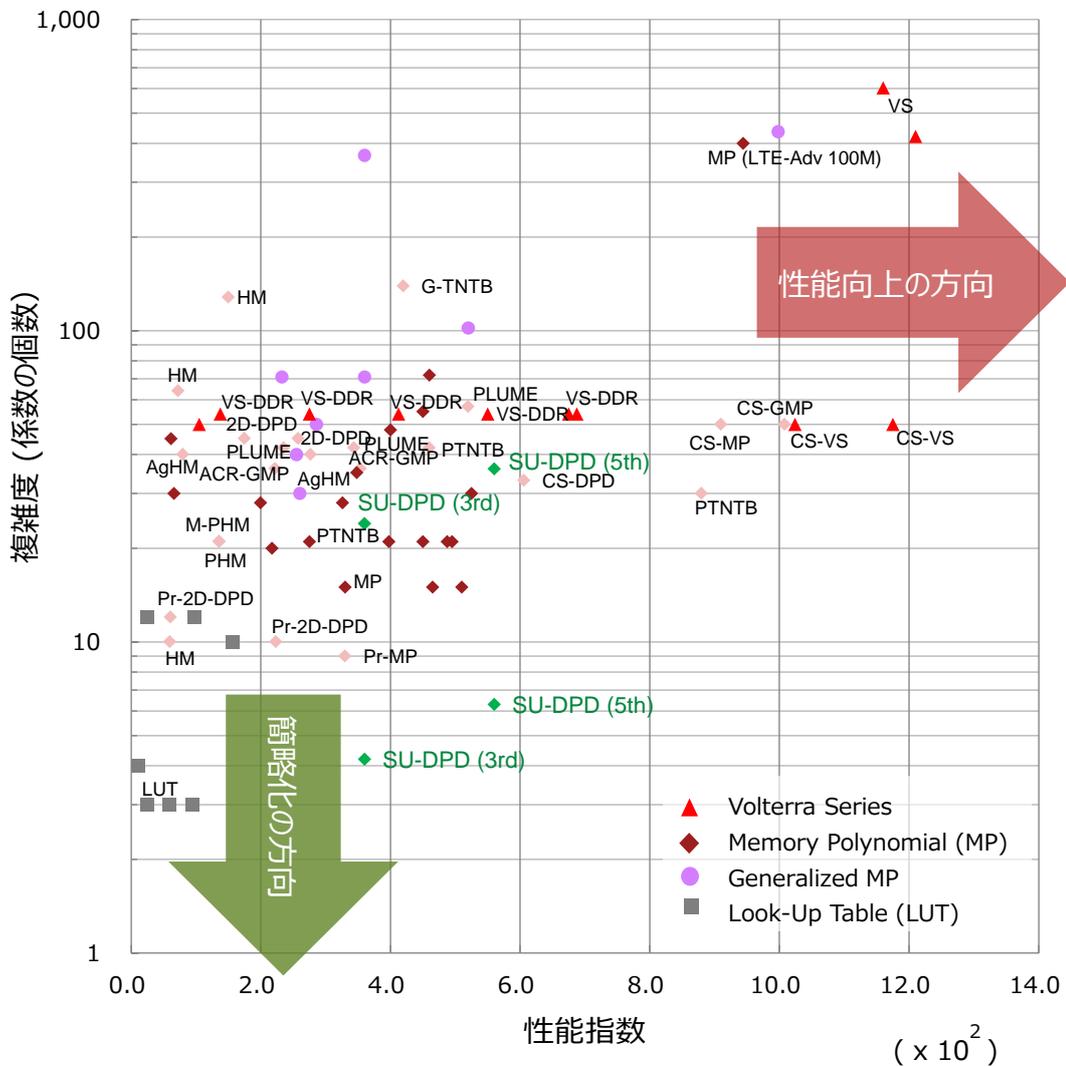


図 3-13 ビヘイビアル・モデルの比較

FOM が 2.0~6.0 近傍に集中している。3.3 節で示したように、Volterra 級数モデルは他のモデルより性能指数が高いものの、同時に複雑度も大きい。9.0 以上の高い FOM にプロットされているメモリ多項式モデルは、100 MHz の LTE-A で評価したものである。分離型メモリ多項式モデルでは、非線形項の最大次数が 3 次 ( $K=1$ ,  $Q=10$ ) で係数の個数が 24 個の場合を SU-DPD (3rd), また 5 次の場合 ( $K=2$ ,  $Q=10$ ) で係数の個数が 36 個の場合を SU-DPD (5th) として 2 種類をプロットした。また、分離型メモリ多項式モデルには時定数が異なる 2 種類の係数が含まれ、リアルタイムで推定が必要な係数  $A_k$  の個数は非常に少ない。一方、 $f_k(q)$  は数秒以上の周期で間欠的に推定を行えばよく処理量が大きく緩和できることから、後者の係数の個수에 1/10 を乗じた場合も併せてプロットした。この場合、3 次では  $2 + 22 \times (1/10) = 4.2$  個、5 次の場合には  $3 + 33 \times (1/10) = 6.3$  個となる。分離型メモリ多項式モデルは、基本的にはメモリ多項式モデルであるため、性能は従来のメモリ多項式モデルと同等であるが、係数を 2 種類に分離したことによりリアルタイムで推定すべき係数の個数を大きく削減することが可能になり、その結果、等価的に係数の個数を大幅に削減できる。

### 3.5 むすび

本章では、分離型メモリ多項式モデルの導出とその特徴について述べた。先ず、広帯域電力増幅器のビヘイビアル・モデル全体を俯瞰し、簡易な構成と適用範囲の広さからメモリ多項式モデルが実用的なモデルであることを示した。しかしメモリ多項式モデルで用いられている係数は 2 次元の構造をしており、その推定と更新のためには多くの未知数を持つ連立方程式を解く必要がある。この課題を解決するために、メモリ多項式の係数を、動的な非線形特性に関与する係数（メモリレス増幅器の非線形係数） $A_k$  と、非線形次数に付随する準定常なメモリ効果（LTI フィルタのインパルスレスポンス） $f_k(q)$  に分離できることを示した。これにより、リアルタイムで推定すべき係数(未知数)の個数を 1/5~1/10 に削減できる。

## 第4章 分離更新型プリディストーション方式

### 4.1 はじめに

モバイルトラフィックの急速な増加に対応するため、LTE や LTE-A などの 4G モバイルや、更には 1Gbps 以上の高速信号伝送を可能とする 5G モバイルなどの広帯域な無線伝送方式に関する研究が盛んに行われている。これらのシステムで用いられる無線信号は、無線基地局または RRH に組み込まれた電力増幅器によって増幅されアンテナから送出される。電力増幅器は、基地局系全体の約 4 割の電気エネルギーを消費しているため、電力増幅器の電力効率の向上が次世代ワイヤレス通信システムの実用化に不可欠な技術課題である。

電力増幅器の高効率化に関しては二つの技術的側面がある。一つは増幅器モジュールに関する回路技術による高効率化、そして二つ目は非線形歪補償技術である。増幅器モジュールに関する回路技術は、通常、トランジスタの非線形領域での動作により電力効率の改善を図るものが多く、このため非線形歪が発生する。非線形歪補償技術は、この非線形歪を補償することで増幅器の線形性を担保し、同時に高い電力効率を維持するものであり、この二つの技術が補完し合うことで電力増幅器全体の線形動作と高効率化が達成できる。増幅器モジュールに関する回路技術としては、LINC (Linearization using Nonlinear Components) [86] [87], Doherty 増幅器 [39] [40] [41] [42], EER (Envelope Elimination and Restoration), ならびに ET (Envelope Tracking) [16] [43] [44] [88] [89]など、多くの研究がなされている。

一方、本論文のテーマでもある非線形歪補償方式についても、歴史的に多種多様な手法が研究されおり、多くのワイヤレス通信システムで実用化されている。デジタル携帯電話が登場した 1990 年当初は、電力増幅器の非線形歪をアナログ的に抽出し、その位相を反転して加算することで非線形歪を除去する自己制御型フィード・フォワード法(SAFF: Self Adjusting Feed Forward) [90] [91]が主流であった。また、ほぼ同じ時期に、電力増幅器出力を直交復調し(つまり Descartes 座標系に変換し)、これと入力信号との差が 0 になるような負帰還ループを構成することで非線形歪を抑圧する Cartesian Feedback(CFB)方式 [92] [93] [94]の研究も行われたが、フィードバック系の遅延が歪補償性能に与える影響が大きいため広帯域な無線システムへの適用は難しく、CFB 方式の実用化は限定的である。

W-CDMA や Wideband cdmaOne (CDMA2000)などの 3G モバイルが登場した 2000 年初頭からは、多くのワイヤレスシステムの基地局用電力増幅器の非線形歪補償にはデジタル・プリディストーション(DPD : Digital Pre-Distortion)方式が主流を占めるようになる [90] [95]。これは、高い非線形歪補償性能とそれに伴う電力効率の改善、非線形歪補償システム全体の安定性、ならびに A/D・D/A 変換器や DSP などのデバイス [96]の高性能化と低廉化による実現性の向上などによるものである。しかし、送信帯域幅が広帯域化するにつれて課題も顕在化してきた。すなわち、広帯域化に伴う電力増幅器のメモリ効果である。例えば、W-CDMA のキャリア数が 1 キャリア(5 MHz)の場合のメモリ効果は殆ど無視できるが、4 キャリア(20 MHz)の場合にはメモリ効果が顕著に現れてくる。従って、4G や 5G など、送信帯域の広帯域化にともない、メモリ効果に対応した非線形歪補償回路が不可欠になる。

DPD は、電力増幅器をできるだけ飽和領域近傍で動作させることで比較的高い電力効率を維持しつつ、それによって発生する非線形歪をデジタル回路で補償する。つまり、予め非線形歪の逆特性となるようなデジタル信号を生成し、これを増幅する前の送信信号に加算することで、増幅後の非線形歪を補償する(図 2-7)。そのためには、メモリ効果を含めた非線形特性、すなわちそれを表現するビヘイビアル・モデルの特性を正確に推定することが不可欠である。第 3 章では、多くのビヘイビアル・モデルを比較し、簡易な構成とその汎用性から最も実用的なモデルであると考えられているメモリ多項式モデルを取り上げ、その係数を動的な非線形特性に関与する係数(メモリレス増幅器の非線形係数)  $A_k$  と、非線形次数に付随する準定常なメモリ効果(LTI フィルタのインパルスレスポンス)  $f_k(q)$  に分離できることを示した。本章では、この分離型メモリ多項式モデルに現れる 2 種類の係数の推定と更新を効率的に行うためのアルゴリズム、推定された係数に基づき非線形歪補償を行った場合の ACLR の改善効果、そして、その結果得られる電力効率の改善効果に関するシミュレーション結果を述べる。

## 4.2 関連研究

非線形歪補償方式としては、種々の方法が研究開発されてきた。とりわけ、前述のフィード・フォワード法の非線形歪の抑圧性能は非常に高く、60 dB という非常に厳しい当時の ACLR 規格を満たす唯一の解であったことから、PDC (Personal Digital Cellular System)や GSM (Global System for Mobile communications)などの第二世

代携帯電話基地局や、W-CDMA の初期の基地局で多く採用された。しかしながら電力増幅器全体の電力効率は 5~6%と低い値であったことから、電力増幅器の非線形歪補償技術は、より高い効率が期待できる DPD 方式に移行してきた。

前述したように、非線形歪補償方式は増幅器モジュールの回路技術と相互補完的な関係にあり、従って、回路技術の進展と非線形歪補償技術は高効率電力増幅器を実現するための両輪であると考えられる。増幅器モジュールの高効率化に関する回路技術としては、LINC (Linearization using Nonlinear Components)や、Doherty 増幅器、ET (Envelope Tracking)などが挙げられる。これらの研究においても、効率を向上させるための回路構成で発生する非線形歪は DPD で補償している。例えば、LINC では、入力信号を包絡線が一定な二つの信号に分離し、それぞれを常に飽和レベルで動作する C 級増幅で増幅し、その後合成することで高効率化を図る。当初は二つの信号が逆位相の場合の合成器での損失が大きく実用的ではなかったが、近年、Chireix outphasing combiner が開発され合成器での損失が減少し、この結果、例えば文献 [97] では、1 キャリアの W-CDMA 信号に対して、非線形歪補償用のメモリレス DPD を採用し、47 dB の ACLR、ならびに 50.5%の電力効率が得られている。Doherty 増幅器についても同様の性能が得られており、例えば文献 [40]では、メモリ多項式モデルの DPD を適用し、帯域幅が 5 MHz の W-CDMA 信号について 51 dB の ACLR と 53%の電力効率が得られている。いずれの場合も ACLR は規格値を満足し、50%程度の高い電力効率が得られているが、20 MHz 以上の広帯域化にはまだ課題があると考えられる。

広帯域なシステムを目指した電力増幅器の例としては、文献 [98]では、帯域幅が 100 MHz の LTE-A 向けの Doherty 増幅器に Volterra モデルの DPD を適用し、ACLR が 48 dB、電力効率は 42.5%が得られたと報告されている。前述したように Volterra モデルは非線形次数が増えるにつれて構成が複雑になるため、実際の基地局に採用するのは実用的ではないと考えられる。

近年提案された TNTB (Twin Nonlinear Two-Box) [63] [64] [65] [66] [99]モデルでは、メモリレスな非線形特性を LUT に、そしてメモリ効果を含む非線形はメモリ多項式に役割を分担させている。これにより広帯域なシステムに対しても比較的簡易な構成で DPD を実現できる可能性が出てきた。文献 [65]では、40MHz の WCDMA に PTNTB モデルの DPD を適用し ACLR は 55dB であったと報告されている。また、LUT がメモリレスの非線形を担うため、MP はメモリ効果だけを担当し、パラメータは 30 個であるとしている。文献 [83]では、PTNTB に更に Envelope MP (EMP)を追

加した PLUME (Parallel-LUT-MP-EMP)を提案しており、20 MHz 帯域の WCDMA 信号に対して ACLR は 55dB が得られている。また、係数の個数を比較しており、EMP を追加したため PTNTB の 42 個よりは多いものの、MP の 72 個に対して PLUME では 57 個の係数で MP 以上の性能が得られるとしている。ただし、係数を求める多項式が MP 用と EMP 用の 2 種類が必要であり処理量が増える点は否めない。これらの論文では何れもメモリレスな非線形を LUT で補償することにより係数の個数を減らし、メモリ効果についてはメモリ多項式で吸収するというように、非線形歪補償を 2 種類の歪補償方法で行うという点では同じである。

本論文で提案する分離型メモリ多項式モデルに基づく分離更新型プリディストーション(SU-DPD)方式は、係数をメモリレスな非線形とメモリ効果に分割する点では TNTB の考え方に類似しているが、TNTB が係数の個数削減のみに注力されているのに対して、SU-DPD 方式は、時定数の異なる二つの係数に分けて制御することで係数の更新と制御をより効率的に実行できるという利点を有している。また、SU-DPD 方式は他の DPD と同様、多様な回路構成の増幅器モジュールに適用できる。

### 4.3 分離更新型プリディストーション(SU-DPD)方式の構成

3 章では、メモリ多項式モデルの係数は、それぞれのパラメータの変動時間に大きな差があることに着目し、非線形特性に関与する係数（メモリレス増幅器の非線形係数） $A_k$  と、非線形次数に付随する準定常なメモリ効果（LTI フィルタのインパルスレスポンス） $f_k(q)$  に分離できることを示した。本章では、この分離型メモリ多項式モデルを想定し、非線形歪補償に必要なそれぞれのパラメータの推定と更新を実行するた

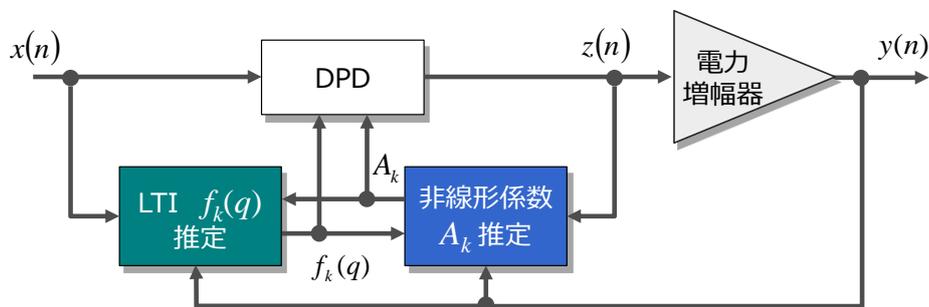


図 4-1 分離更新型プリディストーション方式の構成

め「分離更新型プリディストーション方式」(SU-DPD: Separate Updating Digital Pre-Distortion) の構成とそのアルゴリズムについて説明する。

分離更新型プリディストーション方式 (以下, SU-DPD 方式) の簡単な構成を図 4-1 に示す。実際の回路構成では, 送信信号を高周波帯に変換する直交変調器と, 電力増幅器の出力をベースバンド帯に変換する直交復調器が必要であるが, ここでは簡単のために電力増幅器の出力を等価ベースバンドとして表記している。図 4-1 で,  $x(n)$  は OFDM 方式で変調された入力信号,  $z(n)$  は DPD の出力信号 (すなわち, 増幅器の入力信号),  $y(n)$  は広帯域電力増幅器の出力信号を表す。また, 広帯域電力増幅器を分離型メモリ多項式モデルと想定した場合の非線形係数を  $A_k$ ,  $k$  次の非線形次数に付随する LTI フィルタのインパルスレスポンスを  $f_k(q)$  とする。まず, LTI 推定部で, 入力信号  $x(n)$ , 増幅器の出力信号  $y(n)$ , ならびに予め測定された増幅器の入出力特性から得られる非線形係数  $A_k$  の値から,  $f_k(q)$  を推定する。次に, 非線形係数推定部で, 増幅器の入力信号  $z(n)$ , 増幅器の出力信号  $y(n)$ , ならびに LTI 推定部で推定された  $f_k(q)$  を用いて, 非線形係数  $A_k$  を推定する。ここで  $f_k(q)$  の変動時間は数秒単位であるため, 非線形係数  $A_k$  を推定している期間は  $f_k(q)$  は一定の値を保っていると考えてよい。一方, 非線形係数  $A_k$  は温度変化に応じて比較的早く変動するため, 推定値の更新を常時行う。

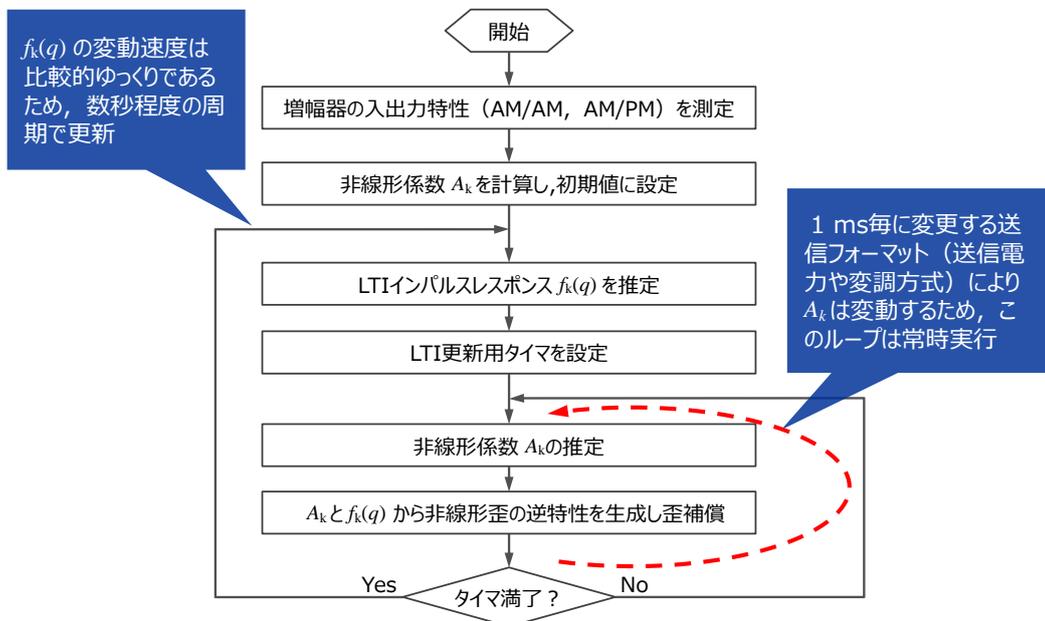


図 4-2 SU-DPD の全体フローチャート

これらの推定結果を用いて、DPD 部で入力信号  $x(n)$  に補正を加え、増幅器の入力信号を生成する。

SU-DPD の一連の動作フローチャートを図 4-2 に示す。前述したように、最初に  $f_k(q)$  を推定する際には非線形係数  $A_k$  の推定が行われていない。このため、予め増幅器の入出力特性 (AM/AM 特性, AM/PM 特性) を測定しておき、これを初期値として用い  $f_k(q)$  の推定を行う。1 回目の  $f_k(q)$  の推定が完了した後に、これを用いて非線形係数の推定ならびに更新ループが動作する。この間、 $f_k(q)$  は同一の値を用いるが、数秒程度の長い周期の LTI 更新用タイマを設定しておき、タイマ満了時に  $f_k(q)$  を更新する。

## 4.4 LTI インパルスレスポンスの推定

### 4.4.1 LTI インパルスレスポンス推定の原理

ここでは電力増幅器の出力から、メモリ効果の原因となる LTI フィルタのインパルスレスポンスを求める方法を説明する。インパルスレスポンスには振幅特性と位相特性が含まれるが、電力スペクトラムには位相情報が含まれないため、一般には非線形歪を含む電力増幅器の出力の電力スペクトラムから直接インパルスレスポンスを求めることはできない。このため、増幅器の外部で、電力増幅器に含まれると想定される非線形項のレプリカを生成し、これと電力増幅器出力との相互相関を計算することにより、電力増幅器に含まれる LTI のインパルスレスポンスを推定する方法を説明する。3 章で示したように、広帯域電力増幅器はメモリレス増幅器と LTI フィルタの組み合わせで表現される。特定の非線形次数についてだけ抜き出し簡略化した増幅器モデルを図 4-3 に示す。図 4-4 に示すように、増幅器出力  $y_1(t)$  と、ここで想定している次数の非線形項のレプリカ  $y_2(t)$  との相互相関は式(29)で与えられる。ここで\* は複素共役を、 $\langle \rangle$  は時間平均を表す。

$$r_{12}(\tau) = \langle \int y_1(t) y_2^*(t - \tau) dt \rangle \quad (29)$$

一方、増幅器の出力は LTI フィルタの伝達関数を  $F(\omega)$  とすると、

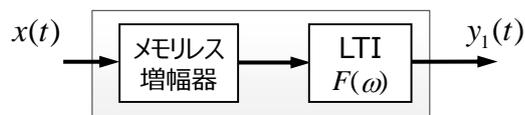


図 4-3 電力増幅器のモデル

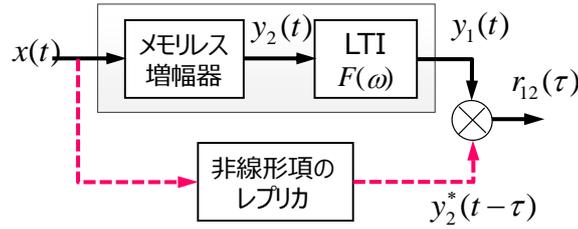


図 4-4 非線形項のレプリカとの相互相関

$$Y_1(\omega) = Y_2(\omega)F(\omega) \quad (30)$$

であるから、LTI フィルタの伝達関数は、

$$F(\omega) = \frac{R_{12}(\omega)}{Y_2(\omega) Y_2^*(\omega)} \quad (31)$$

と求めることができる。LTI フィルタの伝達関数  $F(\omega)$  が分かれば、逆 Fourier 変換をすることによりインパルスレスポンスを求めることができる。ここでは特定の次数の非線形項に付随する LTI フィルタについてだけ考察したが、実際には増幅器の出力は複数の次数の非線形項が含まれるため、次に、それぞれの次数に付随する LTI の推定方法を述べる。

#### 4.4.2 非線形項の特徴

LTI フィルタのインパルスレスポンスや非線形係数の推定を行う場合、補償すべき非線形歪の最大次数を決定する必要がある。まず、具体的な増幅器出力のスペクトラムについて考察する。今回は増幅器の入力信号として、シンボルレートが  $20 \mu\text{s}$  の 500 本のサブキャリアからなる OFDM 信号（すなわち、サブキャリアの周波数間隔は 50 kHz）を想定した。従って送信信号帯域幅は 25 MHz ( $\pm 12.5 \text{ MHz}$ )である。図 4-5 に、典型的な GaN 増幅器をバックオフ 8dB, 11dB, 14dB で動作させた場合の出力スペクトラムを示す。この図から 3 次、ならびに 5 次の非線形歪により、出力スペクトラムの帯外輻射が、それぞれ、75 MHz ( $\pm 37.5 \text{ MHz}$ ), ならびに 125 MHz ( $\pm 62.5 \text{ MHz}$ )に拡がる事が分かる。

一方、バックオフが 8~14 dB のときに、7 次の非線形歪による帯域外輻射電力は -112 dB と十分低いため、LTI フィルタや非線形係数の推定においては、5 次までの非線形を検討対象とすれば十分であると考えられる。更に、3 次の非線形歪は主信号

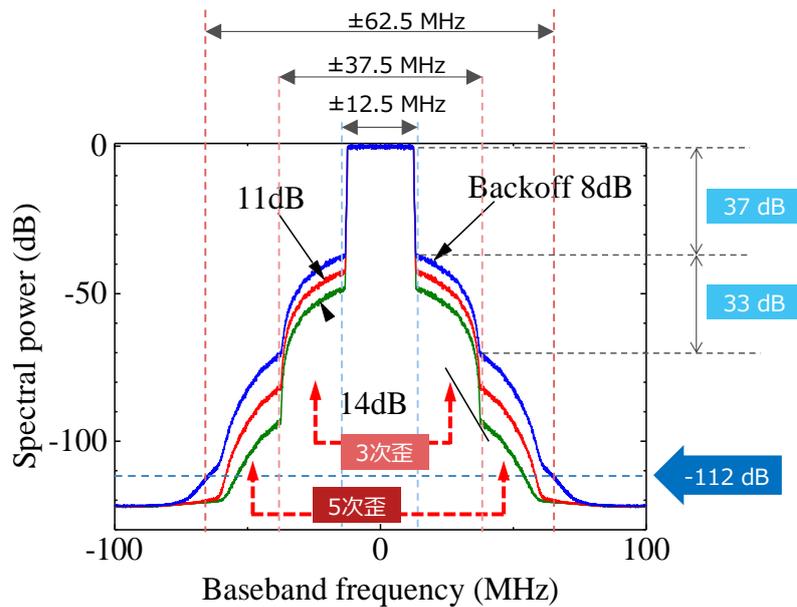


図 4-5 増幅器出力のスペクトラムの例

電力（線形項の電力）より約 37 dB，また，5 次の非線形歪は更に約 33 dB も低いことが分かる。これは非線形係数の値が次数によって大きく異なるためである。例えば，図 4-5 で用いた GaN 増幅器の非線形係数は，

$$\begin{aligned}
 A_0 &= 10.4 - j1.37 && (0 \text{ dB}) \\
 A_1 &= -1.43 + j0.600 && (-16.6 \text{ dB}) \\
 A_2 &= 0.406 - j0.134 && (-27.8 \text{ dB})
 \end{aligned} \tag{32}$$

であり，非線形次数ごとの係数の差が大きいことが分かる。後に述べるように，これは LTI インパルスレスポンスの推定のための信号処理を行う上で有用な特徴である。

#### 4.4.3 推定アルゴリズム

ここでは各非線形次数に付随する LTI フィルタのそれぞれのインパルスレスポンスを求める方法を述べる。図 4-1 に示した LTI 推定部の詳細を図 4-6 に示す。4.4.1 で基本的な原理を説明したように，入力信号から非線形項のレプリカを生成し，これと増幅器出力との相互相関から LTI フィルタのインパルスレスポンスを計算する。LTI 推定アルゴリズムは一般性を有しているが，具体的な増幅器に対する非線形歪補償を説明するため，4.4.2 で述べた理由により，ここでは 5 次の非線形項までを推定の対象にする。また，線形項，3 次の非線形項，5 次の非線形項に付随する LTI のインパル

スレスポンスを独立に求める必要があるため、実際の推定演算においては若干の工夫が必要である。

先ず予め入力信号  $x(n)$  から次数ごとの非線形項のレプリカ  $U_k(n)$

$$U_k(n) = |x(n)|^{2k} x(n) \quad (33)$$

を生成する。 $U_k(n)$  は  $(2k+1)$  次の非線形項を表す。さらにその複素共役  $U_k^*(n)$  を計算する。一方、増幅器出力を A/D 変換した信号  $y(n)$  にシフトレジスタで遅延を付加し、この信号  $y(n+m)$  と  $U_k^*(n)$  との相互相関を計算する。この結果、

$$r_k(m) = \langle y(n+m)U_k^*(n) \rangle \quad (34)$$

を得る。ここで、 $\langle \rangle$  は時間平均を表す。式(34)を用いて各次数ごとの LTI を推定するが、推定精度を向上させるために、(1)初期値の推定、(2)イタレーション、の二段階のプロセスで実行する。LTI フィルタの伝達関数推定のフローチャートを図 4-7 に示す。

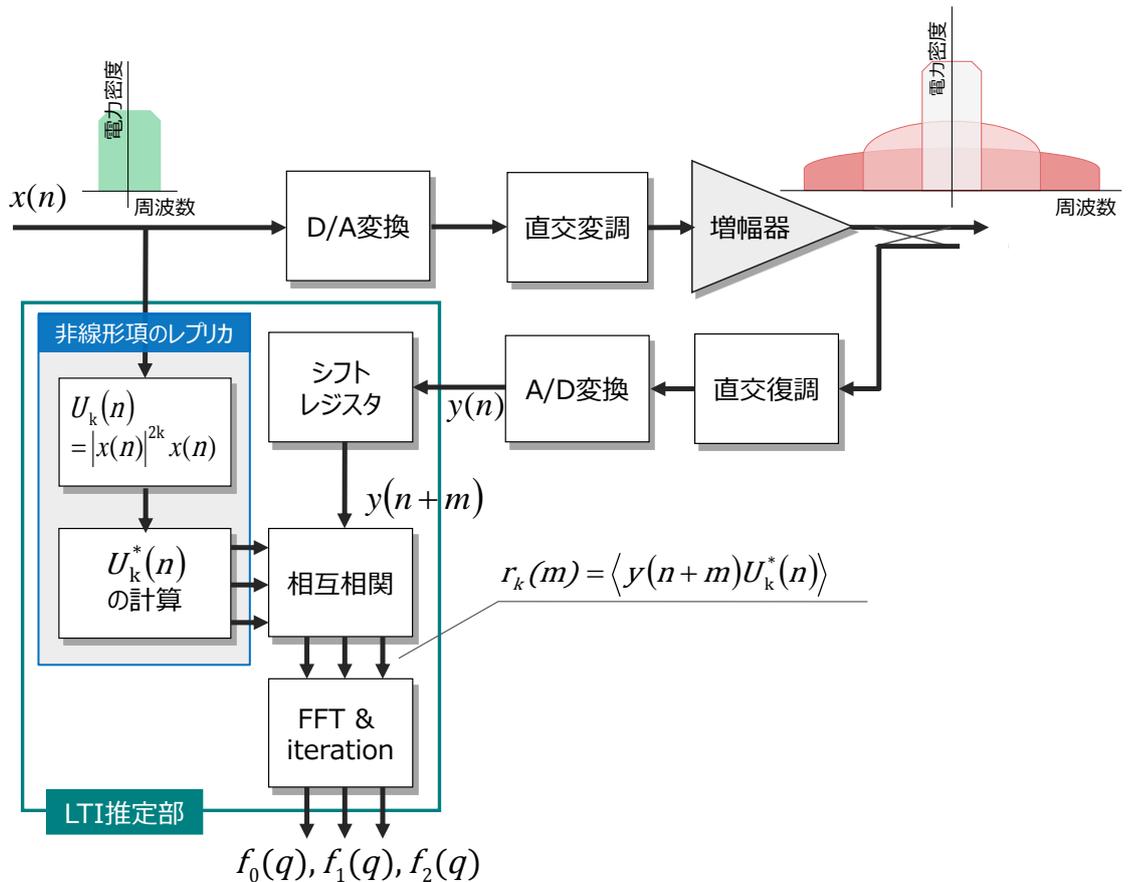


図 4-6 LTI 推定部の構成

(1) 初期値の推定

4.4.2 で述べたように、検討すべき非線形次数は 5 次まででよいから、 $k$  の取りうる値は 0, 1, 2 の 3 通りと考えてよい。ここでは先ず LTI フィルタの伝達関数の初期値の求め方を説明する。分離型メモリ多項式モデルの増幅器の出力は

$$y(n) = \sum_{k=0}^K A_k \sum_{q=0}^Q f_k(q) \cdot |x(n-q)|^{2k} x(n-q) \quad (35)$$

で与えられるから、式(34)は

$$r_k(m) = \sum_{\ell=0}^K A_{\ell} \sum_{q=0}^Q f_{\ell}(q) \cdot w_{k\ell}(m-q) \quad (36)$$

となる。ただし

$$w_{k\ell}(m) = \langle U_{\ell}(n+m) \cdot U_k^*(n) \rangle \quad (37)$$

である。 $R_k(\omega)$ ,  $F_k(\omega)$ ,  $W_{k\ell}(\omega)$ を、それぞれ  $r_k(m)$ ,  $f_k(q)$ ,  $w_{k\ell}(m)$ の Fourier 変換とすると、式(36)は、

$$R_k(\omega) = \sum_{\ell=0}^K A_{\ell} F_{\ell}(\omega) W_{k\ell}(\omega) \quad (38)$$

を得る。非線形次数ごとの相関演算の概要を図 4-8 に示す。ここでは非線形の最大次数を 5 としたので、式(38)で  $K=2$  である。従って、

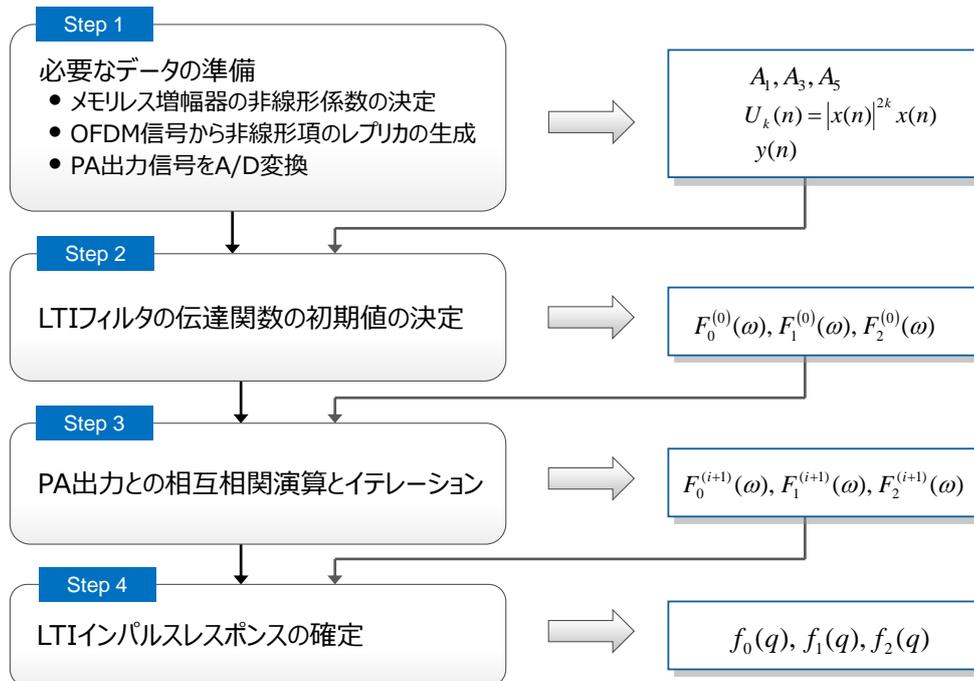


図 4-7 LTI 推定アルゴリズム

$$\begin{aligned}
 R_k(\omega) &= \sum_{\ell=0}^2 A_\ell F_\ell(\omega) W_{k\ell}(\omega) \\
 &= A_0 F_0(\omega) W_{k0}(\omega) + A_1 F_1(\omega) W_{k1}(\omega) + A_2 F_2(\omega) W_{k2}(\omega)
 \end{aligned} \tag{39}$$

となる。式 (32) に示したうように、非線形係数には、

$$A_0 > A_1 > A_2 \tag{40}$$

の関係があり、図 4-5 に示すように、線形項は 3 次の成分より 37dB 以上高いため、式(39)で  $R_0(\omega)$  に含まれる 3 次、および 5 次の項の寄与は無視できる。従って、

$$F_0(\omega) = \frac{R_0(\omega)}{A_0 W_{00}(\omega)} \quad (|f| \leq 0.5B) \tag{41}$$

から  $F_0(\omega)$  を許容しうる精度で求めることができる。ここで  $f$  はベースバンド周波数、また  $B$  は入力信号  $x(n)$  の信号帯域である。しかしながら、 $R_1(\omega)$  では信号レベルの高い線形項の寄与が、また  $R_5(\omega)$  では線形項ならびに 3 次の寄与が無視できない。このため、3 次の  $F_1(\omega)$ 、5 次の  $F_2(\omega)$  の推定は、

$$F_1(\omega) = \frac{R_1(\omega) - A_0 F_0(\omega) W_{10}(\omega)}{A_1 W_{11}(\omega)} \quad (|f| \leq 1.5B) \tag{42}$$

$$F_2(\omega) = \frac{R_2(\omega) - A_0 F_0(\omega) W_{20}(\omega) - A_1 F_1(\omega) W_{21}(\omega)}{A_2 W_{22}(\omega)} \quad (|f| \leq 2.5B) \tag{43}$$

のように、相互相関結果から信号レベルが高い低次の項の寄与を除去して実行する。以上に述べたように、推定対象の次数以下の寄与を予め除去する考え方を図 4-9 に示す。4.4.2 で述べた各非線形歪の信号電力の差に着目すれば、それぞれの次数に対する LTI フィルタの伝達関数  $F_k(\omega)$  を容易に求めることができる。ここで求めた伝達関数  $F_k(\omega)$  をイタレーションのための初期値  $F_k^{(0)}(\omega)$  とする。

## (2) イタレーション

(1) で得られた伝達関数  $F_k(\omega)$  をそのまま非線形係数の推定に適用することはできない。何故なら、3 次の  $F_1(\omega)$ 、5 次の  $F_2(\omega)$  の推定アルゴリズムでは、相関信号の電力が低いため、推定結果に無視できない雑音成分が含まれるからである。このため、(1) で求めた  $F_k(\omega)$  を初期値  $F_k^{(0)}(\omega)$  として、次式で表されるイタレーションを行うことで、S/N 比の改善を図る。

$$F_0^{(i+1)}(\omega) = \frac{R_0(\omega) - A_1 F_1^{(i)}(\omega) W_{01}(\omega) - A_2 F_2^{(i)}(\omega) W_{02}(\omega)}{A_0 W_{00}(\omega)} \quad (|f| \leq 0.5B) \quad (44)$$

$$F_1^{(i+1)}(\omega) = \frac{R_1(\omega) - A_0 F_0^{(i)}(\omega) W_{10}(\omega) - A_2 F_2^{(i)}(\omega) W_{12}(\omega)}{A_1 W_{11}(\omega)} \quad (|f| \leq 1.5B) \quad (45)$$

$$F_2^{(i+1)}(\omega) = \frac{R_2(\omega) - A_0 F_0^{(i)}(\omega) W_{20}(\omega) - A_1 F_1^{(i)}(\omega) W_{21}(\omega)}{A_2 W_{22}(\omega)} \quad (|f| \leq 2.5B) \quad (46)$$

ここで、 $F_k^{(i+1)}(\omega)$  は、 $k$  次の LTI フィルタの伝達関数の  $(i+1)$  回目のイタレーション結果を表す。式(44)、式(45)、および式(46)では、自分と異なる次数の成分からの干渉をすべて除去している。これにより LTI の推定結果の精度を高めることができる。 $F_k^{(i+1)}(\omega)$  が求めれば、これを逆 Fourier 変換することにより、非線形次数ごとに LTI フィルタのインパルスレスポンスを求めることができる。

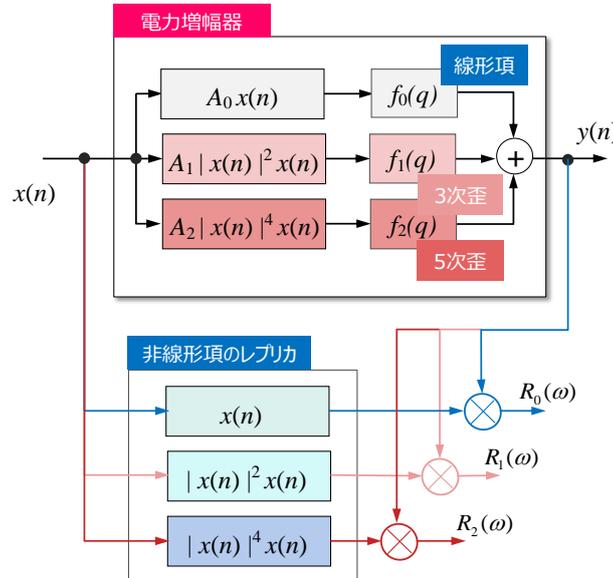


図 4-8 非線形次数ごとの相関演算

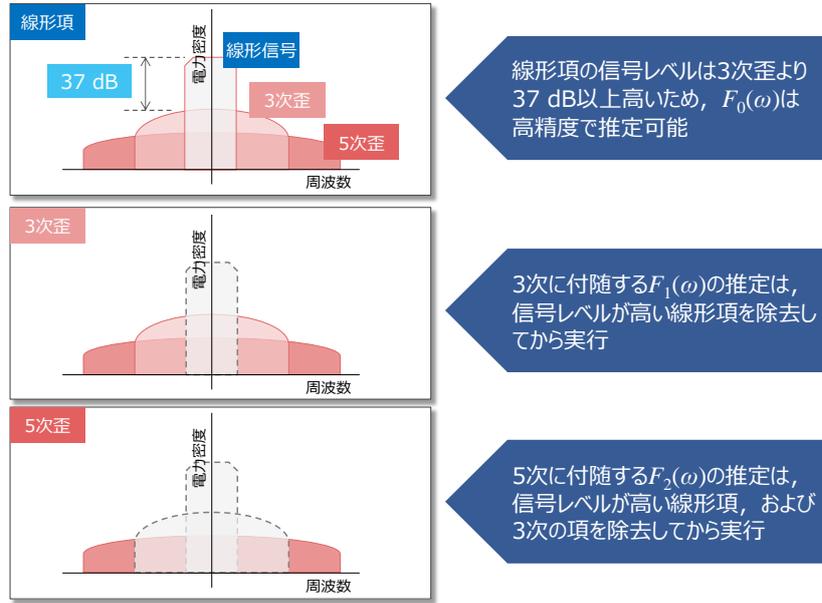


図 4-9 低次の非線形項を除去する推定方法

## 4.5 非線形歪の逆特性

### 4.5.1 非線形係数推定の原理

図 4-2 に示した SU-DPD 方式のフローチャートで、LTI フィルタのインパルスレスポンス  $f_k(q)$  の推定が完了すると、次に非線形係数  $A_k$  の推定を行う。ここでは 4.4 で示したアルゴリズムによって  $f_k(q)$  が推定できたとして議論を進める。前述したように、分離型メモリ多項式モデルの広帯域電力増幅器の出力は入力信号を  $z(n)$  とすると、

$$y(n) = \sum_{k=0}^K A_k \sum_{q=0}^Q f_k(q) \cdot |z(n-q)|^{2k} z(n-q) \quad (47)$$

で与えられる。ここで、

$$v_k(n) = \sum_{q=0}^Q f_k(q) \cdot |z(n-q)|^{2k} z(n-q) \quad (48)$$

とすると、

$$y(n) = \sum_{k=0}^K A_k v_k(n) \quad (49)$$

を得る。ここで、 $y(n)$ ,  $v_k(n)$  の FFT (Fast Fourier Transform) を、それぞれ、 $Y(f)$ ,

$V_k(f)$  とすると,

$$Y(f) = \sum_{n=0}^{Np-1} y(n) \exp(-j2\pi n f \Delta t) \quad (50)$$

$$V_k(f) = \sum_{n=0}^{Np-1} v_k(n) \exp(-j2\pi n f \Delta t) \quad (51)$$

である。ここで  $Np$  は FFT の基本周期  $T_p$  のサンプリング点の数である。従って、式(49) は,

$$Y(f) = \sum_{\ell=0}^K A_\ell V_\ell(f) \quad (52)$$

となる。ここで、 $f_k(q)$ ,  $z(n)$ ,  $y(n)$  は既知であるから、これらを入力としてこの式から非線形係数  $A_k$  を求めることができる。図 4-1 に示した非線形係数推定部の詳細構成を図 4-10 に示す。

#### 4.5.2 推定アルゴリズム

図 4-11 に非線形係数推定のアルゴリズムを示す。特に、式(52)を効率的に求める方法について図 4-11 の Step2 以降で詳細に説明する。LTI の推定アルゴリズムで説明したのと同様に、式(52)の両辺に非線形項のレプリカの複素共役信号  $V_k^*(f)$  を乗ずる。Step2 では式(52)の左辺に、Step3 では右辺に非線形レプリカの複素共役を乗ずるプロセスを示した。このとき、各非線形項に対して、それぞれの非線形歪が支配的になる周波数領域での総和を取ることで、後に示す連立方程式の解が容易に求まるような係数行列を得ることができる。式(52)の両辺に  $V_k^*(f)$  を乗ずると、

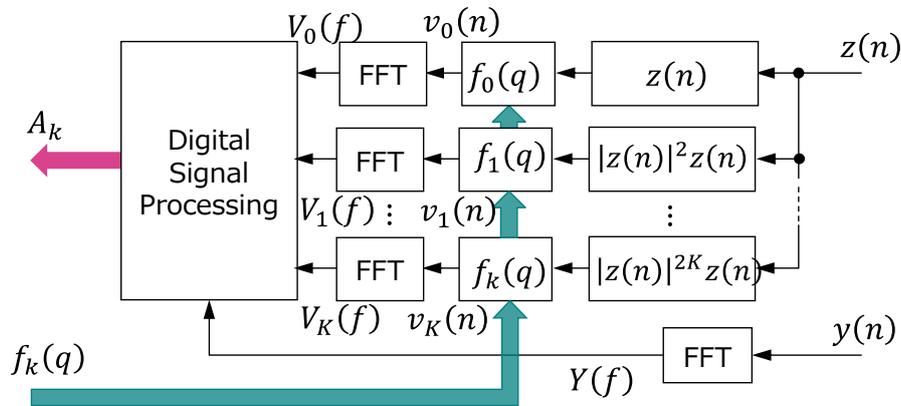


図 4-10 非線形係数の推定部の構成

$$\sum_{f \in R_k} Y(f) \cdot V_k^*(f) = \sum_{f \in R_k} \left( \sum_{\ell=0}^K A_\ell V_\ell(f) \right) \cdot V_k^*(f) \quad (53)$$

を得る。ここで総和は、非線形次数  $k$  に応じて図 4-12 に示す領域についてのみ計算するものとする。従って、

$$\sum_{f \in R_k} Y(f) \cdot V_k^*(f) = \sum_{f \in R_k} \left( \sum_{\ell=0}^K A_\ell V_\ell(f) \right) \cdot V_k^*(f) \quad (54)$$

を得る。この結果、以下の連立方程式が得られる。

$$\mathbf{b} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{A} \quad (55)$$

ただし、 $\mathbf{A}$  は求めるべき非線形係数  $A_k$  ( $k=0, 1, 2, \dots, K$ ) からなるベクトルである。

$$\mathbf{A}^{-1} = (A_1, A_2, \dots, A_K) \quad (56)$$

また、 $\mathbf{b}$  は次式で定義される要素を持つベクトルである。

$$\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_K) \quad (57)$$

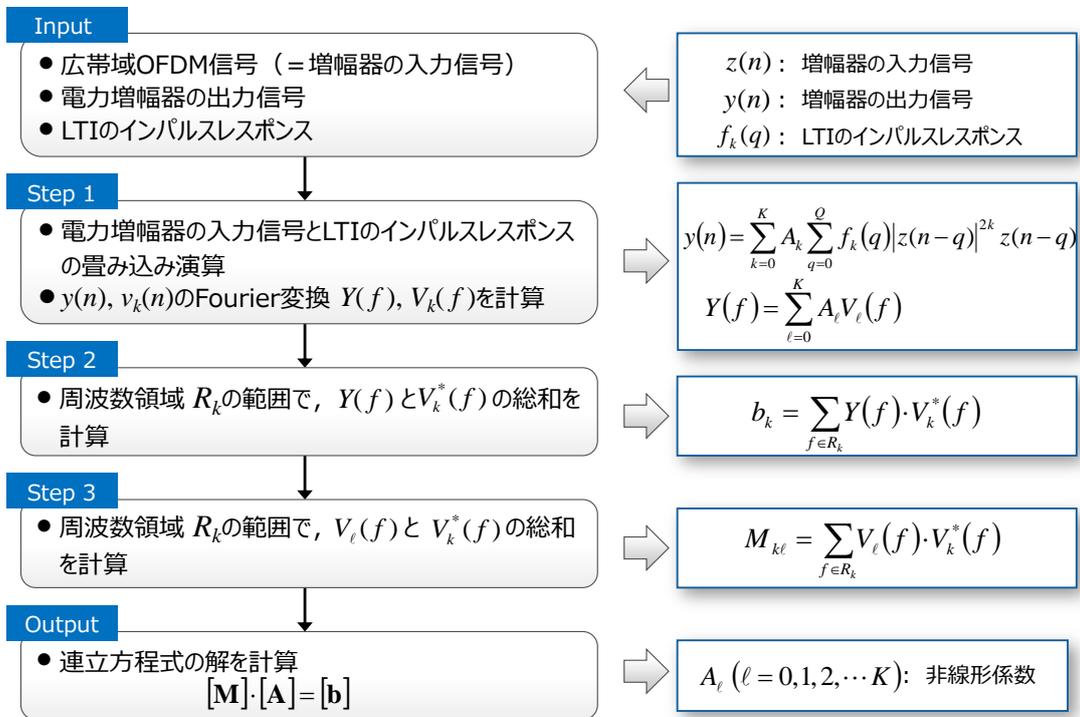


図 4-11 非線形係数推定アルゴリズム

ただし,

$$b_k = \sum_{f \in R_k} Y(f) \cdot V_k^*(f) \tag{58}$$

である。また、 $\mathbf{M}$  は次式で定義される行列である。

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_{00} & M_{01} & \cdots & M_{0K} \\ M_{10} & M_{11} & \cdots & M_{1K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{K0} & M_{K1} & \cdots & M_{KK} \end{bmatrix} \tag{59}$$

ただし,

$$M_{k\ell} = \sum_{f \in R_k} V_\ell(f) \cdot V_k^*(f) \tag{60}$$

である。ここで注意すべきことは、図 4-12 で示したように、式(60)で低次の非線形項を除去するように総和を取れば、 $\mathbf{M}$  は次式のような三角行列で表現できる点である。

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_{00} & M_{01} & M_{02} & \cdots & M_{0K} \\ 0 & M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1K} \\ 0 & 0 & M_{22} & \cdots & M_{2K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & M_{KK} \end{bmatrix} \tag{61}$$

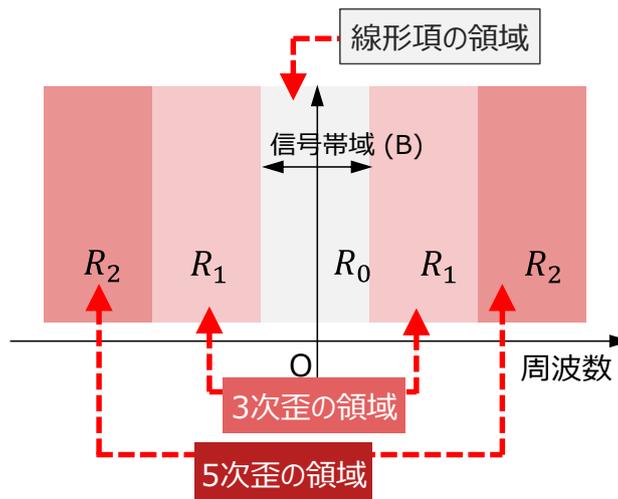


図 4-12 相関演算で  $\sum_{f \in R_k}$  を計算する領域

この理由を5次の非線形まで考えた場合、すなわち  $K=2$  のときを例に説明する。図4-13に  $k=0,1,2$  の場合の  $M_{k\ell}$  の演算例を示す。 $k=0$  (線形項)については、図4-12の  $R_0$  の領域で相関演算を行うため、 $V_0(f)$ ,  $V_1(f)$ ,  $V_2(f)$ はすべて値を持つ。従って、 $V_k^*(f)$  との相関値は非零の値を持つ。 $k=1$  (3次の非線形)については、 $R_2$  の領域では  $V_0(f)=0$  であるため、 $M_{10}=0$  となる。また、 $k=2$  (5次の非線形)については、 $R_2$  の領域では  $V_0(f)=0$ , かつ  $V_1(f)=0$  であるため、 $M_{20}=M_{21}=0$  となる。従って、行列  $\mathbf{M}$  は、

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_{00} & M_{01} & M_{02} \\ 0 & M_{11} & M_{12} \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \quad (62)$$

のような三角行列の形で表現できる。同様に図4-14に、 $k=0,1,2$  の場合について  $b_k$  の相関演算例を示す。従って、連立方程式は、

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{00} & M_{01} & M_{02} \\ 0 & M_{11} & M_{12} \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (63)$$

のように表され、非線形係数  $A_k$  ( $k=0, 1, 2$ ) は容易に求められる。

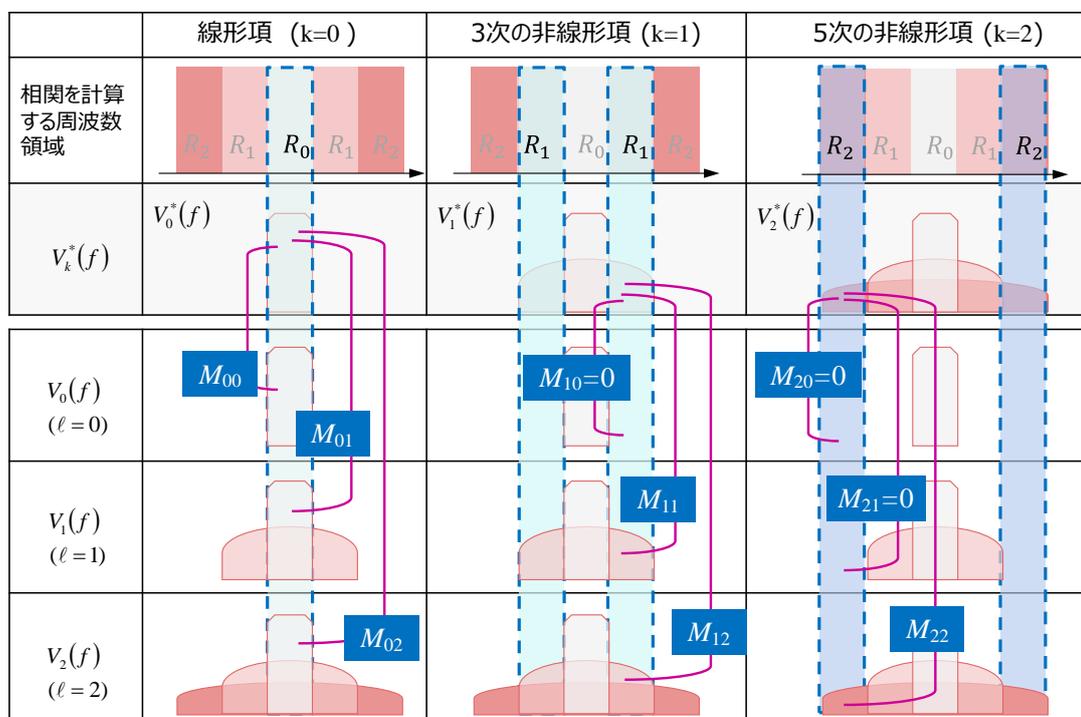


図4-13  $M_{k\ell}$  相関演算の効率化

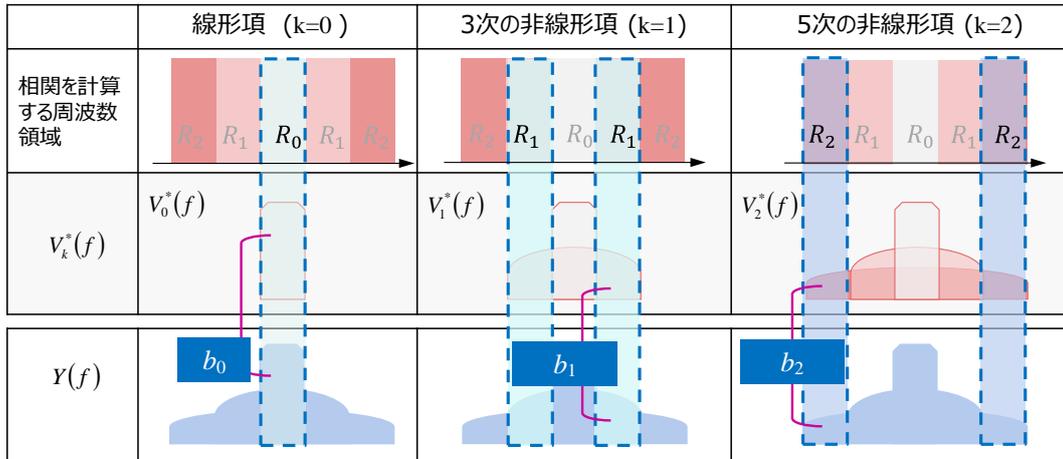


図 4-14  $b_k$  相関演算の効率化

## 4.6 シミュレーション・モデル

広帯域電力増幅器の分離型メモリ多項式モデルは図 3-12 で表せることを示した。また、分離型メモリ多項式モデルに現れる係数は、次式で与えられることを示した。

$$a_{kq} = A_k \cdot f_k(q) \quad (64)$$

ここで  $A_k$  はメモリレス増幅器の入出力特性（非線形特性）であり、 $f_k(q)$  は  $k$  次の非線形に付随する LTI フィルタのインパルスレスポンスである。メモリ効果が顕著に現れる広帯域電力増幅器の具体的なパラメータとして、ここでは既存の GaN 増幅器の非線形係数と、各次数に付随する LTI フィルタを仮定し、シミュレーションのための広帯域増幅器の  $A_k$ 、ならびに  $f_k(q)$  を与える。

### 4.6.1 非線形係数を与える増幅器特性のモデル

具体的なメモリレス増幅器の特性として、GaN 増幅器の代表的な AM-AM 変換特性、および AM-PM 変換特性を図 4-15 に示す。この特性から非線形係数  $A_k$  を求める。まず、図 4-15 に示すような実際の増幅器の特性を奇数次数の多項式で近似する。フィッティングの係数は最小二乗法で求めた。この時の係数を式(65)に、またこれらの係数を用いて近似した特性を図 4-16 に示す。このとき、最大次数は 13 次で十分な精度が得られた。

$$\begin{aligned}
 A_0 &= 10.4 - j1.37 \\
 A_1 &= -1.43 + j0.600 \\
 A_2 &= 0.406 - j0.134 \\
 A_3 &= (-7.06 + j1.42) \times 10^{-2} \\
 A_4 &= (6.75 - j0.781) \times 10^{-3} \\
 A_5 &= (-3.33 + j0.207) \times 10^{-4} \\
 A_6 &= (6.59 - j0.154) \times 10^{-6}
 \end{aligned} \tag{65}$$

これらの係数を用いて、図 4-15 に示す増幅器は以下の式で近似できる。

$$y(n) = \sum_{k=0}^6 A_k |x(n)|^{2k} x(n) \tag{66}$$

#### 4.6.2 LTI ((Linear Time-Invariant)関数のモデル

次に非線形次数ごとに付随する LTI フィルタのインパルスレスポンスを与える。具体的な LTI フィルタの形状やパラメータを求めることは難しいため、ここでは、文献 [47] に倣って、非線形次数ごとの LTI フィルタの伝達関数が式(67)で与えられるものとした。

$$F_k(\omega) = \frac{1 + a_k \exp(-j\omega\Delta t)}{1 - b_k \exp(-j\omega\Delta t)} \tag{67}$$

ただし、 $1/\Delta t$  はサンプリング周波数である。OFDM 信号のベースバンド信号帯域は 25 MHz であり、また図 4-5 で述べたように、検討する非線形の最大次数を 5 次としたため、非線形歪で拡大する周波数帯域幅が 125 MHz になることから、サンプリング周波数を 200 MHz に設定した。

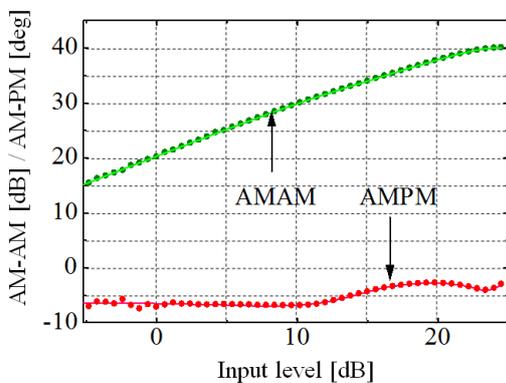


図 4-15 GaN 電力増幅器の特性

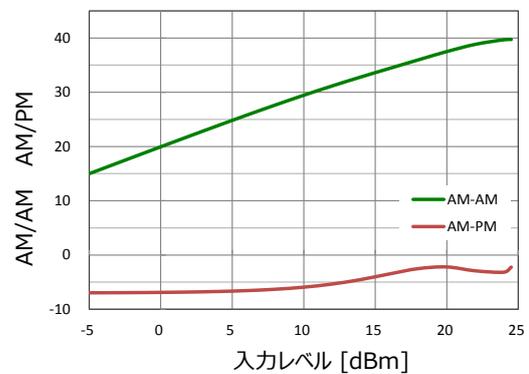


図 4-16 GaN 電力増幅器の近似特性

式(67)の係数 $a_k$ および $b_k$ の具体的な値を実際の増幅器から直接求めることは難しいため、シミュレーションを行う際の伝達関数として、非線形次数ごとの各LTIフィルタの周波数特性が、図4-17の示す2つの特性の間に領域に入るようにランダムに選んだ。ここで緑色、ならびに赤色で示した特性は、中心周波数から100 MHz離れた周波数で、それぞれ1 dB, 2 dBだけ減衰する特性である。その時の値を式(68)に示す。

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0.038 & b_0 &= 0.057 \\
 a_1 &= 0.048 & b_1 &= 0.048 \\
 a_2 &= 0.043 & b_2 &= 0.046 \\
 a_3 &= 0.040 & b_3 &= 0.038 \\
 a_4 &= 0.052 & b_4 &= 0.037 \\
 a_5 &= 0.036 & b_5 &= 0.030 \\
 a_6 &= 0.034 & b_6 &= 0.031
 \end{aligned}
 \tag{68}$$

係数 $a_k$ および $b_k$ がこれらの値をとるときのLTIの伝達関数を図4-18, および図4-19に示す。ここで、伝達関数 $F_k(\omega)$ の振幅特性 $A_k(\omega)$ 、ならびに位相特性 $\varphi_k(\omega)$ は式(69)で定義される。また、図4-18, および図4-19の横軸の周波数は $B (= 25 \text{ MHz})$ で規格化して表示した。また、グラフを見やすくするために、振幅特性 $A_1(\omega)$ ,  $A_2(\omega)$ では、振幅特性を、それぞれ2 dB, 4 dBずつ意図的にシフトして表示した。同様に位相特性 $\varphi_1(\omega)$ ,  $\varphi_2(\omega)$ についても、それぞれ、2 deg, 4 degずつシフトしてある。

$$F_k(\omega) = A_k \cdot \exp(\varphi_k)
 \tag{69}$$

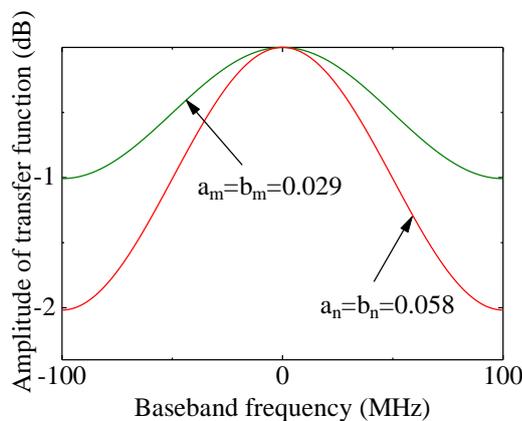


図 4-17 仮想的な LTI フィルタの上限と下限

広帯域電力増幅器のモデルとして以上のような値を設定した分離型メモリ多項式モデル (図 4-20) を仮定し、シミュレーションを行った。次節からはシミュレーション結果について述べる。尚、非線形歪に関する評価は 5 次までであるが、シミュレーションに用いた増幅器モデルは 13 次まで近似している。

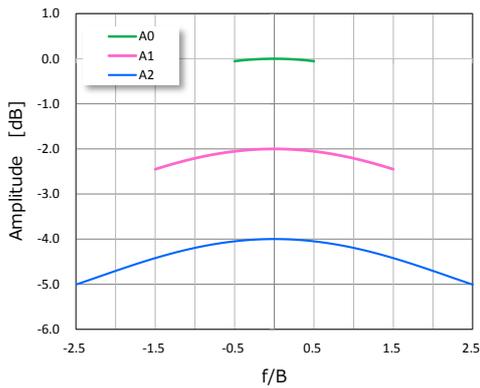


図 4-18 LTI の振幅特性

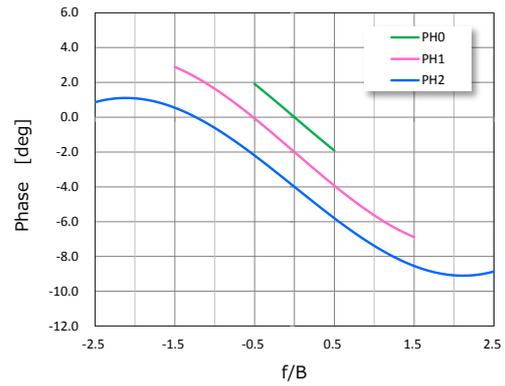


図 4-19 LTI の位相特性

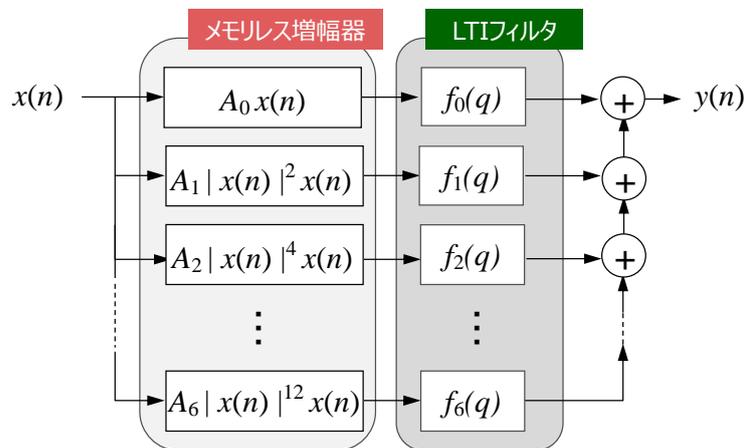


図 4-20 シミュレーション用いた分離型メモリ多項式モデル

ただし  $A_k$  は式(65),  $F_k$  は式(67), 式(68)で与えられるものとした。  
また,  $f_k$  は  $F_k$  の逆 Fourier 変換を表す。

### 4.6.3 シミュレーションの概要

以上に述べた分離型メモリ多項式モデルを用いてシミュレーションを行った。無線方式および非線形歪補償に関するシミュレーション条件を表 3 に示す。

表 4 にシミュレーションの概要を示す。LTI フィルタについては、イタレーションの回数をパラメータに伝達関数の収束状況をシミュレーションした。非線形歪補償については、主に電力増幅器のバックオフと DPD の次数をパラメータに、出力スペクトラムを ACLR で評価した。同時に、AM-AM 特性、AM-PM 特性について検討を加えた。更に、非線形係数に変動を与え、その変動率、ならびに変動周波数をパラメータにして出力スペクトラムの ACLR を評価した。

表 3 無線方式および DPD に関するシミュレーション条件

無線アクセス方式	OFDM
サブキャリア数	500
OFDM シンボル長	20 $\mu$ s または 66.7 $\mu$ s
送信帯域幅	25 MHz
サブキャリアの変調方式	16QAM
広帯域増幅器モデル	分離型メモリ多項式モデル (メモリレス増幅器 + LTI フィルタ)
増幅器のバックオフ	8 dB, 10 dB, 12 dB
DPD の次数	3 次, 5 次, 7 次, 9 次
非線形係数の変動周波数	200 Hz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz

## 4.7 評価

### 4.7.1 LTI インパルスレスポンスの推定

イタレーション回数が 4 回、および 10 回の場合の LTI フィルタの推定結果を図 4-21 に示す。推定にあたっては、式(37)の  $W_{k\ell}(\omega)$  について 600 シンボルの時間平均を計算し、これをもとに  $R_k(\omega)$  を求めて行った。実線は想定した LTI フィルタの伝達関数（振幅特性、位相特性）を、破線は推定結果を表す。また、図 4-18、図 4-19 と同様に、グラフがオーバーラップしないように、振幅特性  $A_1(\omega)$ 、 $A_2(\omega)$  は、それぞれ、2 dB、4 dB ずつ、またに位相特性  $\varphi_1(\omega)$ 、 $\varphi_2(\omega)$  については、それぞれ、2 deg、4 deg

ずつシフトして表示した。更に、推定値と想定値も、振幅特性で 0.5 dB, 位相特性で 0.5 deg, それぞれずらして表示してある。振幅特性, 位相特性, いずれの場合も, 4回のイタレーションでは推定誤差が無視できないが, イタレーションを 10 回行えば誤差は殆ど見られない。初期状態から LTI フィルタの推定を行った場合, 収束には 600 シンボルの平均時間と 10 回のイタレーションが必要であるため,  $20 \mu\text{s} \times 600 \text{シンボル} \times 10 \text{回}$ , すなわち 120 ms の時間が必要である。しかしながら, LTI フィルタのパラメータ変動は数秒, あるいは数十秒に一度程度であるため, この推定速度で十分であると考えられる。またその更新は前回の値からの差分だけでよいので, 1 回のイタレーション時間, すなわち 1.2 ms で十分であると考えられ, LTI フィルタの推定に関わる信号処理の負荷は大きくないと考えられる。

図 4-21 から, LTI フィルタの伝達関数, あるいはインパルスレスポンスを比較的容易に高精度で推定できることが分かる。この推定結果は, 後に述べる非線形歪補償後のスペクトラムの評価と合わせて行う。

表 4 シミュレーションの概要

シミュレーション項目	評価尺度	パラメータ	パラメータの数値	備考
LTI インパルスレスポンスの推定	(収束)	イタレーションの回数	4 回, 10 回	
非線形歪補償	メモリス DPD との比較 (ACLR)	バックオフ	8 dB	
	ACLR	バックオフ	8, 10, 12 dB	
	AM/AM AM/PM	DPD の次数	3 次, 5 次, 7 次, 9 次	
電力効率	BO vs ACLR BO vs 電力効率	DPD の次数	3 次, 5 次, 7 次, 9 次	
$A_k$ の変動に対する追従性能	固定係数 DPD との比較 (ACLR)	バックオフ	8 dB	
	ACLR	$A_k$ の変動率	5%, 10%, 20%	BO=8 dB
	ACLR	$A_k$ 変動周波数	0.2, 2, 4, 8 kHz	BO=8 dB

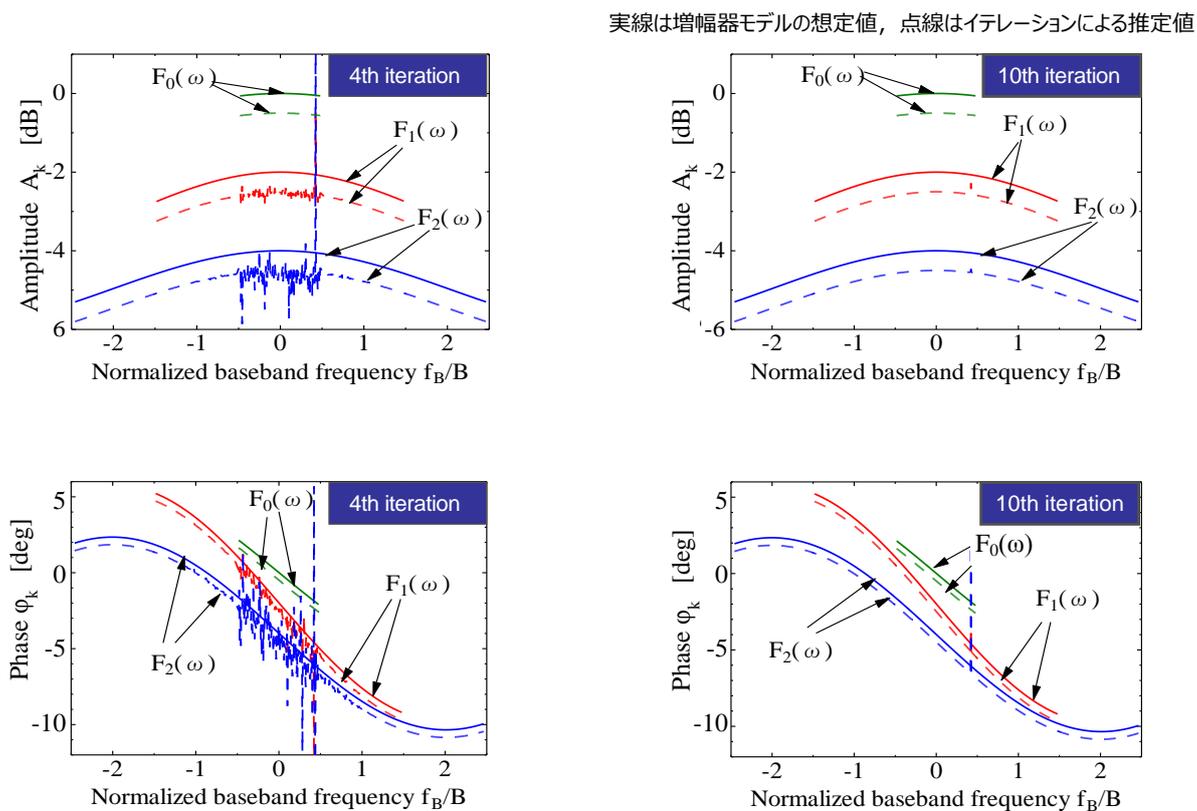


図 4-21 LTI の推定結果

#### 4.7.2 ACLR (Adjacent Leakage Power Ratio)

線形性と電力効率を同時に満足するために、できるだけ飽和出力レベルに近い領域で動作させることで電力効率の向上を図りつつ、それによって発生する非線形歪を SU-DPD により補償する。ここではバックオフ、および DPD の次数をパラメータとして、SU-DPD 方式で非線形歪がどの程度改善できるかをシミュレーションにより評価した。尚、評価尺度としては線形性を端的に表す ACLR を用いた。

まず、メモリ効果を有する非線形歪に対して SU-DPD が補償能力を備えていることを示す。図 4-22 では、バックオフを 8 dB で増幅器を動作させた場合、従来のメモリレス DPD を用いて非線形歪補償を行った場合と、SU-DPD で歪補償を行った場合の出力スペクトラムを比較する。メモリレス DPD でも 37 dB の ACLR を 52 dB まで改善できるものの、SU-DPD は更に 63 dB まで ACLR を改善している。つまり、SU-DPD により、メモリレス DPD では除去できない非線形歪を更に 11 dB 改善して

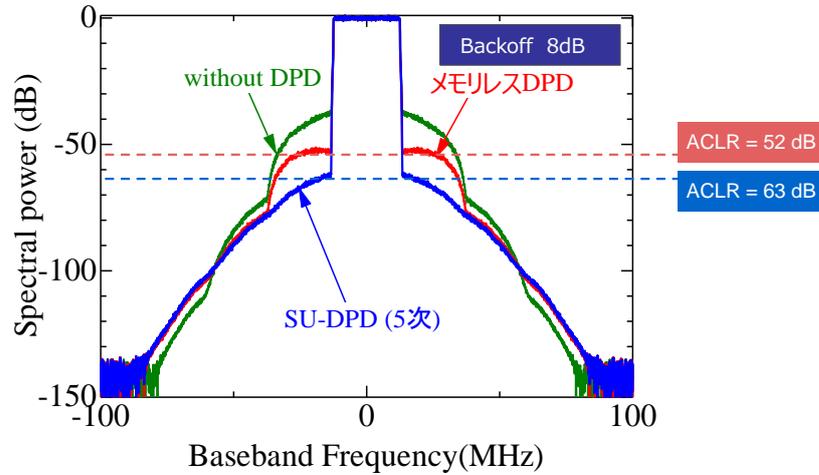


図 4-22 メモリス DPD と SU-DPD の非線形歪補償能力の比較

いることが分かる。これにより、SU-DPD がメモリ効果を含む非線形歪を補償できることが確認できた。

次に、3通りのバックオフ（8, 10, 12 dB）で増幅器を動作させたときのSU-DPDによる非線形歪の改善効果をシミュレーションにより評価した。このとき、パラメータとしてDPDの次数を3次、5次、7次、9次と変えてシミュレーションを行った。SU-DPDを適用しない場合、ならびに各DPD次数に対応するSU-DPDを適用した場合の増幅器の出力スペクトラムを図4-23に示す。SU-DPD無しの場合、バックオフを8 dBから12 dBに増加するにつれて、ACLRが良くなるが、ACLRの規格値である50 dBは満足できない。一方、バックオフが8 dBでも、3次のSU-DPDを適用すればACLRは56 dBまで改善できる。これにより、SU-DPDでACLRを大きく改善でき、バックオフを低減できることが確認できた。バックオフが12 dBのときは、5次、7次、9次のSU-DPDでACLRの改善効果に大きな差は現れない。これは5次のDPDでも既にACLRが87 dBまで改善されているため、それ以上の次数のDPDを適用しても非線形歪補償能力が飽和しているためであると考えられる。また、図4-5で示したように、そもそも次数が7次以上の非線形歪の信号電力は112 dB以下であり、このためは、7次以上のDPDを適用しても、その効果は極めて限定的であると考えられる。実際の電力増幅器では、送信するOFDM信号のPAPRを考慮し、8 dB程度のバックオフで動作させている。この場合、ピーク電力が増幅器の1 dB compression levelを超える確率は $10^{-5}$ である。この場合でも、SU-DPDを適用すれば、3GPPのACLR規格を満足できることが確認できた。

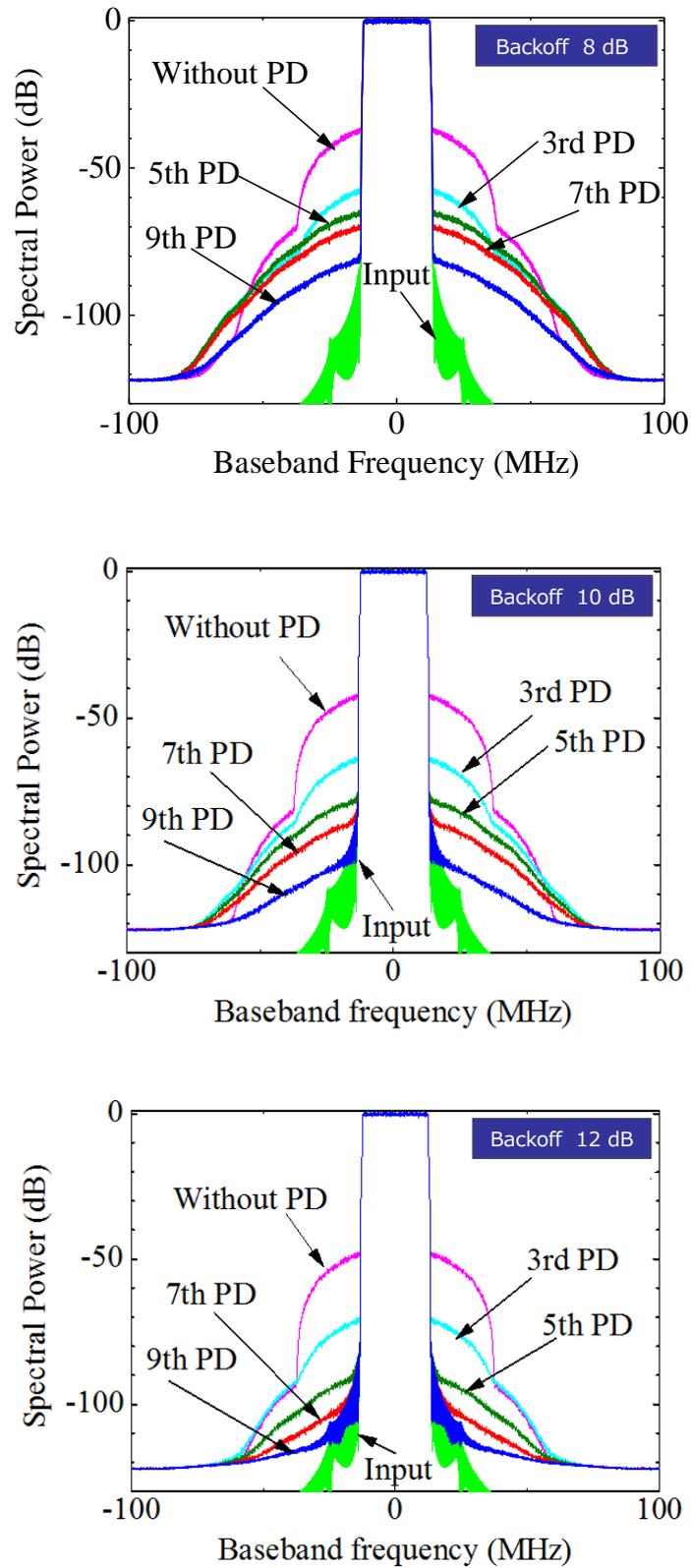


図 4-23 SU-DPD による非線形歪補償効果 (B.O. = 8dB, 10dB, 12dB)

図 4-24 に、メモリ多項式モデルを用いた DPD の代表的な関連研究 [47] [60] [63] [65] [83] とともに SU-DPD の複雑度と性能指数をマッピングした。無線方式は文献 [60] では LTE, それ以外では WCDMA である。同時に対象とする無線方式の帯域幅を記載した。また、図 3-13 と同様に、複雑度は係数の個数、また、性能指数は式(28) で定義したように、帯域幅と ACLR 改善量の積である。尚、Volterra モデルは複雑度が高いため、ここでの比較から除外した。使用した増幅器モジュールの回路構成がそれぞれ異なるため一概に比較はできないが、いずれの場合でも ACLR の改善量は 20 ~30 dB, また係数の個数は 9~57 である。

SU-DPD では、非線形項の最大次数が 3 次 (係数の個数が 24 個) の場合を SU-DPD (3rd) として、また 5 次 (係数の個数が 36 個) の場合を SU-DPD (5th) として 2 種類をプロットした。また、SU-DPD では数秒以上の周期で間欠的に推定を行えばよい係数に関してはその処理量が大きく緩和できることから、図 3-13 と同様に LTI フィルタに関わる係数の個수에 1/10 を乗じて記載した。従って、3 次では  $2 + 22x(1/10) = 4.2$  個, 5 次の場合には  $3 + 33x(1/10) = 6.3$  個となる。SU-DPD はメモリ多項式モデルをベースとしているため、性能指数はここで比較した他の DPD と同等であるが (ただし、帯域幅が 40MHz の文献 [65] を除く。), 係数を 2 種類に分離したことによりリアルタイムで推定すべき係数の個数を大きく削減でき、その結果、係数の等価的な個数を大幅に削減できる。

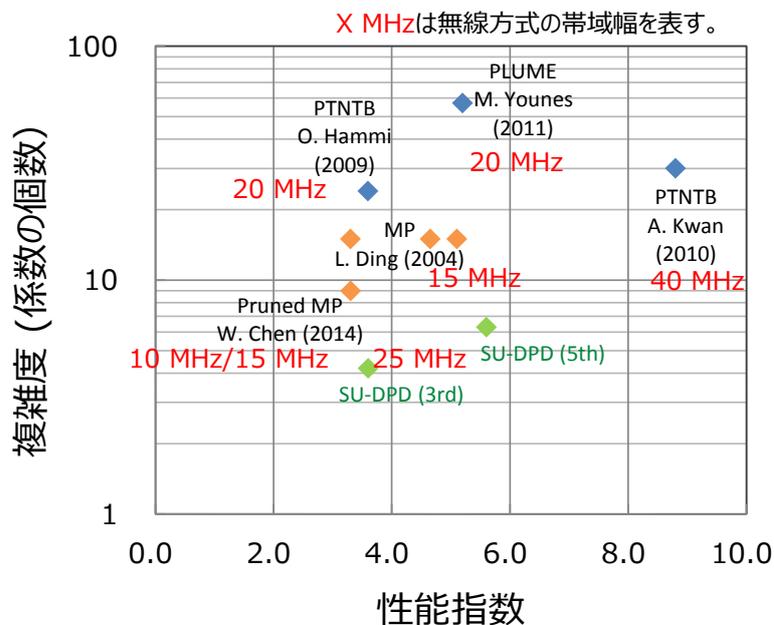


図 4-24 SU-DPD の位置づけ

### 4.7.3 電力効率

4.7.2 に述べた SU-DPD による ACLR の改善効果により、電力効率がどの程度改善できるかを考察する。図 4-25 に、SU-DPD 無しの場合と適用した場合のバックオフに対する ACLR の値を示す。同時に、バックオフに対する増幅器の電力効率を示す。増幅器の電力効率は、実際の増幅器のドレイン効率を参考にし仮想的な値を用いた。

基地局増幅器出力スペクトラムの ACLR の規格は 3GPP により規定されており、その値は 50 dB である。この増幅器に SU-DPD を適用しない場合、50 dB の ACLR 規格を満足するには 12.5 dB のバックオフが必要である。一方、3 次の SU-DPD を適用すれば、バックオフが 8 dB のときの ACLR を 38 dB から 56 dB に改善でき、規格を満足できる。すなわち、バックオフを 4.5 dB だけ低減できることになる。バックオフが 12.5 dB のときと 8 dB のときの増幅器の電力効率を比較すると、前者では約 9%、後者では約 21% であり、バックオフが 8 dB のときには電力効率を 12 ポイント改善できることが分かる。更に、5 次の SU-DPD を適用すれば、バックオフを 6.5 dB まで改善でき、更に効率を 26% まで改善できる。以上述べたように、SU-DPD により非線形歪を補正することで ACLR が改善できるため、この結果、バックオフを低減することが可能になる。この結果、増幅器の電力効率を向上することができ、基地局電力増幅器の低消費電力化に貢献することができる。今回は仮想的な電力増幅器のドレイン効率を想定して電力効率の改善量を推定したが、PAPR 低減技術や高効率電力増幅モジュールを想定すればバックオフを更に下げることが可能になり、電力増幅器全体では更なる高効率化が期待できる。

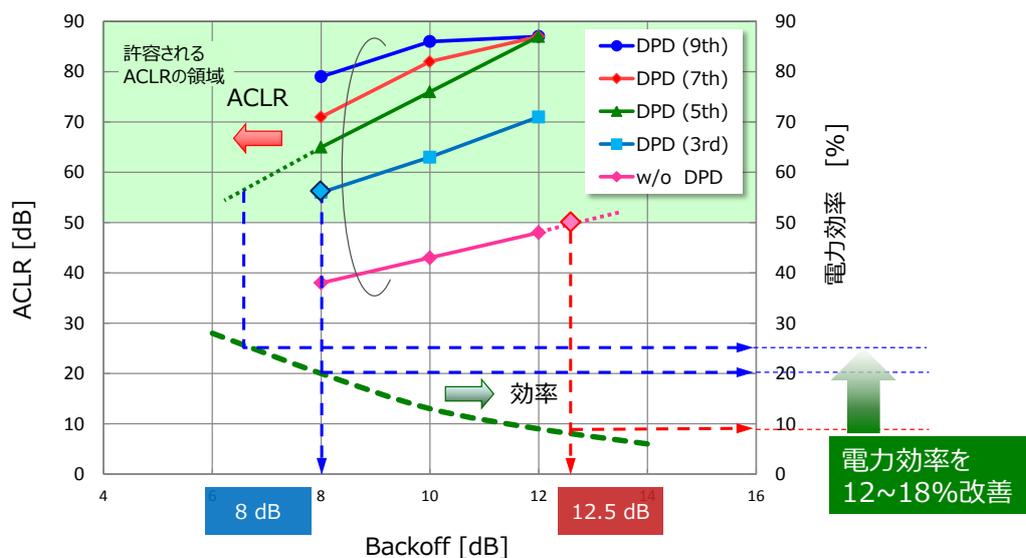


図 4-25 電力効率の改善

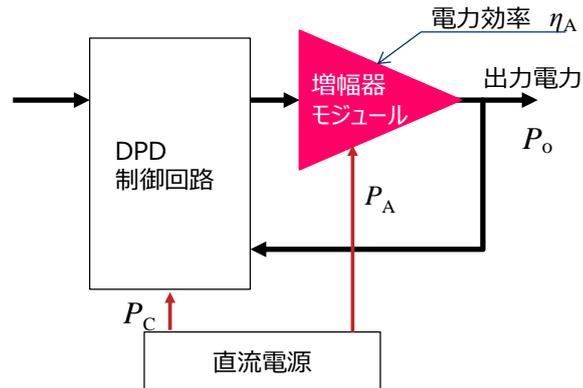


図 4-26 電力増幅器の全体構成

SU-DPD により増幅器のドレイン効率が改善できることを示したが、SU-DPD を動作させるための制御回路で消費される電力も無視できない。このため、ここでは DPD 制御回路の消費電力も含めた電力増幅器全体での電力効率を検討する。DPD 制御回路を含む電力増幅器全体の構成を図 4-26 に示す。ここで  $P_o$  は増幅器の出力電力、 $P_A$  は直流電源から増幅器モジュールに供給される電力、 $P_C$  は DPD 制御回路で消費される電力を表す。 $\eta_A$  を増幅器モジュールのドレイン効率、 $\eta_T$  を電力増幅器全体の総合電力効率とすると、 $\eta_T$  は式(70)で表される。総合電力効率  $\eta_T$  は、増幅器モジュールのドレイン効率  $\eta_A$  のみならず、増幅器の出力電力  $P_o$  と DPD 制御回路の消費電力  $P_C$  の比により決定される。換言すれば、DPD による増幅器モジュールの消費電力の節減量と、DPD 制御回路自体の消費電力との大小関係で全体の効率が決まる。

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_A + P_C} = \frac{1}{\frac{1}{\eta_A} + \left(\frac{P_C}{P_o}\right)} \quad (70)$$

$P_C/P_o$  をパラメータにして、増幅器モジュールの電力効率と増幅器の総合効率の関係を図 4-27 に示す。これより、DPD 制御回路で消費される電力  $P_C$  が増幅器の出力電力  $P_o$  に対して相対的に小さい場合には増幅器モジュールの電力効率の改善が全体の効率改善に大きく寄与するが、逆に  $P_C$  が  $P_o$  に対して相対的に大きい場合には、 $P_C$  が全体を律速してしまい増幅器モジュールの電力効率を改善しても全体の電力効率は一定値以上に改善できず、DPD の効果は極めて限定的なものになる。

次に図 4-25 に示したドレイン効率の改善量を評価する。このケースでは増幅器モジュールのドレイン効率が 9% から 12 ポイント改善され 21% になっている。このとき、

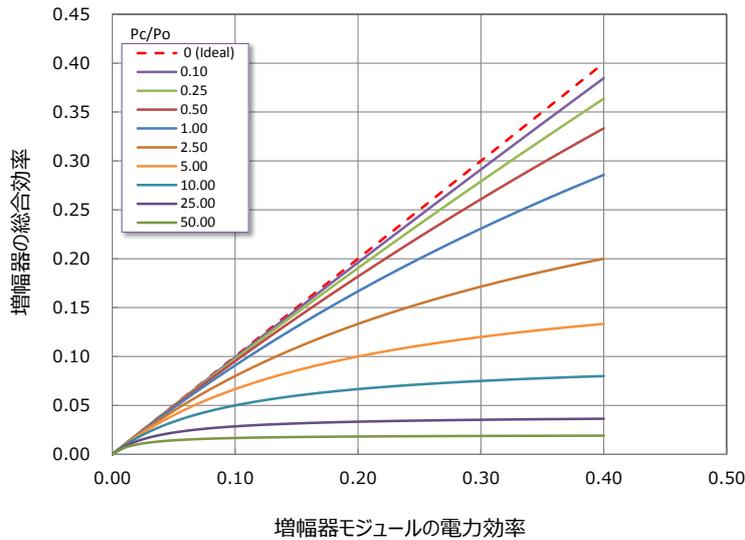


図 4-27 電力増幅器の総合効率

$P_o$  をパラメータとして、 $P_c$  と総合効率の改善量の関係を図 4-28 に、また増幅器全体の消費電力の低減量の関係を図 4-29 に示す。ここで、 $\eta_{A1}$ (=9%)は SU-DPD 適用前のドレイン効率、 $\eta_{A2}$ (=21%)は適用後のドレイン効率である。図 4-28 から、増幅器の送信電力  $P_o$  が相対的に低い場合には、 $P_c$  の増加とともに総合効率は急速に減少する。特に、500mW 以下の送信電力では、DPD のよる増幅器モジュールの消費電力の低減効果より制御部の消費電力が上回り、その結果、総合効率は寧ろ劣化する。

次に、DPD 制御回路の具体的な消費電力を想定して、SU-DPD の効果を検証する。DPD 制御回路の消費電力のうち、送信信号の 5 倍から 7 倍の帯域に広がる非線形歪を抽出するために不可欠な高速 A/D 変換器、ならびに DPD のアルゴリズムを実行する DSP の消費電力が支配的であると考えられるため、この二つの回路要素の消費電力を DPD 制御回路の消費電力と仮定した。具体的な値としては、TI 社製の 16 ビット固定小数点 DSP である MS320C6472 (4000 MMACS, @500 MHz, 2.38W)、ならびに同社の A/D 変換器 ADS54J40 (14bit, 1 GSPS, 2.6W)の消費電力を想定し、 $P_c=5\text{ W}$  とした。ここで、GSPS は Giga Sample per Second、MMACS は Mega Multiply-Accumulates per Second の略である。図 4-28 から、SU-DPD を出力電力  $P_o$  が 40W の電力増幅器に適用した場合、ドレイン効率の改善量(12%)とほぼ同等の総合効率の改善量が得られることが分かる。また、図 4-29 から、全体で約 250W の低消費電力化が可能であることが分かる。更に、 $P_c$  が 5W 程度であれば出力電力が 1W 以上の基地局増幅器で総合効率に改善効果が期待できる。一方、送信電力が数 100mW の Pico Cell

や femto cell 用の基地局増幅器では総合効率は改善しない。ただし、A/D 変換器や DSP の消費電力が大きく低減できれば、低出力の基地局増幅器への適用も期待できる。

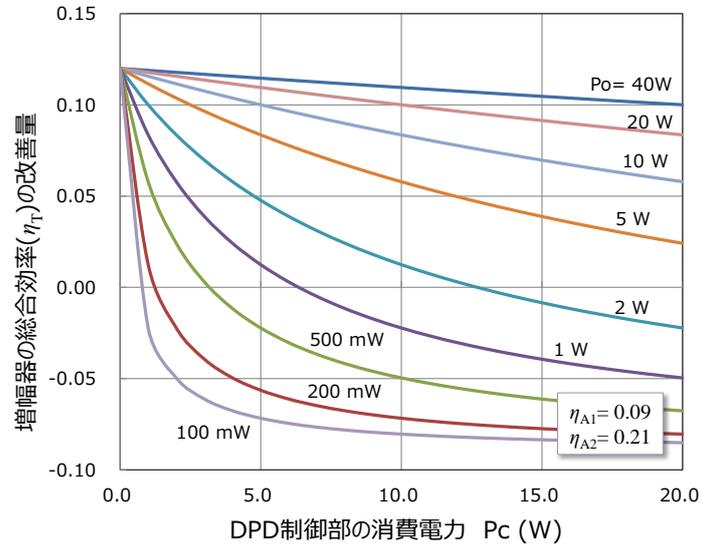


図 4-28 DPD 制御回路の消費電力( $P_C$ )と電力増幅器の総合効率( $\eta_T$ )

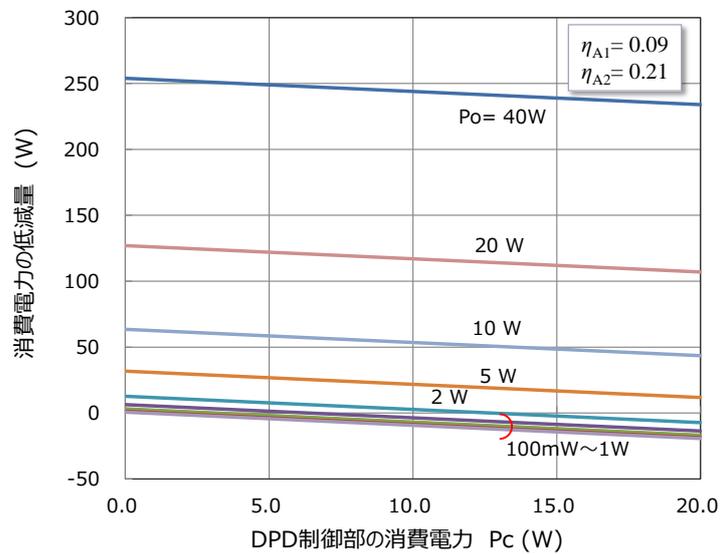


図 4-29 DPD 制御回路の消費電力( $P_C$ )と電力増幅器全体の消費電力の低減量

## 4.7.4 利得特性と位相特性

SU-DPD方式の有効性を確認するために、シミュレーションを実行する過程で増幅器の出力信号の瞬時値をプロットした。図4-30、ならびに図4-31に、SU-DPDを適用しない場合と適用した場合のAM-AM変換特性、ならびにAM-PM変換特性を示す。これは増幅器のダイナミックな振る舞いを直観的に示す特性であり、SU-DPDの非線形歪補償能力を視覚的に示している。図4-30から、SU-DPDを適用しない場合には出力が飽和レベルに近づくにつれて利得が急速に低下するが、3次のSU-DPDを適用することで出力信号の飽和が大きく緩和されることが分かる。位相特性(図4-31)については、3次のSU-DPDでは補償が不十分であるものの、5次のSU-DPDでは位相回転が改善されていることが分かる。いずれの特性も、SU-DPDの次数が5次になると飽和レベルに近い領域で(図の右端)過補償になる傾向が見られるが、次数を更に高くすることで、過補償の特性も改善されていることが分かる。

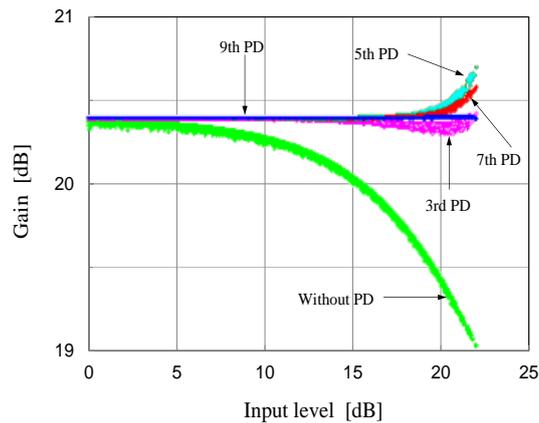


図 4-30 AM-AM 変換特性

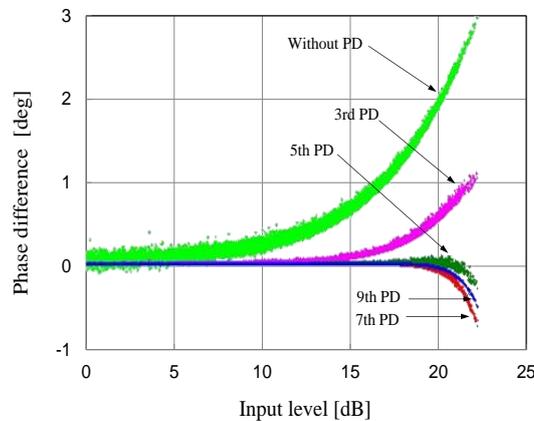


図 4-31 AM-PM 変換特性

#### 4.7.5 時間変動に対する追従特性

増幅器を構成する半導体デバイスのジャンクション温度の変化などにより、非線形係数  $A_k$  は時間とともに変化すると考えられる。表 2 で示したように、この変動速度は LTI フィルタの変動よりはるかに速いものと考えられる。ここでは、非線形係数  $A_k$  に式(71)で与えられる正弦波状の変動を仮定し、その変動率と変動周波数に対する SU-DPD 方式の追従性を検討した。

$$\tilde{A}_k = A_k [1 + p \cdot \sin(2\pi f_v t + \phi_k)] \quad (k = 0, 1, 2) \quad (71)$$

ここで、 $\tilde{A}_k$  は変動する非線形係数  $A_k$  を表し、また、 $p$  は相対的な変動の振幅 (変動率) を、また、 $f_v$  は変動周波数を表す。 $p$ 、および  $f_v$  については全ての非線形次数について同一の値とした。非線形係数の次数ごとの変動に変化を与えるため、式(71)では次数ごとに異なる位相  $\phi_k$  を仮定した。ここで  $\phi_k$  の値は、 $[0, \pi]$  からランダムに選んで決定した。ここで新たなパラメータとして  $K_p$  を導入する。OFDM のサブキャリア周期を  $T$  (ここでは  $1/15 \text{ kHz} = 66.7 \mu\text{s}$ ) とするとき、 $K_p$  は FFT の基本周期  $T_p$  と式(72)の関係になるように選ばれ、ここでは、4, 8, 16, 32 とした。

$$T_p = \frac{T}{K_p} \quad (72)$$

すなわち、SU-DPD を動作させる時の更新周期が、サブキャリア周期の 25%, 12.5%, 6.25%, および 3.125% に相当する。

非線形係数の変動が 20% ( $p = 0.2$ )、変動速度が 200 Hz、 $K_p = 4$  の場合の SU-DPD の追従性能を図 4-32 に示す。ここでは  $K_p$  を 4 としたので、非線形係数の更新はサブキャリア周期の 25%、すなわち 60 kHz (=15 kHz×4) の速度で行われており、これは 200 Hz の変動周期に対して 300 回の更新が行われていることに相当する。①非線形係数の変動が無い場合のスペクトラム、②変動に対して追従能力のない DPD (『PA: varying  $A_k$  PD: fixed  $A_k$ 』と表記) を適用した場合のスペクトラム、③SU-DPD (PA: varying  $A_k$  PD: estimated  $A_k$  と表記) を適用した場合のスペクトラムを、それぞれ、ピンク色、青色、緑色で示した。①と②を比較すると、20% の非線形係数の変動によって ACLR は 21 dB 劣化することが分かる。また、②と③を比較すれば、固定係数の DPD では ACLR の改善が限定的であるものの、SU-DPD を適用することにより変動に対して追従し ACLR を更に 14 dB 改善できることが分かる。ここに述べる個々の場合について、ACLR の改善効果を表 5 に示す。

表 5 変動する非線形係数に対する SU-DPD の追従性能

PA		Fixed $A_k$	Varying $A_k$
PD	Without PD	-36 dB	-
	Fixed $A_k$	-68 dB	-47 dB
	Estimated $A_k$	-	-61 dB

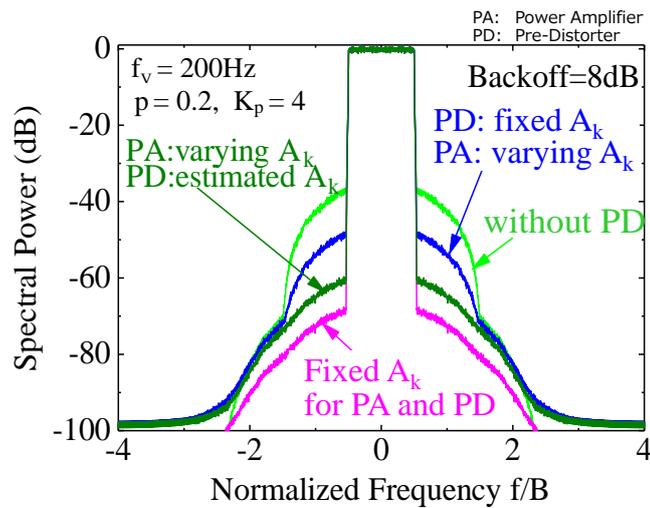


図 4-32 非線形係数の変動に対する SU-DPD の追従性

次に、非線形係数の変動率に対する SU-DPD の追従性能を図 4-33 に示す。ここでは変動率を 5%, 10%, 20%と変えてスペクトラムを計算した。5%程度の変動では SU-DPD の優位性はあまり認められないが、変動率が大きくなるほど、固定係数の DPD と SU-DPD の差は広がる。ここに述べた個々の場合について、ACLR の改善効果を表 6 に示す。

表 6 変動率に対する ACLR の改善性能

p		0.05	0.1	0.2
DPD	Fixed $A_k$	-57 dB	-54 dB	-47 dB
	Estimated $A_k$	-65 dB	-64 dB	-61 dB

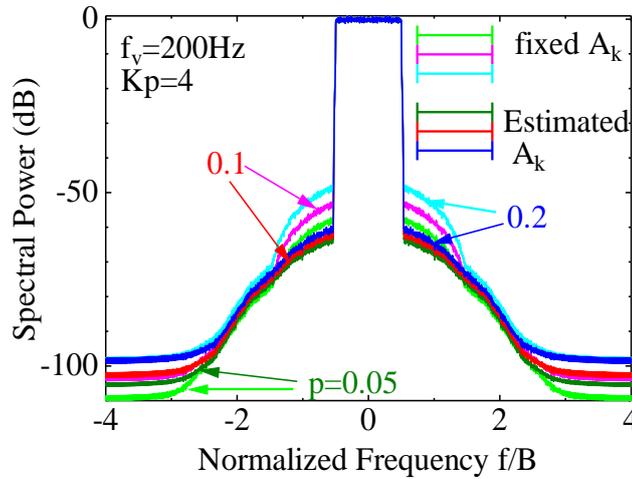


図 4-33 非線形係数の変動率に対する追従性能

次に、非線形係数の変動速度に対する SU-DPD の追従性能を図 4-34 に示す。ここでは 200 Hz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz の変動速度についてスペクトラムを計算した。変動率は 20% ( $p = 0.2$ ) で、 $Kp = 4$  とした。前述したように、これらの場合の非線形係数の更新は 200 Hz の変動周期に対して、それぞれ、300 回、30 回、15 回、7.5 回が行われていることに相当する。8 kHz の変動では ACLR が 43 dB しか得られないものの、4 kHz では 54 dB の ACLR が得られ ACLR 規格である 50 dB を満足できる。ここに述べた個々の場合について、ACLR の改善効果を表 7 に示す。

LTE の無線フレーム構成を図 4-35 に示す。SU-DPD を適用する無線インターフェースとして LTE, あるいは LTE-Advanced を想定すると、送信電力や変調方式などの送信フォーマットが更新される周期（無線サブフレーム）は 1 ms であるため、追従可能な変動周波数が 4 kHz であることから、SU-DPD の追従性能は、実用上、十分であると考えられる。

表 7 変動周波数に対する ACLR の改善性能

$f_v$ [ Hz ]	200	2k	4k	8k
PD with Estimated $A_k$	-61 dB	-60 dB	-54 dB	-43 dB

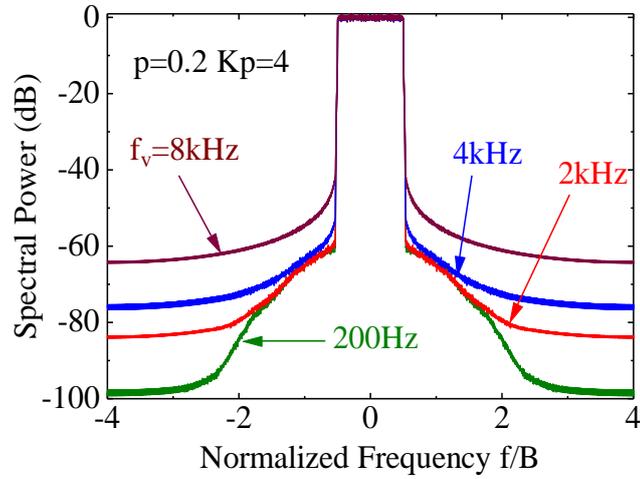


図 4-34 非線形係数の変動速度に対する追従性能

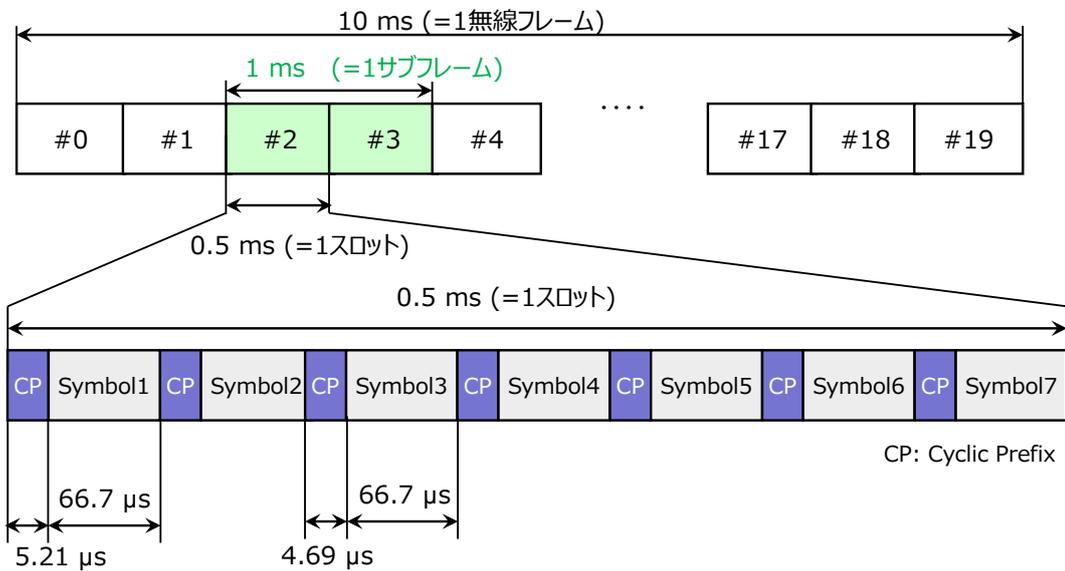


図 4-35 4G ワイヤレスシステム(LTE)の無線フレーム構成

## 4.8 むすび

4章では、分離型メモリ多項式モデルに現れる二種類の係数の変動速度が大きく異なることに着目し、これらを独立に推定・更新するアルゴリズムを示した。更に推定された係数を用いて非線形歪の逆特性を生成し、電力増幅器の非線形歪を効率的に補償する分離更新型プリディストーション方式(SU-DPD : Separate Updating Digital Pre-Distortion)を提案し、シミュレーションにより非線形歪補償効果、ならびに ACLR の改善特性を明らかにした。具体的な成果を以下にまとめる。

- (1) メモリ効果を有する広帯域電力増幅器に関し、メモリレスな非線形係数、ならびにメモリ効果の原因となる LTI インパルスレスポンスの変動速度が大きく異なることに着目し、これらを推定する方法を考案し、非線形歪を補償する分離更新型プリディストーション (SU-DPD)方式を考案した。
- (2) SU-DPD 方式により出力スペクトラムの ACLR を、3次の DPD で 18~23 dB, 5次の DPD で 27~39 dB 改善できることをシミュレーションにより明らかにした。
- (3) DPD を適用しない場合には ACLR を満足するには 12.5 dB のバックオフが必要であったのに対して、3次の DPD を適用する場合には、バックオフを 4.5 dB 低減し、この結果バックオフが 8 dB でも ACLR 規格を満足することができ、これにともない電力効率 12%改善できることを明らかにした。5次の DPD を適用した場合には更に ACLR が改善できるため、必要なバックオフは 6.5 dB となり、18%の電力効率の改善が期待できる。
- (4) メモリレスな非線形係数に変動を与えた場合の SU-DPD 方式の収束性能と ACLR 特性をシミュレーションで求めた。その結果、4 kHz で変動する非線形係数に追従し、ACLR の規格を満足できることを示した。SU-DPD を適用する無線インターフェースとして LTE, あるいは LTE-Advanced を想定すると、送信電力や変調方式などの送信フォーマットが更新される周期(無線サブフレーム)は 1 ms であるため(図 4-35), 追従可能な変動周波数が 4 kHz であることから、SU-DPD の追従性能は、実用上、十分であると考えられる。

以上に述べたシミュレーション結果により、メモリ効果を有する広帯域電力増幅器に SU-DPD を適用すれば、メモリ効果を含め非線形歪系を効率的に補償でき、電力増幅器の電力効率を大きく改善できることが期待できる。

3.3 節で示したようにメモリ多項式モデルは PTNTB (Parallel Twin Nonlinear Two-Box)モデルの特別なケースである。従ってメモリ多項式モデルを修正した分離型メモリ多項式モデルも PTNTB に含まれると考えられる。PTNTB では、メモリレス LUT で強い非線形を補正し、残りのメモリ効果を MP で補正することで係数の個数を削減している。本論文で提案する分離型メモリ多項式モデルは、係数をメモリレスな非線形とメモリ効果に分割する点では TNTB の考え方と共通である。しかしながら、TNTB では係数の個数削減にのみ注力され個々の係数の時間変動は考慮されていないのに対して、本論文で提案する分離型メモリ多項式モデル、ならびにそれに基づく SU-DPD 方式では、電力増幅器のモデルを構成する係数を、数 ms で変動する非線形係数と、準静的な変動が想定される LTI フィルタのレスポンスに関わる係数の 2 種類に分割することで、DPD アルゴリズムにおける係数の更新と制御の効率化が可能になると考えられる。

## 第5章 パラレル・ウィーナ型モデルへの適用

### 5.1 はじめに

第4章では、SU-DPD方式により、メモリ効果を有する広帯域電力増幅器の非線形歪が効率的に補償でき、この結果、ACLRが改善できることを示した。また、これにより増幅器のバックオフを低減し、電力効率が大きく改善できることを示した。しかしこの方法はメモリ多項式(MP)モデルを想定したものであり、他のモデルへの適用可能性は不明である。MPモデルはPAのメモリ効果を記述するものとして広く用いられており[47][55][57][58]、これに特化した簡易な構成のDPDが提案されている[59][60]。従って、MPモデルと他のモデルの等価性を示し、MPモデルに対応したDPD方式の適用範囲を拡張できれば、装置の簡単化のみならずPAの高効率化の観点から有意義であると考えられる。

第5章では、MPモデル以外のビヘイビアル・モデルとしてパラレル・ウィーナ型(PRW: Parallel Wiener)モデルを想定し、SU-DPD方式の適用範囲の拡張性を検討する。PRWモデルは、非線形部とLTIフィルタ部の順序がMPモデルと逆になっているため、PRWモデルを等価なMPモデルに変換できれば、SU-DPD方式を別のモデルに適用する可能性を示唆することができる。

第5章では、

- (1) 入力信号はOFDM信号であり、サブキャリア数は100以上であること
- (2) メモリ効果の遅延時間長はシンボル長の数%程度以下であること

の二つの条件を満足できれば、MPモデルとPRWモデルが、実用上、等価と見なせることを示す。更に、シミュレーションにより上記の妥当性を確認する。

まず、双方のモデルの時間波形で非線形歪の同じ次数の成分を比較し、その差のrms値を評価し、誤差がシンボル周期の始まりの部分以外では十分小さくなることを示す。更に、このrms値をシンボル周期で平均すると-30 dB以下となることを示す。次に、等価MPモデルの非線形の逆特性をDPD用補償信号としてPRWモデルの電力増幅器に適用し、MPモデルに適用した場合とほぼ同じ隣接チャネル漏洩電力比(ACLR)の改善効果が得られることを示す。これにより、MPモデル用に設計したDPDは条件付きでPRWモデルにも適用できることを示す。

## 5.2 分離型メモリ多項式モデルとパラレル・ウィーナ型モデルの等価性

### 5.2.1 PRW モデルと MP モデルの次数ごとの比較

ここでは、広帯域電力増幅器のビヘイビアル・モデルとして、分離型メモリ多項式モデル(以下、MP モデル)とパラレル・ウィーナ型モデル(以下、PRW モデル)を取り上げ、各々の入出力の関係式で次数ごとの比較を行う。まず、式(21)で与えられる分離型メモリ多項式モデル入出力の関係を再掲する。すなわち、MP モデルの PA の出力  $y_1(n)$  は入力  $x(n)$  に対して、

$$y_1(n) = \sum_{k=0}^K A_{2k+1} \sum_{p=0}^P g_k(p) |x(n-p)|^{2k} x(n-p) \quad (73)$$

で与えられる。式(73)では、非線形係数  $A_k$  の suffix, LTI フィルタのインパルスレスポンス, ならびに LTI フィルタのメモリの深さを表す記号が式(21)とは異なっているが、本質的には同じ式である。MP モデルの構成を図 5-1 に示す。

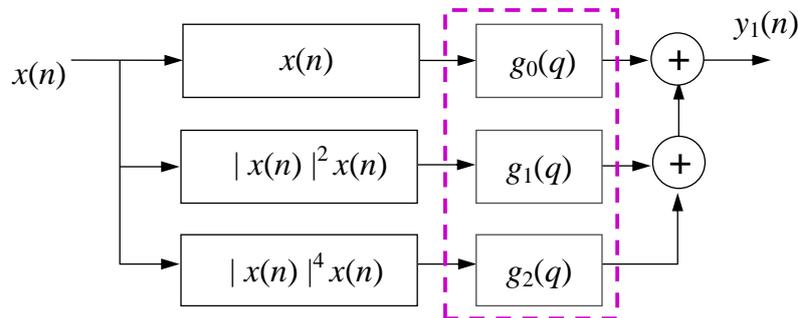


図 5-1 分離型メモリ多項式モデルの構成

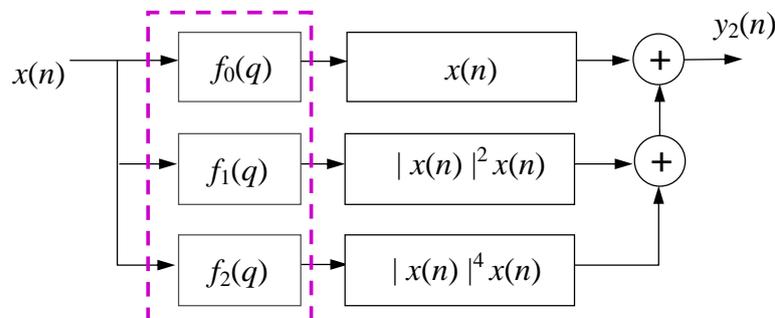


図 5-2 パラレル・ウィーナ型モデルの構成

PRW モデルの構成を図 5-2 に示す。PRW モデルの出力  $y_2(n)$  は、

$$y_2(n) = \sum_{k=0}^K A_{2k+1} |x_k(n)|^{2k} x_k(n) \quad (74)$$

と表される。ただし、 $x_k(n)$  は LTI 回路の出力で、

$$x_k(n) = \sum_{p=0}^P f_k(p) x(n-p) \quad (75)$$

である。また、 $f_k(p)$  は  $2k+1$  次の非線形に対する LTI 回路のインパルス応答である。式(74)の  $y_2(n)$  は Volterra 級数の非対角要素を含むので、式(73)で示される  $y_1(n)$  とは明らかに異なる。

次に、図 5-2 の LTI 回路が入力 OFDM 信号の個々のサブキャリア成分にどのように応答するかを考える。OFDM 変調された入力信号  $x(n)$  は、サブキャリア数を  $M$  とすると、

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(j\omega_m n) \quad (76)$$

で与えられる。ただし、

$$c_m = a_m + jb_m \quad (77)$$

であり、 $a_m$ 、 $b_m$  は  $m$  番目のサブキャリアの I-チャネル、および Q-チャネルのデータを表す。これらは、シンボル周期  $T$  の間一定の値を持つ。また、 $\omega_m$  は角周波数にサンプリング間隔  $\Delta t$  を掛けたものであり、

$$\omega_m = \frac{2\pi \Delta t}{T} \left[ m - \frac{M-1}{2} \right] \quad (78)$$

定義される。図 5-3 に示すように、 $M$  個のベースバンド・サブキャリアは  $M/T$  の帯域幅の中に原点を中心に対称に配置されているとした。シンボル周期  $T$  に  $N$  個のサンプリングを行うとするとサンプリング周波数は  $1/\Delta t = T/N$  であり、オーバーサンプリング・レート  $R$  は  $(N/T)/(M/T)$  で与えられるから、 $R = N/M$  である。ここで、

$$P \ll N \quad (79)$$

$$P \leq n \leq N-1 \quad (80)$$

であれば、LTI 回路は入力信号の各サブキャリア成分に対して定常応答を与える。つまり、式(76)の個々のサブキャリア成分  $\exp(j\omega_m n)$  に対して、LTI 回路は定常応答として伝達関数  $F_k(\omega_m)$  を与えられとされる(付録 A1 参照)。これを考慮すれば、式(75)は、

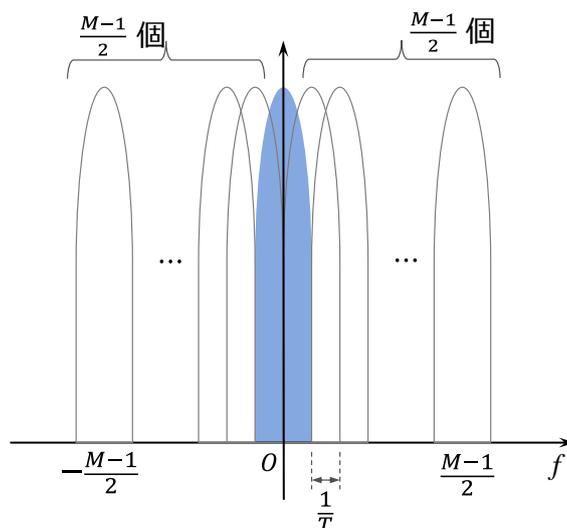


図 5-3 OFDM 信号 (サブキャリア数 = M, 間隔 = 1/T)

$$x_k(n) = \sum_{m=0}^{M-1} F_k(\omega_m) c_m \exp(j\omega_m n) \quad (81)$$

となる。式は、不等式(80)を満足する  $n$  に対して、LTI 回路がデータ  $c_m$  に荷重  $F_k(\omega_m)$  を与えるだけであり、その荷重は不等式(80)の範囲で一定である。式(81)を  $2k+1$  乗すれば帯域は  $(2k+1)$  倍となるが、個々の周波数成分に対する振幅は式(80)の範囲で一定となる。これと等価になるためには、MP モデルの LTI 回路の伝達関数  $G_k(\omega_m)$  は式(81)の荷重  $F_k(\omega_m)$  の  $(2k+1)$  個の積を荷重として与えればよい。従って、不等式(80)の範囲外となるシンボルの端を除いて、等価な MP モデルが存在すると考えられる。5.2.2 で式(80)の範囲内で PRW モデルと等価になる MP モデルのインパルス応答、 $g_k(p)$  を導出する。

### 5.2.2 PRW モデルと等価な MP モデルの導出

本項では PRW モデルと等価と見做せる MP モデルが存在することを示す。まず、出力されるインパルス応答が非線形次数ごとに十分な精度で一致するとき、その MP モデルは PRW モデルと等価であると定義する。このような MP モデルを求めるには、次数ごとに二つのモデルの出力信号の差の 2 乗を最小にすればよく、これは式(82)の  $\varepsilon_k$  が最少となる  $g_k(p)$  が求まればよい。

$$\varepsilon_k = \left\langle \left| \sum_{p=0}^P g_k(p) |x(n-p)|^{2k} x(n-p) - |x_k(n)|^{2k} x_k(n) \right|^2 \right\rangle \quad (82)$$

ここで  $\langle \rangle$  は  $x(n)$  に含まれるデータ  $c_m$  に対する平均である。

更に、 $\varepsilon_k$  を最少とする  $g_k(p)$  の有用性を確認するために、ここで得た等価 MP モデルに対する逆関数を用いて PRW モデルの PA の非線形歪が補償できることをシミュレーションで示す。ここで、一般に  $g_k(p)$  は複素数であるから、

$$g_k(p) = r_k(p) + js_k(p) \quad (83)$$

と表す。式(82)を最小にする条件は、 $r_k, s_k$  に対する  $\varepsilon_k$  の傾斜が 0 となることであるから、

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial r_k(p)} &= \sum_{q=0}^P g_k^*(q) \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x^*(n-q)x(n-p) \rangle \\ &\quad + \sum_{q=0}^P g_k(q) \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\ &\quad - \langle |x(n-p)|^{2k} |x_k(n)|^{2k} [x^*(n-p)x_k(n) + x(n-p)x_k^*(n)] \rangle \\ &= 0 \end{aligned} \quad (84)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial s_k(p)} &= j \sum_{q=0}^P g_k^*(q) \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x^*(n-q)x(n-p) \rangle \\ &\quad - j \sum_{q=0}^P g_k(q) \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\ &\quad - j \langle |x(n-p)|^{2k} |x_k(n)|^{2k} [x(n-p)x_k^*(n) - x^*(n-p)x_k(n)] \rangle \\ &= 0 \end{aligned} \quad (85)$$

である。ここで、式(84)と式(85)× $j$ の和を取ると、

$$\begin{aligned} &\sum_{q=0}^P g_k(q) \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\ &= \langle |x(n-p)|^{2k} |x_k(n)|^{2k} x^*(n-p)x_k(n) \rangle \end{aligned} \quad (86)$$

ここで、平均を計算すれば、式(86)は  $g_k(p)$  に対する連立 1 次方程式となる。サブキャリア数が 100 以上と仮定しているので、ガウス近似が成り立ち、従って、式(86)に含まれる  $x(n-p)$ ,  $x(n-q)$ , 及び  $x_k(n)$  は互いに相関を持つガウス変数とみなせる。これらのガウス変数の分散と相関の導出を付録 A2 に示すが、ここでは、その結果のみを示す。 $x(n-p)$  と  $x(n-q)$  の分散  $\sigma^2$  は同じで、

$$\sigma^2 = \langle |x(n-p)|^2 \rangle = \langle |x(n-q)|^2 \rangle = 2\alpha M \quad (87)$$

である。ただし、 $\alpha$ はサブキャリアの I-チャンネル，ならびに Q-チャンネルのデータの 2乗平均であり，

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ 5 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (88)$$

である。また、 $x_k(n)$ の分散は，

$$\langle |x_k(n)|^2 \rangle = 2 \sum_{m=0}^{M-1} \alpha |F_k(\omega_m)|^2 = \Gamma \sigma^2 \quad (89)$$

で与えられる。ただし、 $\Gamma$ は，

$$\Gamma = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |F_k(\omega_m)|^2 \quad (90)$$

である。また、 $x(n-p)$ と  $x(n-q)$ の相関は，

$$\begin{aligned} \langle x(n-q)x^*(n-p) \rangle &= 2\alpha \sum_{m=0}^{M-1} \exp[j\omega_m(p-q)] \\ &= \sigma^2 \lambda(p-q) \end{aligned} \quad (91)$$

である。ただし、相関係数 $\lambda$ は，

$$\lambda(p-q) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp[j\omega_m(p-q)] \quad (92)$$

で与えられる。サブキャリアが式(78)に示したようにゼロを中心に対称配置であるので、 $\lambda$ は実数である。

$x_k(n)$ と  $x(n-p)$ の相関は付録 A2 に示されているように，

$$\gamma_k(p) = \langle x_k(n)x^*(n-p) \rangle = \sigma^2 \sum_{q=0}^P f_k(q) \lambda(q-p) \quad (93)$$

である。ここで、式(91)の相関を考慮すると、 $x(n-q)$ は  $x(n-p)$ 及び、それと独立なガウス変数の和で表せて，

$$x(n-q) = \lambda(p-q)x(n-p) + u \quad (94)$$

である。ここで、 $u$  は  $x(n-p)$  と独立なガウス変数であり、その分散は、

$$\langle |u|^2 \rangle = \sigma^2 \{1 - [\lambda(s)]^2\} \quad (95)$$

である(付録 A3 参照)。ここで、式(94)を式(86)に用いると、式(86)の左辺の係数は

$$\begin{aligned} & \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\ &= \langle [x(n-p)]^k [x^*(n-p)]^{k+1} [\lambda(n-p)x(n-p) + u]^{k+1} \\ & \quad \cdot [\lambda(n-p)x^*(n-p) + u^*]^k \rangle \\ &= \sum_{\nu=0}^{k+1} \sum_{\mu=0}^k \binom{k+1}{\nu} \binom{k}{\mu} [\lambda(s)]^\nu [\lambda^*(s)]^\mu \\ & \quad \cdot \langle [x(n-p)]^{k+\nu} [x^*(n-p)]^{k+1+\mu} \rangle \langle [u^*]^{k-\mu} [u]^{k+1-\nu} \rangle \end{aligned} \quad (96)$$

となる。ここで、 $x(n-p)$ ,  $u$  は複素数であり、複素ガウス変数  $x$  には次の関係が成り立つ。

$$\langle [x]^\mu [x^*]^\nu \rangle = \begin{cases} (2\mu)!! \sigma_x^{2\mu} & \text{for } \mu = \nu \\ 0 & \text{for } \mu \neq \nu \end{cases} \quad (97)$$

ただし、 $\sigma_x^2$  は複素ガウス変数  $x$  の分散である。式(96)では  $\nu = \mu + 1$  の項のみが値を持ち、式(87)、および式(95)の分散を考慮すれば、

$$\begin{aligned} & \langle |x(n-p)|^{2k} |x(n-q)|^{2k} x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\ &= [2\sigma^2]^{2k+1} \sum_{\mu=0}^k \binom{k+1}{\mu+1} \binom{k}{\mu} (k-\mu)!(k+1+\mu)! \cdot [\lambda(s)]^{2\mu+1} [1-\lambda^2(s)]^{k-\mu} \\ &= (k+1)! [2\sigma^2]^{2k+1} \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} \cdot [\lambda(s)]^{2\mu+1} [1-\lambda^2(s)]^{k-\mu} \end{aligned} \quad (98)$$

となる。従って、式(86)は次のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} & \sum_{q=0}^P g_k(q) B_k(p, q) \\ &= \langle |x(n-p)|^{2k} |x_k(n)|^{2k} x^*(n-p) x_k(n) \rangle \end{aligned} \quad (99)$$

ここで  $B_k(p, q)$  は、

$$B_k(p, q) = (k+1)! [2\sigma^2]^{2k+1} \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} \cdot [\lambda(s)]^{2\mu+1} [1-\lambda^2(s)]^{k-\mu} \quad (100)$$

式(99)の右辺を計算するためには式(93)に示した相関を考慮して、式(94)と同様に、 $x_k(n)$ を  $x(n-p)$ と、それと独立の変数で表す。

$$x_k(n) = \gamma_k(p)x(n-p) + w_k \quad (101)$$

ここで  $w_k$  は  $x(n-p)$  と独立なガウシアンでその分散は、

$$\langle w_k w_k^* \rangle = \sigma^2 [\Gamma - |\gamma_k(p)|^2] \quad (102)$$

と表される。式(101)を式(99)の右辺に用いて式(102)を考慮すれば、結果は左辺の係数と同様の方法で得られ、

$$\sum_{q=0}^p g_k(q) B_k(p, q) = C_k(p) \quad (103)$$

となる。ここで  $C_k(p)$  は次式で与えられる。

$$C_k(p) = (k+1)! [2\sigma^2]^{2k+1} \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} \cdot |\gamma_k(p)|^{2\mu+1} [\Gamma - |\gamma_k(p)|^2]^{k-\mu} \gamma_k(p) \quad (104)$$

式(100)の  $B_k(p, q)$  と式(104)の  $C_k(p)$  は共通因数  $(k+1)! [2\sigma^2]^{2k+1}$  を持つのでこれを除くと、

$$\sum_{q=0}^p B_k(p, q) g_k(q) = C_k(p) \quad (105)$$

が得られる。ここで、 $B_k(p, q)$ 、 $C_k(p)$  は、

$$B_k(p, q) = \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} [\lambda(s)]^{2\mu+1} [1-\lambda^2(s)]^{k-\mu} \quad (106)$$

$$C_k(p) = \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} |\gamma_k(p)|^{2\mu+1} [1-|\gamma_k(p)|^2]^{k-\mu} \gamma_k(p) \quad (107)$$

である。ここで、サブキャリア周波数がゼロに対して対称に与えられていれば、式(92)から  $\lambda$  は実数となる。従って、 $B_k(p, q)$  は実数であり、そして  $g_k(p)$  の実数部分と虚数部

分に分解できて、

$$\sum_{q=0}^P B_k(p, q) r_k(q) = d_k(p) \operatorname{Re}[\gamma_k(p)] \quad (108)$$

$$\sum_{q=0}^P B_k(p, q) s_k(q) = d_k(p) \operatorname{Im}[\gamma_k(p)] \quad (109)$$

と表される。ここで  $d_k(p)$  は、

$$d_k(p) = \sum_{\mu=0}^{k+1} \binom{k}{\mu} \frac{(k+\mu+1)!}{(\mu+1)!} |\gamma_k(p)|^{2\mu} [\Gamma - |\gamma_k(p)|^2]^{k-\mu} \quad (110)$$

である。式(108)、式(109)で与えられる同形の連立 1 次方程式を解けば、PRW モデルに等価な MP モデルの LTI 回路のインパルス応答が得られる。

### 5.3 評価

PRW モデルと等価な MP モデルが存在することが明らかになったので、次にその妥当性を検証するためのシミュレーションを行った。図 5-4 に示したシミュレーションの手順に沿って説明する。

- ① 連立方程式(105)を解き MP モデルのインパルス応答を求め、PRW モデルから MP モデルに変換する。
- ② OFDM 信号を発生させ、MP モデルに対する DPD パラメータ (MP-DPD) を求める。
- ③ 同一の MP-DPD パラメータを MP モデル、ならびに PRW モデルに適用する。
- ④ MP モデルの出力スペクトラム (MP-DPD → MP) を計算する。
- ⑤ PRW モデルの出力スペクトラム (MP-DPD → PRW) を計算する。
- ⑥ 両者のスペクトラムから ACLR の改善効果を評価する。

図 5-4 の④と⑤で得られたスペクトラムで同程度の ACLR の改善効果が得られれば、MP モデルを想定した SU-DPD 非線形歪補償方式を PRW モデルにも適用できることが検証されたことになる。

#### 5.3.1 シミュレーション・モデル

PRW モデルの LTI フィルタとして、4.6.2 項で述べた伝達関数  $F_k(\omega)$  を PRW モデルの LTI 回路に用いた。式(67)で与えた伝達関数を再掲する。

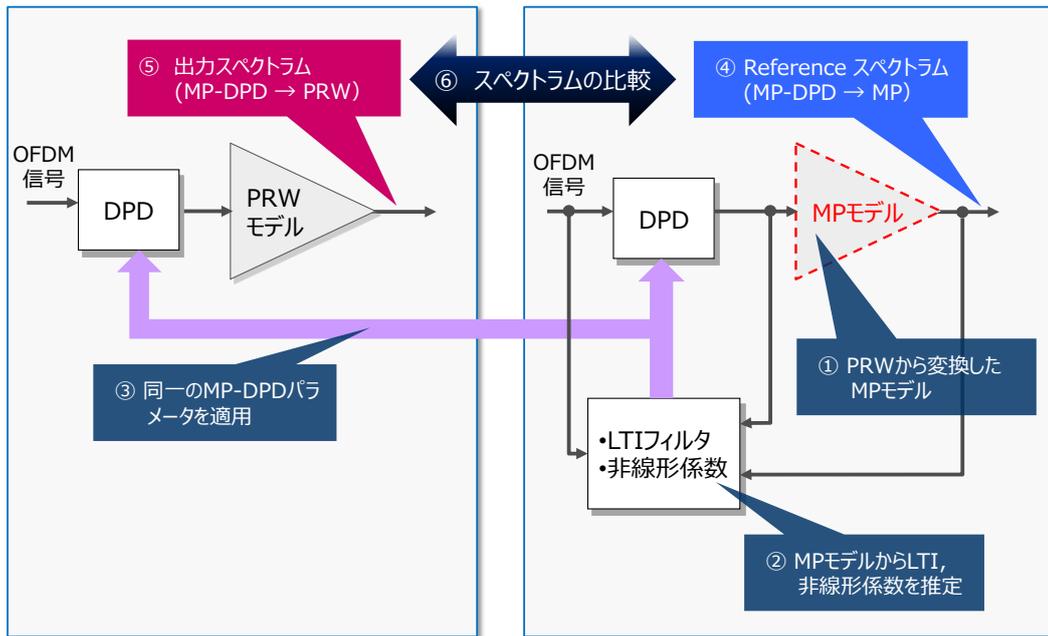


図 5-4 PRW モデルへの適用の検証方法

$$F_k(\omega) = \frac{1 + a_k \exp(-j\omega\Delta t)}{1 - b_k \exp(-j\omega\Delta t)} \quad (111)$$

この伝達関数からインパルス応答  $f_k(p)$  を求め、式(75)、式(93)、式(105)に適用する。サブキャリアの周波数間隔は 15 kHz (シンボル長は 66.7  $\mu$ s) とし、また、サブキャリア数は 100, 200, および 400 の 3 通りとした。サブキャリア数が変わると送信帯域が変わるため、同一の条件での比較ができない。このため、LTI フィルタの伝達関数の形状は送信帯域幅で規格化して与えた。また、平均電力を同一にすれば、QPSK, 16QAM のいずれを使用してもスペクトラムにはほとんど影響がないことを確認しているため、レベル変動の大きい 16QAM を用いた。

また、PRW モデルのメモリレス非線形増幅器の AM-AM 特性、ならびに AM-PM 特性は、4.6.1 項の図 4-16 で示した特性を用い、式(74)の  $A_{2k+1}$  を与えた。非線形歪補償は第 4 章で説明した SU-DPD 方式を採用し、PRW モデル、ならびに MP モデルについて、出力バックオフが 8 dB, 10 dB, および 12 dB の場合の出力スペクトラムを計算し、ACLR で評価した。無線方式、およびシミュレーション条件を表 8 に示す。

表 8 無線方式とシミュレーション条件

アクセス方式	OFDM
サブキャリア数	100, 200, 400
OFDMシンボル長	66.7 μs
サブキャリアの変調方式	16QAM
広帯域増幅器モデル	パラレルウィーナ型モデル (LTIフィルタ+メモリス増幅器)
増幅器のバックオフ	8 dB, 10 dB, 12 dB
DPDの次数	3次, 5次

### 5.3.2 誤差の評価

5.2.1 項で述べたように、時間軸上でシンボルの先頭部分では式(82)で定義される誤差  $\varepsilon_k$  の値が大きくなると考えられる。ここでは、誤差  $\varepsilon_k$  の rms (root mean square) 値、 $\tilde{\varepsilon}_k$  を式(112)で定義し、誤差の評価を行う。これは、SU-DPD を異なる増幅器モデルである PRW モデルに適用した場合の限界を予め把握するためである。

$$\tilde{\varepsilon}_k = \sqrt{\frac{\left\langle \left| \sum_{p=0}^P g_k(p) |x(n-p)|^{2k} x(n-p) - |x_k(n)|^{2k} x_k(n) \right|^2 \right\rangle}{\langle |x_k(n)|^{4k+2} \rangle}} \quad (112)$$

PRW モデルから変換された MP モデルの出力信号の時間領域での誤差を図 5-5 に示す。この図から、シンボルの先頭部分で比較的大きな誤差が生じるが、大部分のサンプリング点では-40 dB 以下の小さな値となっていることがわかる。また、最大誤差は-13 dB (=1/20)程度であるが、シンボル周期全体で平均すると、この寄与は非常に小さい。図 5-5 では 5 次の非線形について示したが、3 次、7 次でも同様の傾向が得られている。

次に、シンボル周期で平均した誤差をサブキャリア数に対して計算した結果を図 5-6 に示す。図 5-6 の縦軸の rms 値は式(112)の誤差をサンプリング点で平均したものであり、PRW モデルの PA から等価 MP モデルの非線形歪を除いた場合の残留歪に相当する。言い換えれば、等価 MP モデルに対する逆関数を PRW モデルに適用したときに、改善できる ACLR の下限を示している。つまり、3 次歪は 42~46 dB、5 次

では 39~45 dB, 7次では 34~40 dB 改善できる可能性を示唆している。サブキャリア数に対して7次では部分的に誤差の増加が見られるが、全体としてはキャリア数が増加するにつれて誤差は減少する傾向にある。これは、比較的大きな誤差はシンボル先頭にのみ限定されているため、サブキャリア数が増え、その結果、サンプリング点が増加するのにもない平均誤差は小さくなるためと考えられる。

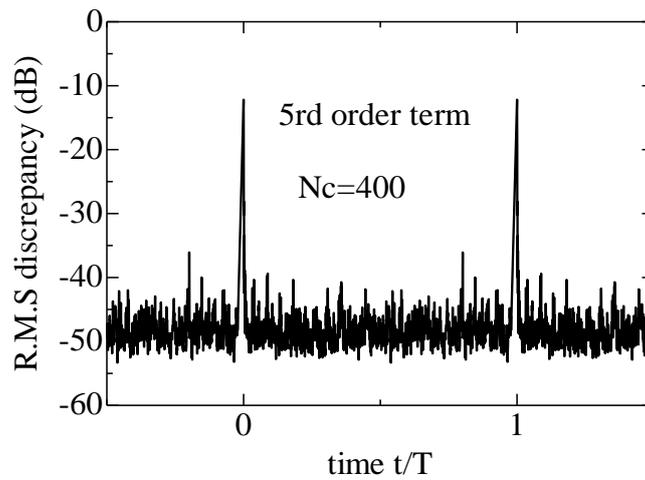


図 5-5 PRW モデルから変換された MP モデルの出力信号の時間領域の誤差

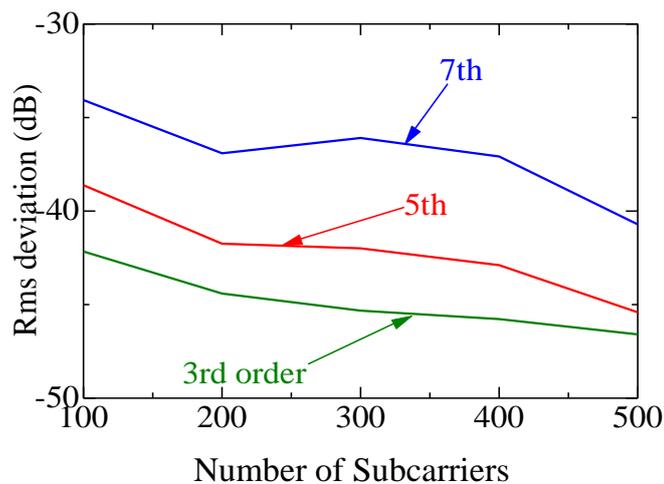


図 5-6 誤差のサブキャリア数依存性

### 5.3.3 PRW モデルに適用した場合の ACLR 改善

サブキャリア数  $N_c$  を 100, 200, 400 と変えた場合、等価 MP モデルに対する逆関数を PRW モデルに適用したときの出力スペクトラムを図 5-7, 図 5-8, 図 5-9 に示す。ここではバックオフを 8 dB, 10 dB, 12 dB とした。これらの図において、緑色の曲線は DPD なしの場合、赤と青の実線は 3 次の DPD を適用した場合、赤と青の破線は 5 次の DPD を適用した場合のスペクトラムである。また、赤い線は等価 MP モデルの DPD を PRW モデルの PA に適用した場合 (MP-DPD → PRW と表記) である。一方、青い線は等価 MP モデルの DPD を MP モデルに適用した場合 (MP-DPD → MP と表記) であり、この特性が比較のための基準を与える。

これらの計算結果の一覧を表 9 にまとめて示す。等価 MP モデルに対する 3 次の DPD は PRW モデルの PA にも、等価 MP モデルの PA にも同程度の ACLR の改善効果を与えることが分かる。ACLR はほとんど同じ値であるため、表 9 では『MP-DPD (3 次)→ MP/PRW』と表記した。しかし、等価 MP モデルに対する 5 次の DPD を PRW モデルの PA に用いた場合には (表 9 では『MP-DPD (5 次)→ PRW』と表記)、MP モデルの PA に用いた場合 (表 9 では『MP-DPD (5 次)→ MP』と表記) より、

表 9 MP 用 DPD を PRW モデルに適用した場合の ACLR の比較

サブキャリア数	出力バックオフ	8 dB	10 dB	12 dB
100	Without PD	36 dB	41 dB	44 dB
	MP-DPD (3 次)→ MP/PRW	54 dB	61 dB	69 dB
	MP-DPD (5 次)→ PRW	66 dB	83 dB	88 dB
	MP-DPD (5 次)→ MP	69 dB	88 dB	103 dB
200	Without PD	36 dB	41 dB	44 dB
	MP-DPD (3 次)→ MP/PRW	55 dB	62 dB	68 dB
	MP-DPD (5 次)→ PRW	69 dB	83 dB	88 dB
	MP-DPD (5 次)→ MP	72 dB	88 dB	103 dB
400	Without PD	36 dB	41 dB	44 dB
	MP-DPD (3 次)→ MP/PRW	53 dB	61 dB	68 dB
	MP-DPD (5 次)→ PRW	66 dB	83 dB	88 dB
	MP-DPD (5 次)→ MP	72 dB	88 dB	100 dB

ACLR の改善効果は 3 dB~6 dB 劣る。しかし、バックオフ 8, 10, 12 dB のすべて場合について、ACLR の規格値である 50 dB を満足しており、実用上、十分な改善効果が得られることが分かる。

図 5-10 にサブキャリア数が 400 の場合について ACLR の改善量を示す。前述したように、3 次の DPD では MP-DPD を MP モデルに適用した場合も PRW モデルに適用した場合も差は見られない。しかし 5 次の DPD では、PRW モデルに適用した場合に 6 dB (@B.O.= 8 dB) から 12 dB (@B.O.=12 dB) ACLR の改善効果に劣化が現れる。特に、バックオフが 12 dB の場合、すなわち非線形歪の量が比較的小さい場合の改善量は 43 dB で飽和している。これは図 5-6 で述べたように、PRW モデルから MP モデルへ変換した際の誤差が 5 次の非線形項には 43 dB 程度含まれており、このため、DPD による ACLR の改善効果が頭打ちになっていると考えられる。図 5-11 にサブキャリア数が 400 の場合の、MP モデル用 DPD を PRW モデルに適用した場合のバックオフの低減効果を示す。前述したように、ACLR の改善効果には限界があるものの、SU-DPD を採用しない場合と比較して、バックオフが 8 dB のときに 3 次の DPD を適用した場合の ACLR は 53 dB であり、3GPP の ACLR 規格を満足することから、バックオフを 6 dB 以上低減できていることが分かる。

結論として、PRW モデルと等価な MP モデルが存在することが明らかになった。ACLR の最大値は信号帯域の両端の周波数におけるスペクトラムの電力で決定される。例えば、5 次の DPD を PRW モデルの PA に用いた場合の改善効果を見ると、バックオフが 12 dB の場合は 43 dB、バックオフ 10 dB では 42 dB であり、バックオフ 8 dB では 30 dB である。これらの値は図 5-6 の 5 次歪に対する結果から推定される改善効果である 43 dB より若干劣るものの、ACLR の値はいずれも 60 dB 以下で基地局の ACLR 規格値を満足しており、実用上、問題ない特性が得られている。

## 5.4 むすび

5 章では、メモリ効果を有する広帯域電力増幅器を記述するモデルの中で最も多く用いられているメモリ多項式モデル(MP モデル)と、非線形部と LTI 部の順番が逆になっているパラレル・ウィーナ型モデル(PRW モデル)の等価性について、増幅器出力の非線形項を次数ごとに比較し検討した。その結果、

- (1) LTI 回路の遅延時間長が入力 OFDM 信号のシンボル周期に比べて十分短いこと(遅延時間長がシンボル周期の数%以下)

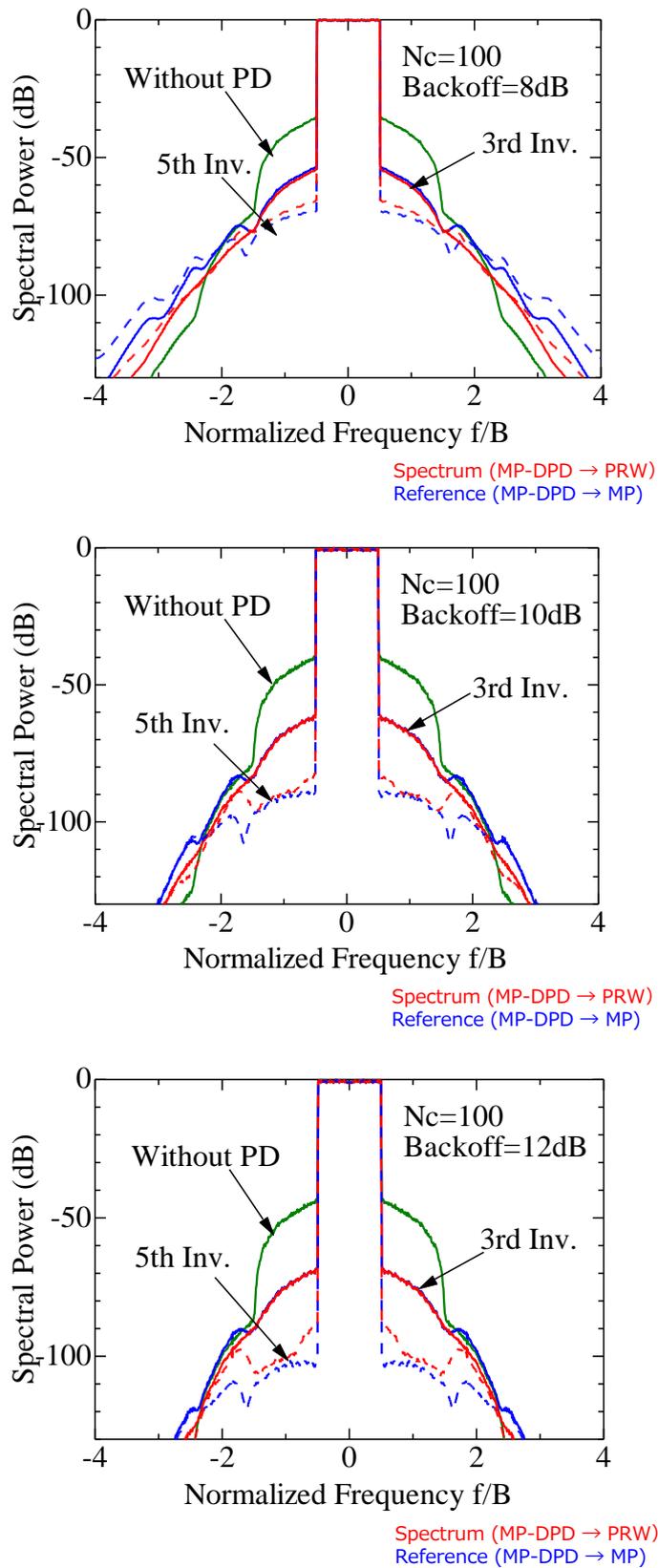


図 5-7 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数  $N_c = 100$ )

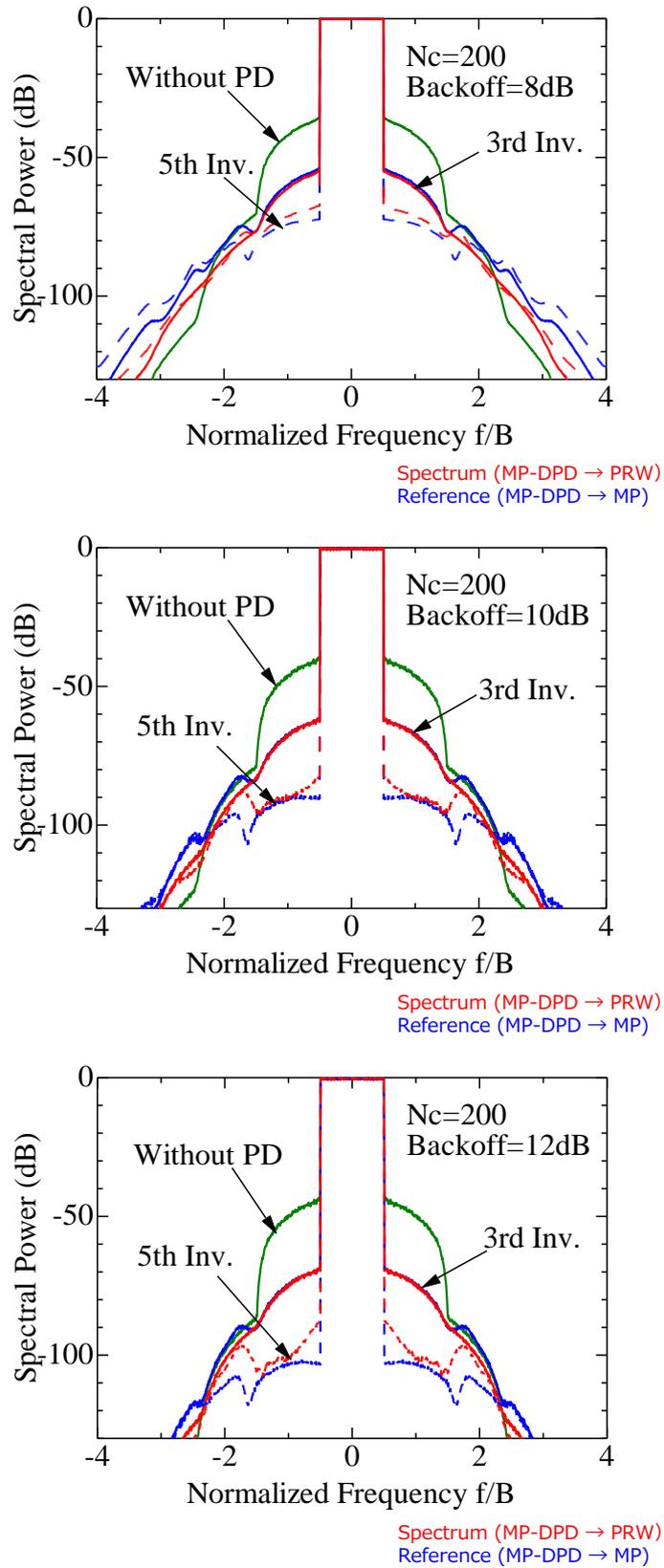


図 5-8 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数  $N_c = 200$ )

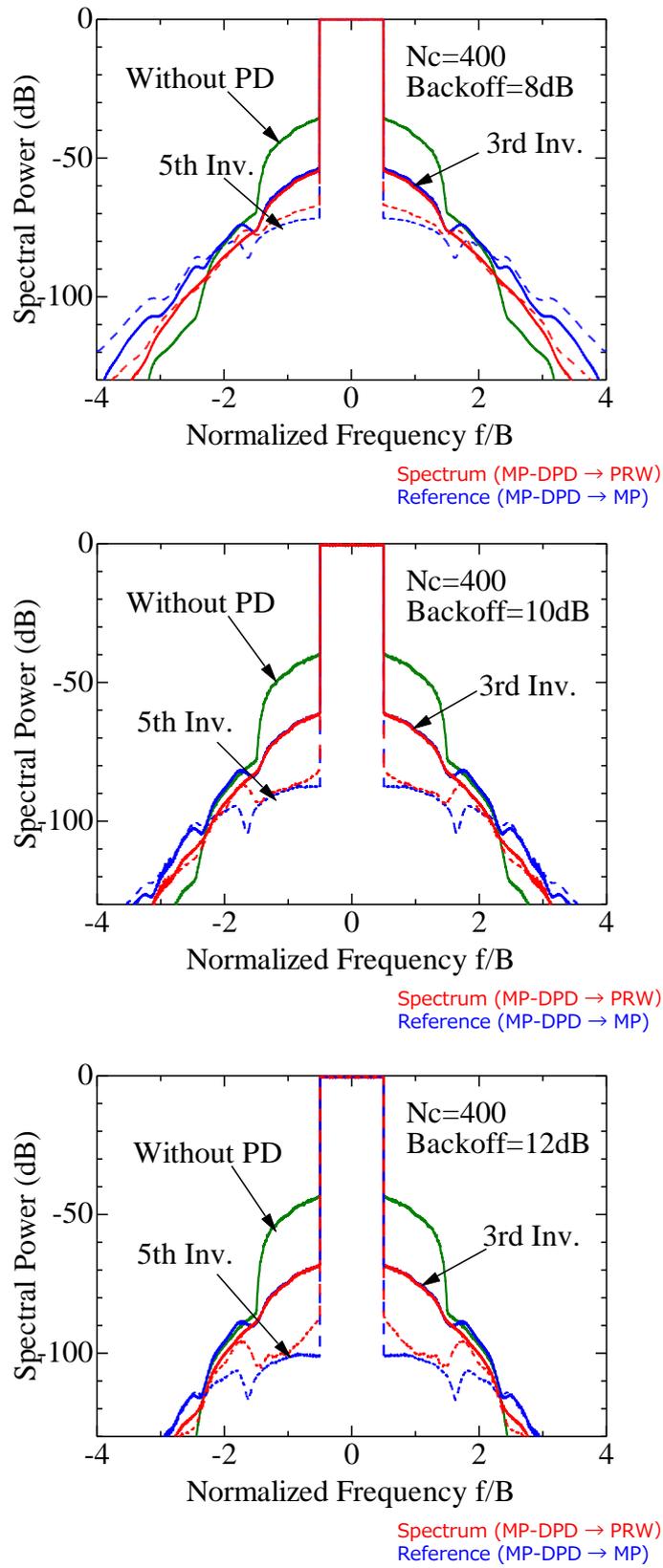


図 5-9 SU-DPD を PRW モデルに適用した場合の非線形歪補償効果 (サブキャリア数  $N_c = 400$ )

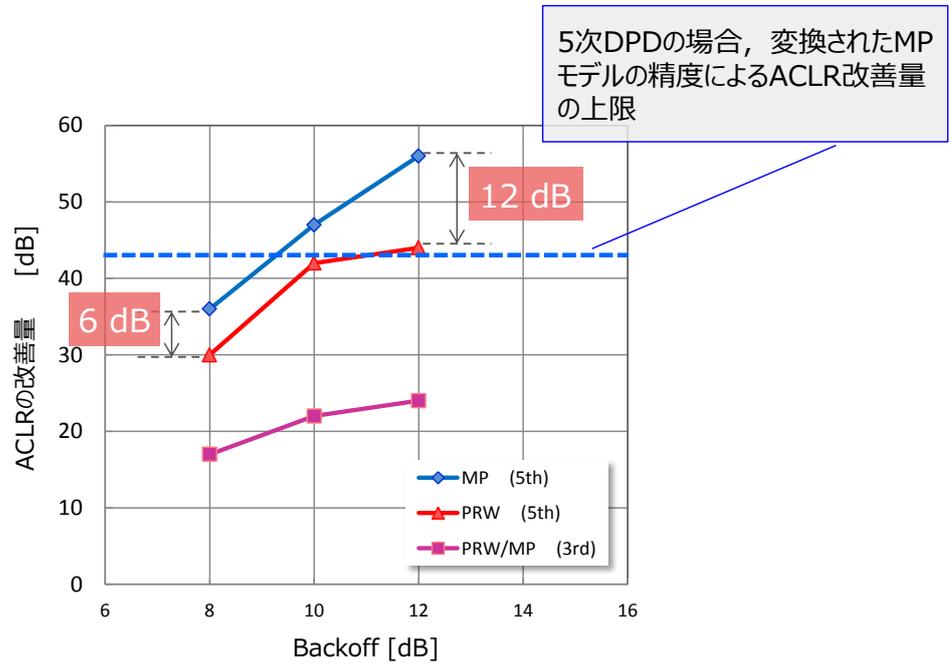


図 5-10 ACLR の改善量の比較 (Nc=400)

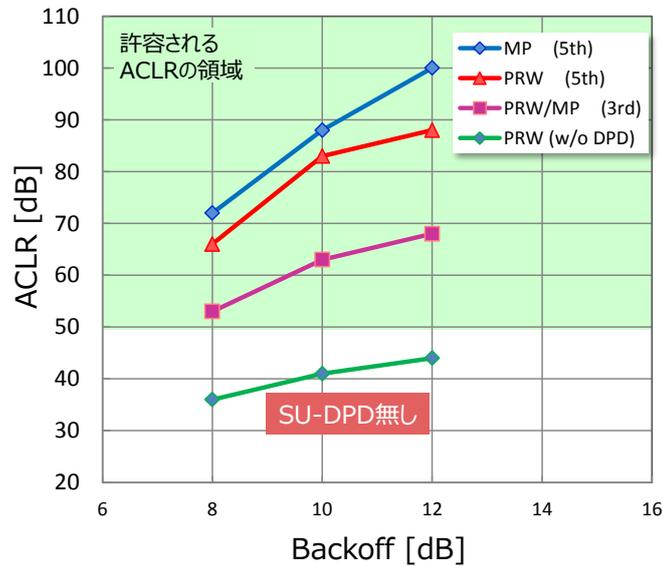


図 5-11 MP 用 DPD を PRW モデルに適用した場合のバックオフの低減 (Nc=400)

- (2) サブキャリア数が 100 程度以上の OFDM 信号を想定し、十分な精度でガウス近似が成り立つ

の 2 つの条件が満たされれば、シンボル周期の先頭部分の遅延時間相当の時間を除いて、MP モデルと PRW モデルが等価であることが示された。

PRW モデルから、これに等価な MP モデルを変換し、これらの等価性を検証するためのシミュレーションを行った。初めに時間領域で二つのモデルの次数ごとの誤差を rms 値で評価し、シンボル周期の始まりの部分を除くと 2 つのモデルの出力がほぼ一致することを示した。次に、この誤差をシンボル周期で平均し、その rms 値とサブキャリア数の関係を示した。その結果、キャリア数が多くなるにつれてシンボルの先頭部分の影響が逡減し誤差の平均値が減少することを示した。

更に等価 MP モデルに対する 3 次、5 次の DPD パラメータを求め、これを非線形歪用補償信号として、PRW モデルならびに等価 MP モデルに適用し、出力スペクトラムの ACLR の改善効果を比較した。その結果、3 次の DPD は PRW モデルにも等価 MP モデルにも同程度の改善効果があることを示した。一方、5 次の DPD の PRW モデルに対する改善効果は MP モデルに対する改善効果より僅かに劣るものの、3GPP の ACLR 規格値を満足し、実用上、十分な有効性を有していることが示された。

以上の結果から、PRW モデルの増幅器を MP モデルと見做して、4 章で示した SU-DPD 方式で MP モデルの非線形パラメータを決定し、それに基づいて推定した DPD パラメータを PRW モデルの非線形歪補償信号として適用しても、十分な ACLR 改善効果が得られる可能性を示している。また、今後想定されている OFDM 変調信号は、ここに挙げた二つの条件を満たしていると考えられるため、SU-DPD 方式の適用範囲を拡張できる可能性が見出せると考えられる。

## 第6章 結論

### 6.1 本研究の主たる成果

本論文では、次世代ワイヤレス通信システム向け広帯域電力増幅器の非線形歪補償技術の研究について述べた。近年、商用化された LTE-A や、現在、開発中の 5G モバイルなどの最先端ワイヤレス通信システムでは、広帯域化が更に進展していくと予想され、これにともない電力増幅器にはメモリ効果を含む非線形性が、より一層顕在化してくると考えられる。このような広帯域電力増幅器を対象とし、本論文では、新たなビヘイビアル・モデルとして分離型メモリ多項式モデルを提案し、そこに現れるパラメータの効率的な推定アルゴリズムを述べた。そして、それに基づく非線形歪補償技術である分離更新型プリディストーション方式 (SU-DPD 方式) のアルゴリズムと非線形歪補償性能について論じた。更に、SU-DPD 方式の他の増幅器モデルへの適用可能性を検討した。

広帯域電力増幅器のモデルとしては種々の方法が提案されているが、中でも比較的簡易な構成で適用範囲の広いメモリ多項式モデルを用いた研究が行われており、特に回路構成の簡略化を目指して、係数の削減方法に関する多くの研究結果が報告されている。本論文では、メモリ多項式モデルに現れる係数が、LTI フィルタのインパルスレスポンスとメモリレスな非線形係数の二つの要素に分離できること、そしてこれらのパラメータの変動速度が大きく異なることに着目し、新たな分離型メモリ多項式モデルを提案した。次に、予め計算した非線形項のレプリカと増幅器の出力信号から、メモリ効果の原因となる LTI インパルスレスポンスを直接推定するアルゴリズムを考案した。更に、非線形次数とそれに対応する非線形歪が現れる周波数領域とを勘案することで、周波数軸上での相関演算を効率的に行い、非線形係数を容易に決定できる手法を示した。これに基づき、2 種類のパラメータの推定と更新を少ない処理量で実行し、この推定結果に基づいて非線形歪を補償する分離更新型プリディストーション (SU-DPD) 方式を提案した。主たる成果として、

- (1) 電力増幅器の出力スペクトラムの非線形歪を 18 dB 以上低減し、3GPP が規定する無線基地局の ACLR 規格を満足できること、
- (2) 電力増幅器のバックオフを 4 dB 以上低減することが可能になり、これにより電力効率を 12~18%改善できること、

(3) 更新アルゴリズムは 4 kHz の変動に追従でき、4G モバイルの無線サブフレームと同程度の速度の変動に対応できること、を、シミュレーションにより明らかにした。

SU-DPD 方式は、広帯域電力増幅器のモデルとしてメモリ多項式モデル(MP モデル)への適用を想定しているが、これ以外のモデルへの適用を検証するため、特に非線形部と LTI の順序が逆の構成になっているパラレル・ウィーナ型モデル(PRW モデル)への適用可能性を検討した。まず、PRW モデルを MP モデルに変換し、二つのモデルの出力信号の誤差をシンボル周期で平均し、その rms 値とサブキャリア数の関係を示した。その結果、OFDM のサブキャリア数が多くなるにつれて誤差の平均値が減少し、サブキャリア数が 400 以上であれば、両者の 3 次および 5 次歪の誤差は 40 dB 以下であり、等価 MP モデルのパラメータで PRW モデルの非線形歪を補償できる可能性があることを示した。実際に等価 MP モデルに対する非線形歪補償用パラメータを PRW モデルに適用し、出力スペクトラムの ACLR の改善効果を比較した結果、等価 MP モデルの DPD パラメータは PRW モデルに対しても十分な改善効果を有しており、3GPP の ACLR 規格を満足できることを示した。これは、PRW モデルを MP モデルと見做して SU-DPD 方式を適用しても PRW モデルの非線形歪の改善に有効であることを示していると同時に、SU-DPD 方式の適用範囲の拡張可能性を示唆するものである。以上の結果から、本論文で提案する手法は、多様な回路構成の基地局増幅器の電力効率を改善する技術として有望であり、様々な広帯域ワイヤレス通信システムに適用できる可能性を示すものである。

多様なモバイルアプリケーションが急速に進展する中、高速ワイヤレス通信への期待は今まで以上に高まっており、特に日本では、2020 年の商用化を目指して 5G モバイルの研究開発が加速している。一方、ネットワーク全体の CO<sub>2</sub> 排出に対する世界的な懸念も広く認識されており、ワイヤレスネットワークにおける消費エネルギーの低減は避けられない課題である。冒頭述べたように携帯電話ネットワークで消費されるエネルギーの約 4 割が電力増幅器によるものであることから、その電力効率の改善は将来のワイヤレス通信システムの社会的意義を左右する重要な技術課題である。このような観点から、本論文で提案する SU-DPD 方式は環境負荷を低減する上で必要不可欠な要素技術の一つであり、将来の広帯域ワイヤレス通信システムのエコロジカルな発展に大きく資するものと考えられる。

## 6.2 今後の課題と展望

4G 以降のモバイルでは複数帯域を一つにまとめて運用するキャリア・アグリゲーションが検討されている。複数の周波数帯の送信信号を個々に増幅するのは、複数の電力増幅器を独立に実装しなければならない点だけでなく、それらの出力を合成する合成器の損失が無視できない点でも、増幅器全体の電力効率を低下させる。そのため、複数の周波数帯域に跨る送信信号を同一の増幅器で増幅する、例えば 100 MHz 程度の広い周波数帯域幅で動作する増幅器が開発されつつある。これに離散的な周波数帯域の複数の送信信号を入力した場合、それぞれの周波数帯の個々の送信信号の非線形歪の補償方式として、2012 年以降、Concurrent dual-band digital pre-distortion に関する研究 [100] [101] [102] [103] [104] [105] [106] [107] も発表されている。本研究では単一の周波数帯域を想定しているが、これらの要求に照らし、離散的な複数周波数帯域への適用を検討する必要があると考えられる。

本方式では、その高効率性と実用性から近年のモバイルネットワークで最も広く用いられている Doherty アンプを想定している。Doherty 増幅器の電力効率としては 40~50% が得られているが、更なる電力効率の向上が期待できる Envelope Tracking (ET) 増幅器の開発も進んでいる。ET 増幅器では、増幅器に供給するドレイン電圧を送信信号の包絡線（エンベロープ）に応じて変動させ、増幅器モジュールを常に飽和点近傍で動作させることにより高効率化が期待できるが、当然ながら非線形歪が発生し、この補償が不可欠である。増幅器の更なる高効率化を図るためには、本方式と Envelope Tracking 増幅器との組み合わせの検討も必要であると考えられる。

本方式では、増幅器の出力信号に含まれる 5 次の非線形歪成分まで抽出することを前提としているため、主信号の 5 倍の変換速度を有する AD 変換器が必要になる。基地局装置への実装を考えた場合、AD 変換器の変換速度を低減するためのアンダーサンプリング等、非線形歪の高周波成分を効率的に抽出する技術 [108] の適用可能性を検討する必要がある。また、実際の 4G、あるいは 5G モバイルで使用する GaN 増幅器モジュールに本方式の適用を考える場合、対象となるデータに雑音が含まれることが想定され、雑音に対する耐性や ACLR への影響の検討も必要であると考えられる。

## 付録

### A) 式の導出

#### A1. LTI 回路の定常応答

OFDM 信号式(76)を式(75)に代入すれば,

$$\begin{aligned} x_k(n) &= \sum_{m=0}^{M-1} c_m \sum_{p=0}^P f_k(p) \exp[j\omega_m(n-p)] \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(j\omega_m n) \sum_{p=0}^P f_k(p) \exp(-j\omega_m p) \end{aligned} \quad (\text{A-1})$$

を得る。ここで、上式 2 行目の  $p$  についての和はインパルス応答  $f_k(p)$  のフーリエ変換であるから、伝達関数となる。すなわち、

$$\sum_{p=0}^P f_k(p) \exp(-j\omega_m p) = F_k(\omega_m) \quad (\text{A-2})$$

式(A-2)を式(A-1)に用いれば本文の式(81)を得る。尚、インパルス応答  $f_k(p)$  は伝達関数の通常のフーリエ変換にサンプリング間隔  $\Delta t$  が掛けられている。つまり、式(A-2)の左辺は時間に対する積分である。

#### A2. ガウス変数 $x(n-p)$ , $x(n-q)$ , 及び $x_k(n)$ の分散と相関

OFDM 信号は式(76)で与えられるので、任意の  $p$  に対して、

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \langle x(n-p)x^*(n-p) \rangle \\ &= \sum_{\mu=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \langle c_m c_\mu^* \rangle \exp\{j(\omega_m - \omega_\mu)(n-p)\} \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

が得られる。ここで、異なるチャネルのデータは独立であるので、

$$\langle c_m c_\mu^* \rangle = \begin{cases} 2\alpha & \text{for } m = \mu \\ 0 & \text{for } m \neq \mu \end{cases} \quad (\text{A-4})$$

が成り立つ。ただし、 $\alpha$  は

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ 5 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (\text{A-5})$$

式(A-4)を用いると式(A-3)は

$$\sigma^2 = 2\alpha M \quad (\text{A-6})$$

である。この分散は、任意の  $p$  に対して与えられるので、 $x(n-p)$  と  $x(n-q)$  は同じ分散を持つ。また、 $x_k(n)$  の分散は式(81)を用いて、式(A-4)を考慮すれば、

$$\langle x_k(n)x_k^*(n) \rangle = 2 \sum_{m=0}^{M-1} \alpha |F_k(\omega_m)|^2 = \Gamma \sigma^2 \quad (\text{A-7})$$

ただし、 $\Gamma$  は

$$\Gamma = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |F_k(\omega_m)|^2 \quad (\text{A-8})$$

次に、 $x(n-p)$  と  $x(n-q)$  の相互相関を求める。式(76)で、 $n$  を  $n-p$  と  $n-q$  に置き換えたものを用いて式(A-4)を考慮すれば、

$$\begin{aligned} \langle x(n-q)x^*(n-p) \rangle &= 2\alpha \sum_{m=0}^{M-1} \exp[j\omega_m(p-q)] \\ &= \sigma^2 \lambda(p-q) \end{aligned} \quad (\text{A-9})$$

ただし、相関係数  $\lambda$  は

$$\lambda(p-q) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp[j\omega_m(p-q)] \quad (\text{A-10})$$

である。

$x_k(n)$  と  $x(n-p)$  の相互相関は式(75)から、

$$\begin{aligned} \gamma_k(p) &= \langle x_k(n)x^*(n-p) \rangle \\ &= \sum_{q=0}^P f_k(q) \langle x(n-q)x^*(n-p) \rangle \end{aligned} \quad (\text{A-11})$$

ここで、式(A-9)を考慮すれば、

$$\gamma_k(p) = \sigma^2 \sum_{q=0}^P f_k(q) \lambda(q-p) \quad (\text{A-12})$$

### A3. 独立なガウス変数 $u$ , $w_k$ の分散

本分中の式(94)に示されている  $x(n-p)$  と独立な変数  $u$  の分散は  $\lambda$  が実数であることを考慮して、

$$\begin{aligned}
\langle uu^* \rangle &= \langle |x(n-q) - \lambda(p-q)x(n-p)|^2 \rangle \\
&= \langle |x(n-q)|^2 \rangle - \lambda(p-q) \langle x(n-q)x^*(n-p) \rangle \\
&\quad - \lambda(p-q) \langle x(n-p)x^*(n-q) \rangle \\
&\quad + [\lambda(p-q)]^2 \langle |x(n-p)|^2 \rangle
\end{aligned} \tag{A-13}$$

となる。ここで、式(A-3), 式(A-10)を考慮すれば,

$$\langle uu^* \rangle = \sigma^2 \{1 - [\lambda(p-q)]^2\} \tag{A-14}$$

また、本分中の式(101)の  $x(n-p)$  と独立な変数  $w_k$  の分散は

$$\begin{aligned}
\langle w_k w_k^* \rangle &= \langle |x_k(n) - \gamma_k(p)x(n-p)|^2 \rangle \\
&= \langle |x_k(n)|^2 \rangle - \gamma_k(p) \langle x(n-p)x_k^*(n) \rangle \\
&\quad - \gamma_k^*(p) \langle x_k(n)x^*(n-p) \rangle \\
&\quad + |\gamma_k(p)|^2 \langle |x(n-p)|^2 \rangle
\end{aligned} \tag{A-15}$$

ここで、式(A-7), 式(A-11)を考慮すれば,

$$\langle w_k w_k^* \rangle = \sigma^2 [\Gamma - |\gamma_k(p)|^2] \tag{A-16}$$

が得られる。

---

## B) 記号の定義

3G	Third Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Fourth Generation
5G	Fifth Generation
A/D	Analog-to-Digital Converter
ACEPR	Adjacent Channel Error Power Ratio
ACLR	Adjacent Channel Leakage Power Ratio
AM-AM	Amplitude-Modulation-to-Amplitude-Modulation distortion
AM-PM	Amplitude-Modulation-to-Phase-Modulation distortion
AMP	Amplifier
ARIB	Association of Radio Industries and Business
BBU	Baseband Unit
CDMA	Code Division Multiples Access
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CP	Cyclic Prefix
D/A	Digital-to-Analog Converter
DPD	Digital Pre-Distortion
DSP	Digital Signal Processor
DUT	Device Under Test
EER	Envelope Elimination and Restoration
ET	Envelop Tracking
EVM	Error Vector Magnitude
FET	Field Effect Transistor
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FOM	Figure of Merit
FTNTB	Forward Twin Nonlinear Two-Box
GSM	Global System for Mobile communications
GaN	Gallium Nitride
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HPSK	Hybrid Phase Shift Keying
HSPA	High Speed Packet Access
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
LTE	Long-Term Evolution

---

LTE-A	LTE-Advanced
LTI	Linear Time-Invariant
LUT	Look-Up Table
MME	Mobility Management Entity
MP	Memoryless Polynomial
NAMSE	Normalized Absolute Mean Spectrum Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDC	Personal Digital Cellular system
PTNTB	Parallel Twin Nonlinear Two-Box
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAM	Random Access Memory
RAN	Radio Access Network
RF	Radio Frequency
RRH	Remote RF Head
RSM	Root Mean Square
RTNTB	Reverse Twin Nonlinear Two-Box
S-GW	Serving Gateway
SAFF	Self-Adjusting Feed Forward
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SU-DPD	Separate Updating Digital Pre-Distortion
SoC	System on Chip
TDMA	Time Division Multiple Access
TNTB	Twin Nonlinear Two-Box
W-CDMA	Wideband-CDMA

## 謝辞

本論文を結ぶにあたり、懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました東京大学先端科学技術センター 森川博之教授に深甚なる謝意を表します。また、本研究の審査にあたり、副査をお引き受け頂くとともに、大変貴重なご助言を頂きました、東京大学先端科学技術センター 岡田至崇教授、山下真司教授、年吉 洋教授、東京大学生産技術研究所 高宮 真准教授に厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行にあたり、理論的なご指導を頂きました元金沢工業大学情報工学系教授の大洞喜正氏、深い洞察とご助言を頂きました元富士通研究所フェロー 高野健氏、ならびに富士通研究所ネットワークシステム研究所 大石泰之氏に厚く御礼を申し上げます。また、実験データを提供頂きました長谷和男氏、木村重一氏に感謝いたします。また、大学の研究室において、数々のご支援ならびにアドバイスを頂きました先生方、学生の皆様、秘書の皆様に深く感謝いたします。

東京大学にて研究活動を進めるにあたりご支援くださいました、株式会社富士通研究所常務取締役 村上 亮氏、同じく常務取締役 佐々木 繁氏、R&D 戦略本部長 加藤雅之氏に深く感謝いたします。また、本研究の機会を与えてくださいました元富士通研究所常務取締役の津田俊隆氏、ならびに激励頂きました元富士通研究所取締役の雁部洋久氏に感謝いたします。

最後に、齢五十を過ぎて再び研究活動に取り組むことを理解し応援してくれた妻と、校正を手伝ってくれた家族の一人ひとりに感謝いたします。

---

## 参考文献

- [1] "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2014–2019".
- [2] "3GPP TS 36.211 V12.5.0; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 12)," 3GPP, Mar. 2015.
- [3] K. Takeda, S. Nagata, Y. Kishiyama, M. Tanno, K. Higuchi and M. Sawahashi, "Investigation on Optimum Radio Parameter Design in Layered OFDMA for LTE-Advanced," *VTC2009-Spring, Barcelona*, April 2009..
- [4] "Global LTE network forecasts and assumptions, 2013–17," GSMA Intelligence, 2013.
- [5] "3GPP TR 36.913 V12.0.0 (2014-09); Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced)," 3GPP, Sep. 2014.
- [6] T. Nakamura and T. Nakamura, "Activities of ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc," Japan-China Workshop and RCS Special Session on 5G, Okinawa, June, 2014.
- [7] "Mobile Communications Systems for 2020 and beyond, ver.1.0.0," ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group White Paper , Oct, 2014.
- [8] S. Mazur, "5G – The next generation wireless connectivity for the Networked Society," Johannesberg Summit, 2014.
- [9] H. Jiang, "Recent Progress in DOCOMO's Future Radio Access," Japan-China Workshop on the Next Generation Mobile Communication Technology and Application, Okinawa, June 2014.
- [10] "METIS (Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society)," [Online]. Available: [www.metis2020.com](http://www.metis2020.com).
- [11] "The 5G Infrastructure Public-Private Partnership," [Online]. Available: <http://5g-ppp.eu/>.
- [12] S. Vadgama , M. Hunukumbure, "Trends in Green Wireless Access Networks," ICC2011.

- 
- [13] F. Granelli, "Green wireless networking: energy efficiency in wireless networks," IEEE ComSoc Distinguished Lecturer Tour, Tokyo, 16th July, 2014.
- [14] C. Forster, I. Dickie, G. Maile, H. Smith and M. Crisp, "Understanding the Environmental Impact of Communication Systems," ofcom, 27th April 2009.
- [15] "Mobile's Green Manifesto," GSMA, November 2009.
- [16] D. Kimball, T. Nakatani, J. Yan, P. Theilmann and I. Telleiz, "High efficiency envelope tracking power amplifiers for wide modulation bandwidth signals (invited)," *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 103 - 106, 2014.
- [17] J. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 374 - 382, 1990.
- [18] A. Wright and W. Durtler, "Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1105 - 1108, 1992.
- [19] M. Faulkner and M. Johansson, "Adaptive linearization using predistortion-experimental results," *Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 2, pp. 323 - 332, 1994.
- [20] J. Ohkawara, Y. Suzuki and S. Narahashi, "Fast Calculation Scheme for Frequency Characteristic Compensator of Digital Predistortion Linearizer," *Vehicular Technology Conference, Spring 2009*, pp. 1 - 5, 2009.
- [21] "3GPP TS 25.104 V11.8.0 Technical Specification Group Radio Access Network; Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (Release 11)," 3GPP, Dec. 2013.
- [22] J. Vuolevi, T. Rahkonen and J. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1383 - 1389, 2001.
- [23] H. Ku, M. McKinley and J. Kenney, "Quantifying memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2843 - 2849, Dec. 2002.
- [24] N. De Carvalho and J. Pedro, "A comprehensive explanation of distortion

- sideband asymmetries," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 9, pp. 2090 - 2101, 2002.
- [25] P. Draxler, J. Deng, D. Kimball, I. Langmore and P. Asbeck, "Memory effect evaluation and predistortion of power amplifiers," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [26] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis and F. Ghannouchi, "Novel approach for static nonlinear behavior identification in RF power amplifiers exhibiting memory effects," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1521 - 1524, June 2008.
- [27] 吉田, 石川, 本城, "熱メモリ効果解析のための大信号 HEMT モデル用多段はしご型 RC 熱回路のパルス応答評価による実験的パラメータ抽出手法," *信学論 Vol.J97-C No.1*, pp. 456-462, 2014.
- [28] 今井, 荒木, "通信用パワーアンプの広帯域非線形モデリングとその応用," *信学論 Vol.J90-C No.12*, pp. 882-893, 2007.
- [29] N. Hongo, T. Miyatani and Y. Akaiwa, "A predistorter for a power amplifier affected by the even-order distortion," *Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall*, vol. 1, pp. 266 - 270, 2003.
- [30] O. Hammi, "Enhanced delay alignment method for behavioral modeling of power amplifiers exhibiting memory effects," *16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, pp. 404 - 407, 2012.
- [31] 本江, 宮谷, 大久一, 赤岩, "メモリ効果を有する電力増幅器に対するデジタルプレディストータ," *信学論 Vol.J88-B No.10*, pp. 2062-2071, 2005.
- [32] J. Kenney and P. Fedorenko, "Identification of RF Power Amplifier Memory Effect Origins using Third-Order Intermodulation Distortion Amplitude and Phase Asymmetry," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1121 - 1124, 2006.
- [33] J. Vuolevi, J. Manninen, T. Rahkonen, "Memory effect compensation in RF power amplifier by using envelope injection technique," *IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 257-260, 2001.
- [34] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis and F. M. Ghannouchi, "Power amplifiers'

- model assessment and memory effects intensity quantification using memoryless post-compensation technique," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, p. 3170–3179, Dec. 2008.
- [35] T. Liu, S. Boumaiza, A. Sesay and F. Ghannouchi, "Quantitative Measurements of Memory Effects in Wideband RF Power Amplifiers Driven by Modulated Signals," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 79 - 81, Jan. 2007.
- [36] K. Joshin and T. Kikkawa, "High-power and high-efficiency GaN HEMT amplifiers," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 65-68, 2008.
- [37] F. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp. 52-64, Dec. 2009.
- [38] J. Pedro and S. Maas, "A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1150 - 1163, Apr. 2005.
- [39] N. Ui, H. Sano and S. Sano, "A 80W 2-stage GaN HEMT Doherty Amplifier with 50dBc ACLR, 42% Efficiency 32dB Gain with DPD for W-CDMA Base station," *MTT'S International Microwave Symposium*, pp. 1259 - 1262, 2007.
- [40] M. Pelk, W. Neo, J. Gajadharsing, R. Pengelly and L. de Vreede, "A High-Efficiency 100-W GaN Three-Way Doherty Amplifier for Base-Station Applications," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 7, pp. 1582 - 1591, 2008.
- [41] C. Steinbeiser, P. Page, T. Landon and G. Burgin, "Doherty Power Amplifiers Using 2nd Generation HVHBT Technology for High Efficiency Basestation Applications," *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1 - 4, 2010.
- [42] H. Deguchi, N. Ui, K. Ebihara, K. Inoue, N. Yoshimura and H. Takahashi, "A 33W GaN HEMT Doherty amplifier with 55% drain efficiency for 2.6GHz base stations," *MTT'S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1273 - 1276, 2009.
- [43] D. Kimball, J. Jeong, C. Hsia, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L.

- Larson and P. Asbeck, "High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 11, pp. 3848 - 3856 , 2006.
- [44] F. Wang, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Lie, P. Asbeck and L. Larson, "An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4086 - 4099, 2006.
- [45] M. Schetzen, *The Volterra & Wiener theory of nonlinear systems*, Krieger Publishing Company, Malabar, Florida, 2006.
- [46] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 23, p. 1417–1418, Nov. 2001.
- [47] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 1, pp. 159-165, Jan. 2004.
- [48] O. Hammi, M. Younes and F. Ghannouchi, "Metrics and Methods for Benchmarking of RF Transmitter Behavioral Models With Application to the Development of a Hybrid Memory Polynomial Model," *Transactions on Broadcasting*, vol. 56, no. 3, pp. 350 - 357 , 2010.
- [49] A. Zhu and T. J. Brazil, "Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned Volterra series," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 563-565, 2004..
- [50] A. Zhu, J. Pedro and T. Brazil, "Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4323 - 4332, 2006.
- [51] J. Reina-Tosina, M. Allegue-Martinez, C. Crespo-Cadenas, C. Yu and S. Cruces, "Behavioral Modeling and Predistortion of Power Amplifiers Under Sparsity Hypothesis," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 2, pp. 745 - 753, 2015.
- [52] N. Safari, T. Roeste, P. Fedorenko and J. S. Kenney, "An approximation of

- Volterra series using delay enveloped, applied to digital predistortion of RF power amplifiers with memory effects," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 115-117, Feb. 2008.
- [53] M. Masood, J. Wood, J. Staudinger and J. Kenney, "Behavioral modeling of high power RF amplifiers using pruned Volterra scheme with IIR basis functions," *IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, pp. 97 - 100, 2012.
- [54] M. Masood, J. Staudinger, J. Wood, M. Bokatius and J. Kenney, "Linearity considerations for a high power Doherty amplifier," *Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, pp. 77 - 80 , 2012.
- [55] C. Yu, Y. Liu and S. Li, "Adaptive Order-Decision Method for Memory Polynomial Based Predistorters," *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2009.
- [56] C. Rey, M. Masood, J. Staudinger and S. Kenney, "RF power amplifier modeling using polynomials with IIR bases functions," *Radio and Wireless Symposium*, pp. 43 - 46, 2009.
- [57] H. Zhou, G. Wan and L. Chen, "A Nonlinear Memory Power Amplifier Behavior Modeling and Identification Based on Memory Polynomial Model in Soft-Defined Shortwave Transmitter," *International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 2010.
- [58] O. Hammi, S.-C. Jung and F. Ghannouchi, "Design for linearizability of GaN based multi-carrier Doherty power amplifier through bias optimization," *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 492 - 495, 2012.
- [59] O. Hammi, A. Kedir and F. Ghannouchi, "Nonuniform memory polynomial behavioral model for wireless transmitters and power amplifiers," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 836 - 838 , 2012.
- [60] W. Chen, S. Zhang, Y.-J. Liu, F. Ghannouchi, Z. Feng and Y. Liu, "Efficient Pruning Technique of Memory Polynomial Models Suitable for PA Behavioral Modeling and Digital Predistortion," *Transactions on Microwave Theory and*

- 
- Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2290 - 2299, 2014.
- [61] O. Hammi, F. Ghannouchi and B. Vassilakis, "A Compact Envelope-Memory Polynomial for RF Transmitters Modeling With Application to Baseband and RF-Digital Predistortion," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 359 - 361 , 2008.
- [62] A. Abdelhafiz, A. Kwan, O. Hammi and F. Ghannouchi, "Digital Predistortion of LTE-A Power Amplifiers Using Compressed-Sampling-Based Unstructured Pruning of Volterra Series," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 11, pp. 2583 - 2593, 2014.
- [63] O. Hammi and F. Ghannouchi, "Twin Nonlinear Two-Box Models for Power Amplifiers and Transmitters Exhibiting Memory Effects With Application to Digital Predistortion," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 530 - 532, 2009.
- [64] O. Hammi, A. Kwan, M. Helaoui and F. Ghannouchi, "Green Power Amplification Systems for 3G+ Wireless Communication Infrastructure," *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall)*, 2010.
- [65] A. Kwan, O. Hammi, M. Helaoui and F. Ghannouchi, "High performance wideband digital predistortion platform for 3G+ applications with better than 55dBc over 40 MHz bandwidth," *MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 1082 - 1085 , 2010.
- [66] O. Hammi, M. Sharawi and F. Ghannouchi, "Generalized twin-nonlinear two-box digital predistorter for GaN based LTE Doherty power amplifiers with strong memory effects," *International Wireless Symposium (IWS)*, 2013.
- [67] D. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. Zierdt and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, p. 3852–3860, Oct. 2006.
- [68] Y.-J. Liu, J. Zhou, W. Chen and B.-H. Zhou, "A Robust Augmented Complexity-Reduced Generalized Memory Polynomial for Wideband RF Power Amplifiers," *Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2389-2401, 2014.

- 
- [69] J. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 374 - 382 , 1990.
- [70] O. Hammi, S. Carichner, B. Vassilakis and F. M. Ghannouchi, "Synergetic crest factor reduction and baseband digital predistortion for adaptive 3G Doherty power amplifier linearizer design," *Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 56, no. 11, pp. 2602-2608, Nov. 2008.
- [71] O. Hammi, F. Ghannouchi, S. Boumaiza and B. Vassilakis, "A Data-Based Nested LUT Model for RF Power Amplifiers Exhibiting Memory Effects," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 712 - 714, 2007.
- [72] Y. Zhao, Z. Qin, X. Gaofeng and L. Jiong, "PA linearization using multi-stage look-up-table predistorter with optimal linear weighted delay," *11th International Conference on Signal Processing (ICSP)*, vol. 1, pp. 47 - 51, 2012.
- [73] C. J. Clark, G. Chrisikos, M. S. Muha, A. A. Moulthrop and C. P. Silva, "Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, p. 2531–2540, Dec. 1998.
- [74] L. Ding, R. Raich and G. T. Zhou, "A Hammerstein predistorter design based on the indirect learning architecture," *Proc. IEEE Int.Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing, Orlando, FL*, p. 2689–2692, My 2002.
- [75] T. Liu, S. Boumaiza and F. Ghannouchi, "Deembedding static nonlinearities and accurately identifying and modeling memory effects in wide-band RF transmitters," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3578 - 3587 , 2005.
- [76] S. Choi, E.-R. Jeong and Y. H. Lee, "Adaptive Predistortion With Direct Learning Based on Piecewise Linear Approximation of Amplifier Nonlinearity," *Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 3, pp. 397 - 404 , June 2009.
- [77] P. Gilabert, G. Montoro and E. Bertran, "On the Wiener and Hammerstein models for power amplifier predistortion," *APMC 2005*, Dec. 2005.
- [78] D. Silveira, H. Arthaber, P. Gilabert, G. Magerl and E. Bertran, "Application of

- optimal delays selection on parallel cascade hammerstein models for the prediction of RF-power amplifier behavior," *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 283 - 286 , 2006.
- [79] T. Liu, S. Boumaiza and F. Ghannouchi, "Augmented hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless transmitters," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1340 - 1349, Apr. 2006.
- [80] H. Ku, M. D. McKinley and J. S. Kenney, "Extraction of accurate behavior models for power amplifiers with memory effects using two-tone measurements," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Seattle, WA*, p. 139–142, June 2002.
- [81] N. Wolff, O. Bengtsson and W. Heinrich, "Complexity of DPD linearization in the full RF-band for a WiMAX power amplifier," *2015 German Microwave Conference (GeMiC)*, pp. 13 - 16, 2015.
- [82] Z. Le, G. Wan, L. Chen and X. Lu, "Research on the truncated volterra series model for shortwave power amplifiers linearization," *International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, pp. 1-282 - 1-285, 2009.
- [83] M. Younes, O. Hammi, A. Kwan and F. Ghannouchi, "An Accurate Complexity-Reduced "PLUME" Model for Behavioral Modeling and Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1397 - 1405, 2011.
- [84] M. Isaksson, D. Wisell and D. Ronnow, "A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 348 - 359, 2006.
- [85] A. Tehrani, H. Cao, S. Afsardoost, T. Eriksson, M. Isaksson and C. Fager, "A Comparative Analysis of the Complexity/Accuracy Tradeoff in Power Amplifier Behavioral Models," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 6, pp. 1510 - 1520, 2010.
- [86] D. Cox and R. Leck, "A VHF Implementation of a LINC Amplifier," *Transactions on Communications*, vol. 24, no. 9, pp. 1018 - 1022, 1976.
- [87] M. van der Heijden, M. Acar, J. Vromans and D. Calvillo-Cortes, "A 19W high-efficiency wide-band CMOS-GaN class-E Chireix RF outphasing power

- amplifier," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1-4, 2011.
- [88] Z. Wang, D. Holmes, M. Acar, R. Wesson, M. van der Heijden and R. Pengelly, "Modern High Efficiency Amplifier Design: Envelope Tracking, Doherty and Outphasing Techniques," *Microwave Journal*, pp. 20-50, April 2014.
- [89] F. Wang, A. Yang, D. Kimball, L. Larson and P. Asbeck, "Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1244-1255, 2005.
- [90] 加藤, 誉田, 伊藤, 高橋, "携帯電話基地局用アンプの移り変わり," *日本無線技報 No.60 2011 - 21*, 2011 年.
- [91] S. Narahashi and T. Nojima, "Extremely low-distortion multi-carrier amplifier-self-adjusting feed-forward (SAFF) amplifier," *ICC91*, vol. 3, pp. 1485-1490, 1991.
- [92] Y. Akaiwa and Y. Nagata, "Highly Efficient Digital Mobile Communications with a Linear Modulation Method," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 7, pp. 890 - 895, 1987.
- [93] A. Brown and V. Petrovic, "Phase delay compensation in HF Cartesian-loop transmitters," *Fourth International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, pp. 200 - 204, 1988.
- [94] M. Johansson and T. Mattsson, "Transmitter linearization using Cartesian feedback for linear TDMA modulation," *Vehicular Technology Conference*, pp. 439 - 444, 1991.
- [95] 熊谷, 舟生, 前田, "LTE/W-CDMA 共用高効率電力増幅器," *雑誌 FUJITSU VOL.62, NO.4*, pp. 400-406, 2011 年 7 月.
- [96] Texas Instruments Incorporated, "GC5325 Wideband Digital Predistortion Transmit Processor," 2009.
- [97] J. Qureshi, M. Pelk, M. Marchetti, W. Neo, J. Gajadharsing, M. van der Heijden and L. de Vreede, "A 90-W Peak Power GaN Outphasing Amplifier With Optimum Input Signal Conditioning," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 8, pp. 1925 - 1935, 2009.

- 
- [98] J. Xia, X. Zhu, L. Zhang, J. Zhai and Y. Sun, "High-Efficiency GaN Doherty Power Amplifier for 100-MHz LTE-Advanced Application Based on Modified Load Modulation Network," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 8, pp. 2911 - 2921 , 2013.
- [99] X. Feng, B. Feuvrie, A. Descamps and Y. Wang, "Improved baseband digital predistortion for linearising PAs with nonlinear memory effects using linearly interpolated LUT," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 22, pp. 1389 - 1391, 2013.
- [100] C. Quindroit, N. Naraharisetti, P. Roblin, S. Gheitanchi, V. Mauer and M. Fitton, "Concurrent dual-band digital predistortion for power amplifier based on orthogonal polynomials," *MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, 2013.
- [101] I. Ando, G. Tran, K. Araki, T. Yamada, T. Kaho, Y. Yamaguchi and K. Uehara, "A new architecture for concurrent dual-band digital predistortion," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, pp. 152 - 154 , 2013.
- [102] C. Quindroit, N. Naraharisetti, P. Roblin, S. Gheitanchi, V. Mauer and M. Fitton, "FPGA Implementation of Orthogonal 2D Digital Predistortion System for Concurrent Dual-Band Power Amplifiers Based on Time-Division Multiplexing," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 12, pp. 4591 - 4599 , Dec. 2013.
- [103] A. Kwan, S. Bassam, M. Helaoui and F. Ghannouchi, "Concurrent dual band digital predistortion using look up tables with variable depths," *Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, pp. 25 - 27, 2013.
- [104] L. Ding, Z. Yang and H. Gandhi, "Concurrent dual-band digital predistortion," *MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, pp. 281 - 290, 2012.
- [105] S. Bassam, M. Helaoui and F. Ghannouchi, "2-D Digital Predistortion (2-D-DPD) Architecture for Concurrent Dual-Band Transmitters," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 10, pp. 2547 - 2553, 2011.
- [106] Y.-J. Liu, W. Chen, J. Zhou, B.-H. Zhou and F. Ghannouchi, "Digital Predistortion for Concurrent Dual-Band Transmitters Using 2-D Modified Memory

- 
- Polynomials," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 281 - 290, Jan 2013.
- [107] Y. Ma, Y. Yamao, K. Ishibashi and Y. Akaiwa, "Adaptive Compensation of Inter-Band Modulation Distortion for Tunable Concurrent Dual-Band Receivers," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 12, pp. 4209 - 4219, 2013.
- [108] Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa and K. Ishibashi, "Wideband Digital Predistortion Using Spectral Extrapolation of Band-Limited Feedback Signal," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 61, no. 7, pp. 2088 - 2097, 2014.

## 発表論文

### 論文誌

- [1] 福田英輔, 大石泰之, 大洞喜正, 森川博之, “次世代移動通信システム用広帯域電力増幅器のビヘイビアル・モデルの考察 —メモリー多項式モデルとパラレル・ウィーナ・モデルの等価性について—,” 電子情報通信学会 論文誌 回路とシステム小特集, Vol.J98-A,No.8, 2015 (2015年8月に掲載予定)
- [2] E. Fukuda, Y. Oishi, T. Takano, D. Takago, Y. Daido and H. Morikawa, "Method of Determining Delay Dependence of the Memory Effect in Power Amplifiers and Derivation of Inverse to Cancel the Nonlinear Distortions," IEICE Trans. on Fundamentals, Vol. E97-A, pp. 749-758, 2014
- [3] Y. Oishi, S. Kimura, E. Fukuda, T. Takano, D. Takago, Y. Daido and K. Araki, "Design of Predistorter with Efficient Updating Algorithm of Power Amplifier with Memory Effect," IEICE transactions on electronics, Vols. E95-C, no. 3, pp. 382-394, 2012
- [4] Y. Oishi, S. Kimura, E. Fukuda, T. Takano, Y. Daido and K. Araki, "Iterative Determination of Phase Reference in IMD Measurement to Characterize Nonlinear Behavior, and to Derive Inverse, for Power Amplifier with Memory Effect," IEICE TRANSACTIONS on Electronics Vol.E94-C No.10, October 2011
- [5] T. Takano, Y. Ohishi, S. Kimura, M. Nakamura, K. Nagatani, E. Fukuda, Y. Daido and K. Araki, "Efficient Method to Measure IMD of Power Amplifier with Simplified Phase Determination Procedure to Clarify Memory Effect Origins," IEICE TRANSACTIONS on Electronics Vol.E93-C No.7, July 2010

### 国際会議

- [6] E. Fukuda, Y. Oishi, T. Takano, D. Takago, Y. Daido and H. Morikawa, "Online Method of Determining the Nonlinear Characteristics of a PA with Short Updating Intervals for LTE-Advanced System," in Proc. of the IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Spring), Seoul, Korea, May 2014

- 
- [7] E. Fukuda, Y. Oishi, T. Takano, D. Takago and Y. Daido, "Determination method for complex valued LTI transfer functions causing memory effect of power amplifier," IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS2012), pp. 105-109, 2012

## 国内会議

- [8] 福田英輔, "5G に向けた基地局・ネットワーク技術の動向," 電子情報通信学会総合大会, 2015.
- [9] 福田英輔, "[パネル討論] SR 研究会の活性化に向けての一提案," 信学技報 SR2013-83, vol. 113, no. 400, 2014

## その他の発表

- [10] 福田英輔, "Green Radio にむけた 5G ネットワークへの取組み," マルチメディア推進フォーラム, アイビーホール青学会館, 2015 年 7 月 15 日
- [11] 福田英輔, "Green Radio に向けた 5G 基地局ネットワーク技術の動向," 東工大 移動通信研究グループオープンハウス 2015 招待講演, 2015 年 4 月 23 日
- [12] 福田英輔, "5G の世界を思い描く," 東大先端研, 2014 年度 MLAB/AKG リサーチフォーラム, 2014 年 10 月
- [13] E. Fukuda, "Review of Evolution of Wireless Transmission Technologies," IEICE Communications Society - GLOBAL NEWSLETTER, vol. 36, no. 2, 2012

## その他のワイヤレス関連発表

### 論文誌

- [1] 久保徳郎, 大石泰之, 福田英輔, 高野健, “1.5 GHz  $\pi/4$  シフト QPSK-TDMA 伝送システム実験,” Vol.J73-B2 No.11, 信学論 pp.639-650, 1990
- [2] H. Nakamura, E. Fukuda, N. Iizuka, Y. Daido, S. Takenaka, “A 256 QAM Digital Radio System With a Low Rolloff Factor of 20% for Attaining 6.75 Bps/Hz,” IEICE Transactions, Vol. E71-E No. 1, Jan 1988
- [3] H. Nakamura, N. Iizuka, E. Fukuda, M. Minowa, Y. Daido and S. Takenaka, “A New 90 MBPS 68 APSK Modem with Honeycomb Constellation for Digital Radio Relay Systems,” IEICE TRANSACTIONS, Vol. E71-E No. 6, Un 1988
- [4] Y. Daido, S. Takenaka, E. Fukuda, T. Sakane, and H. Nakamura, “Multilevel QAM Modulation Techniques for Digital Microwave Radios,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.5 Issue: 3, Apr 1987
- [5] Y. Daido, E. Fukuda, Y. Takeda and H. Nakamura, “Theoretical Evaluation of Signatures and CNR Penalties Caused by Modem Impairments in Multilevel QAM Digital Radio Modems,” IEEE Transactions on Communications, Volume: 34 Issue: 7 Jul 1986

### 国際会議

- [6] E. Fukuda, "Fujitsu's R&D Initiatives toward LTE and LTE-Advanced," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2010), Panel 2: Technology and Business Panel II: Radio Access & Network Technologies beyond 4G, Sydney, Australia, Apr 2010
- [7] E. Fukuda, "Fujitsu's R&D Initiatives toward LTE and LTE-Advanced Development," in Proc. of International Conference on Beyond 3G Mobile Communications-2009 (ICB3G-2009), Keynote Speeches - Research Development on 3G and LTE/LTE-A Related Technologies and Standards, Beijing, China, Jun 2009

- 
- [8] E. Fukuda, “A Technical Consideration for IMT-Advanced,” The International Conference on Beyond 3G Mobile Communications 2008 (ICB3G-2008), FuTURE MOBILE COMMUNICATION FORUM, Tokyo, 2008
- [9] E. Fukuda, “Technical Enablers toward the Next Generation Wireless Communication Systems,” IMT-Advanced Workshop, Wireless Communications Week at YRP, March 2006
- [10] E. Fukuda, “Research & Development towards Systems Beyond 3G,” The 5th International Conference on Beyond 3G Mobile Communications (ICB3G-2006), Seoul, Korea, September, 2006
- [11] E. Fukuda, “Technology Trend for the Next Generation Wireless Communication Systems,” Malaysia-Japan Broadband Congress 2005: Asia-Pacific Wireless Broadband Forum (AP-WBF), Malaysia, Nov 2005
- [12] K. Kawabata, T. Nakamura and E. Fukuda, “Estimating velocity using diversity reception,” Vehicular Technology Conference 1994, Jun 1994
- [13] T. Kubo, Y. Ohishi, E. Fukuda and Y. Daido, “Simulated tolerance of loop parameters of Cartesian feedback amplifier for  $\pi/4$ -shifted QPSK transmitter,” 1st International Conference on Universal Personal Communications, 1992. 29 Sep-1 Oct 1992
- [14] Y. Ohishi, M. Minowa, E. Fukuda, and T. Takano, “Cartesian feedback amplifier with soft landing,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC1992), Oct 1992
- [15] Y. Ohishi, E. Fukuda, T. Kubo, T. Takano and Y. Daido, “AFC circuit with fast acquisition for a TDMA cellular mobile communication system,” Vehicular Technology Conference, May 1991
- [16] M. Minowa, M. Onoda, E. Fukuda, and Y. Daido, “Backoff improvement of an 800-MHz GaAs FET amplifier for a QPSK transmitter using an adaptive nonlinear distortion canceller,” Vehicular Technology Conference, May 1990
- [17] N. Fujino; E. Fukuda, M. Minowa, S. Chikuma, Y. Takeda, T. Takano, and H. Nakamura, “An indoor bidirectional message paging system with a pocket-size terminal using a direct-conversion FSK modem,” ICC 89, Jun 1989
- [18] E. Fukuda, N. Iizuka, Y. Daido, S. Takenaka and H. Nakamura, “A 256 QAM digital radio system with a low roll-off factor of 20% for attaining 6.75 bps/Hz,” ICC87, June 1987

- [19] E. Fukuda, N. Iizuka, M. Minowa, Y. Daido and H. Nakamura, “A New 90 Mbps 68APSK modem with a honeycomb constellation for digital radio systems,” GLOBECOM87, Nov 1987
- [20] Y. Daido, Y. Takeda, E. Fukuda, S. Takenaka, and H. Nakamura, “256 QAM modem for high capacity digital radio systems,” GLOBECOM84, Dec 1984
- [21] E. Fukuda, Y. Takeda, Y. Daido, S. Sasaki and H. Nakamura, “Design of 64QAM modem for high capacity digital radio system,” GLOBECOM83, Nov 1983
- [22] K. Ogawa, S. Takenaka, E. Fukuda and H. Nakamura, “A Transversal Fading Equalizer for 16QAM Microwave Digital Radio,” ICC81

## 研究会・全国大会

- [23] 福田英輔, “[招待講演]ワイヤレスが繋ぐ雲の向こう側,” 信学技報, RCS2010-61, vol. 110, no. 127, pp. 77-81, 2010
- [24] 福田英輔, 田中良紀, 中村隆治, “3GPPにおけるIMT-Advancedの標準化状況と今後の予定,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BP-1-2, 2009
- [25] 福田英輔, “IMT-Advancedのシステム要求条件”, BP-2 電子情報通信学会総合大会 2009年3月
- [26] ウー ジャンミン, 東充宏, 谷口智彦, 福田英輔, “ステップ関数を用いた適応型周波数再利用方式の検討”, 信学技報, vol. 108, no. 391, RCS2008-178, pp. 35-40, 2009年1月
- [27] 福田英輔, “ワイヤレス通信技術の最新動向ー 3GモバイルからIMT-Advancedに向けてー” 第21回情報伝送と信号処理ワークショップ 通信方式研究専門委員会, 2008年11月
- [28] 大淵一央, 須田健二, 川端和生, 福田英輔, “デジタルパケット移動通信におけるフレーム間インタリーブ効果の検討”, 電子情報通信学会総合大会, 1996年3月
- [29] 浜田一, 内島誠, 福田英輔, “一様フェージング環境下でのパイロット信号最尤推定方式の一検討”, 電子情報通信学会総合大会, 1996年3月
- [30] 中村隆治, 福田英輔, 武田幸雄, “移動通信における送受信部(高周波ブロック)の現状と今後の展望”, 電子情報通信学会総合大会, 1996年3月
- [31] 内島誠, 浜田一, 福田英輔, “マルチパスフェージング環境下でのパイロット信

- 号を用いたフェージング等化器の一検討”，電子情報通信学会総合大会，1996年3月
- [32] 須田健二，中村隆治，川端和生，大淵一央，福田英輔，“受信レベルの時間差分検出を利用したフェージングピッチ推定法”，電子情報通信学会総合大会，1995年3月
- [33] 田島喜晴，中村隆治，福田英輔，“ACCA方式と固定チャネル割当方式の共存時の移動通信システムの特性”，電子情報通信学会総合大会，1995年3月
- [34] 藤野信次，飯田一郎，福田英輔，“移動遍在計算機環境の実現”，信学技報，RCS95-63 pp.91-96，1995年5月
- [35] 福政英伸，須田健二，藤野信次，福田英輔，“デジタル移動パケット通信方式によるTCP/IP接続”，信学技報，SAT95-161 pp.19-24，1995年7月
- [36] 川端和生，竹間智，大淵一央，須田健二，福田英輔，“デジタルパケット移動通信のスループット特性実験”，電子情報通信学会ソサエティ大会，1995年9月
- [37] 小勝輝久，川端和生，中村隆治，福田英輔，“受信レベルの時間差分検出によるフェージングピッチ推定法”，電子情報通信学会春季大会，1994年3月
- [38] 古川秀人，福田英輔，“移動通信用同期検波方式の検討”，電子情報通信学会春季大会，1994年3月
- [39] 須田健二，中村隆治，川端和生，福田英輔，“受信ダイバーシティを利用したフェージングピッチ推定法”，電子情報通信学会春季大会，1994年3月
- [40] 中村聡，久保徳郎，沢田健介，福田英輔，“1.9GHz帯狭帯域CDMA電波伝搬実験 ビット誤り率の測定”，電子情報通信学会秋季大会，1994年9月
- [41] 久保徳郎，中村聡，沢田健介，福田英輔，“1.9GHz帯狭帯域CDMA電波伝搬実験 受信電界強度特性の測定”，電子情報通信学会秋季大会，1994年9月
- [42] 古川秀人，福田英輔，“ライスフェージング環境下における同期検波方式の特性評価”，電子情報通信学会秋季大会，1994年9月
- [43] 久保徳郎，箕輪守彦，大石泰之，福田英輔，“ソフト・ランディング方式によるカルテジアン形非線形歪補償回路の検討”，電子情報通信学会春季大会，1993年3月
- [44] 久保徳郎，長谷和男，須田健二，福田英輔，“DS/CDMA方式用電力制御送信機の開発”，電子情報通信学会秋季大会，1993年9月

- [45] 藤野信次, 川端和生, 福田英輔, “移動データ通信における擬似パケット通信方式の提案”, 信学技報, SAT93-289 pp.39-46, 1993年10月
- [46] 太田奈緒子, 福田英輔, 天野文雄, “デジタル移動通信用音声符号器の誤り訂正方式の検討”, 電子情報通信学会春季大会, 1990年3月
- [47] 中村聡, 石川敦子, 大石泰之, 福田英輔, “デジタル移動通信用 $\pi/4$ シフトQPSKベースバンド遅延検波方式の検討”, 電子情報通信学会春季大会, 1990年3月
- [48] 石川敦子, 大石泰之, 福田英輔, “バーストスイッチによるスペクトラム拡大の検討”, 電子情報通信学会春季大会, 1990年3月
- [49] 久保徳郎, 中村隆治, 福田英輔, 高野健, “TDMA方式による1.5GHz帯デジタル移動通信伝送実験”, 電子情報通信学会春季大会, 1990年3月
- [50] 石川敦子, 中村正, 福田英輔, 武田幸雄, “移動通信用ベースバンドフェージングシミュレータ”, 電子情報通信学会春季大会, 1989年3月
- [51] 川端和夫, 渡辺保信, 福田英輔, 武田幸雄, “400MHz帯における構内伝搬特性の測定”, 電子情報通信学会春季大会, 1989年3月
- [52] 藤野信次, 福田英輔, 武田幸雄, 高野健, “移動メッセージ通信システム”, 電子情報通信学会春季大会, 1989年3月
- [53] 竹間智, 福田英輔, 武田幸雄, 高野健, “移動メッセージ通信用回線制御局の動的負荷特性測定結果”, 電子情報通信学会秋季大会, 1989年9月
- [54] 久保徳郎, 中村隆治, 福田英輔, 高野健, “デジタル移動通信用TDMA方式の検討”, 電子情報通信学会秋季大会, 1989年9月
- [55] 福田英輔, 中村隆治, 大石泰之, 天野文雄, “QPSK変調方式を用いたデジタル移動通信用音声伝送実験”, 電子情報通信学会春季大会, 1989年3月
- [56] 中村聡, 福田英輔, 大石泰之, “デジタル移動通信用QPSK遅延検波方式復調器の検討”, 電子情報通信学会春季大会, 1988年3月
- [57] 福田英輔, 武田幸雄, 竹中貞夫, 中邨浩, “90Mbps 64QAM 変復調器,” 電子通信学会総合大会, No.2365, 1984年
- [58] 竹中貞夫, 福田英輔, 小川和夫, “マイクロ波16QAM方式用トランスバーサル形自動等化器”, 信学技報, CS80-153, pp.25-30, 1980年11月

## その他の発表

- [59] E. Fukuda, “Fujitsu's R & D Activities towards IMT-Advanced,” Workshop on IMT-Advanced, 22nd meeting of ITU-R Working Party 8F, Kyoto, Japan, May 2007
- [60] 福田英輔, “IMT-Advanced に向けた富士通の移動通信システムへの取り組み,” マルチメディア推進フォーラム 「IMT-Advanced に向けた今後の展望」 青学会館 2007年9月

