

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	メモリ効果を含んだRF 電力増幅器のモデリングとそのデジタル歪補償技術への応用
Title(English)	
著者(和文)	大石泰之
Author(English)	YASUYUKI OISHI
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第8703号, 授与年月日:2012年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:荒木 純道
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第8703号, Conferred date:2012/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

メモリ効果を含んだ RF 電力増幅器のモデリングと

そのデジタル歪補償技術への応用

東京工業大学 理工学研究科

大石 泰之

2012年3月

目次

第1章	緒論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
1.3	本論文の概要と構成	3
第2章	RF増幅器のモデリング	5
2.1	メモリ効果の分類と要因	5
2.2	ボルテラ級数解析によるメモリ効果の理論的研究	6
2.2.1	物理モデル	7
2.2.2	ビヘイヴィオーラル・モデル	9
2.3	各モデルの特徴と本論文の研究との関連	14
第3章	非線形歪補償法と非線形パラメータ抽出	16
3.1	歪補償法技術の必要性	16
3.1.1	フィードフォワード増幅器	16
3.1.2	カルテジアンフィードバック	17
3.1.3	LINC増幅器	18
3.1.4	プリディストータ	20
3.2	プリディストータのパラメータ決定のための学習法	22
3.3	IMD測定値によるアンプの非線形特性の決定方法	27
3.3.1	IMD測定法の問題点と既存の方法	27
3.3.2	小信号Sパラメータの位相を利用した複素IMD測定の高精度化	29
3.3.3	アンプモデルとIMD測定値のフィッティング	35
第4章	IMD測定の高精度化	40
4.1	繰り返し計算による位相推定法	40
4.2	モデルの精密化	41
4.3	繰り返し演算の詳細	42
4.4	測定結果	45
4.5	プリディストータによる非線形歪の改善	52

第5章	OFDM 信号に対するアンプの非線形歪補償	57
5.1	メモリ効果の時間範囲の評価	57
5.2	デジタル信号処理を簡単にするためのアルゴリズム	62
5.3	計算量の比較	66
5.4	動作電力の比較	68
5.5	OFDM 信号の確率的性質	69
5.6	プリディストータによる OFDM 信号の ACLR と EVM の改善	72
5.7	プリディストータによる電力効率の改善	81
5.8	プリディストータ方式の比較	82
第6章	結論と今後の課題	84
6.1	結論	84
6.2	今後の課題	85
第7章	付録	86
7.1	メモリ効果を含んだ IMD の数式表現	86
7.2	3次、5次のプリディストーション補償信号の導出	89
7.3	特性関数法を用いた OFDM 信号の累積分布関数の導出	92
7.4	記号の定義	94
参考文献	96
謝辞	102
本論文に関する研究業績	102

第1章 緒論

1.1 研究の背景

近年、携帯電話をはじめとして、無線通信の重要性は益々増している。特に、あらゆる環境でインターネットと快適に接続することが求められており、従来の音声通話に変わって、高速・大容量なデータ通信の需要が高くなっている。高速・大容量の無線通信を実現する技術として、高効率な変復調方式やそれを実現するデバイス技術が重要であるが、それと同時に無線通信に不可欠となるのが、所望の周波数・電力の電磁波を出力する装置であり、それを実現するのが RF 増幅器である。携帯電話などの携帯無線機器、あるいはそれと通信する基地局の無線装置では、RF 増幅器が必ず用いられており、その消費電力は装置全体の中で大きな比率を占めている。無線通信ではその通信距離と通信容量はシャノンの定理で知られる限界があり、ある品質、容量の通信を行うためには、ある電力が不可欠である。無線装置では、この通信に不可欠な電力を得るために、RF 増幅器を用いて無線出力を得るが、そのために必要な供給電力は無線出力より必ず大きい。この供給電力に対する無線出力の比率を RF 増幅器の電力効率と呼び、この効率が低いことが電力の有効利用となる。現在、電池サイズ等の制約で電源容量が限られている携帯端末の通話時間の長時間化、あるいは基地局においては装置の省エネルギー化が重要となる中で、RF 増幅器の電力効率を改善することは、非常に重要な課題となっている。

一方、高速・大容量な無線通信を実現するためには、周波数利用効率の高い変復調方式が必要であり、このために近年の無線通信では、RF 信号の振幅と位相の双方を用いて情報を伝達する線形変調が用いられる傾向にある。線形変調では、RF 増幅に対してもその振幅情報を正確に増幅する線形性が要求される。しかしながら、RF 増幅器においては、この線形性と高い電力効率は一般的に相反する特性であるため、この二つの特性を満たすために歪補償技術が必要となる。この歪補償技術の中でコスト的に最も有利な方法はプリディストータである。昨今では変復調器のデジタル化が進み、ベースバンドでの信号処理技術の向上もあって、デジタル・プリディストータがコスト的にも歪補償の正確さでも他の技術より有利になっている。

上に述べた無線通信の高速化・大容量化は必然的に信号帯域を広くし、増幅器の非線形応答の時間遅れ、すなわちメモリ効果が無視できなくなる。これは、増幅器の出力が現在の入力信号の値だけでなく過去の入力信号の値にも依存することを意味する。従って、非線形歪補償もこれを考慮した方法を用いる必要がある。メモリ効果が問題になりはじめた頃から、そのメカニズムの解明と新しい歪補償方法が検討されてきた。メモリ効果のメカニズムとしては電氣的メモリ効果と熱的メモリ効果が明らかにされている。熱的メモリ効果は LD-MOS やバイポーラ・トランジスタで顕著に見られ、GaAs MESFET や GaN FET では電氣的メモ

り効果が支配的であることが明らかにされた。また歪補償では、メモリ多項式を用いたデジタル・プリディストータの有効性が第2世代、第3世代の移動通信システムで確認されている。

しかし、これまでに開発された歪補償技術を第4世代の移動通信システムに適用するためには、幾つかの課題が残されている。第4世代の移動通信システムの扱う信号はサブキャリア数の極めて多い OFDM 信号であり、信号のピーク電力と平均電力の比 (PAPR) が更になり、増幅器の線形性に対する要求がより厳しくなる。また、信号帯域も第3世代の数倍～10倍となることが考えられる。

1.2 研究の目的

本研究の目的は、第4世代の移動通信システムに適用できる電力増幅器を開発するために必要な課題を明らかにし、その幾つかに解決方法を与えることである。その課題の一つは、システムの要求が厳しくなった場合に、プリディストータにどのようなメモリ効果にも対応できるような柔軟性を与えようとする、プリディストータに要求される信号処理が膨大になる。このため、歪補償に必要な電力が多くなり、歪補償を付加した増幅器全体の効率が悪くなってしまふことである。この問題を解決するためには、メモリ効果をもつ増幅器の非線形歪を正確に知って必要最小限の歪補償を行わなければならない。本研究で取り組んだ課題の一つは、増幅器の非線形歪の正確な把握方法を与えることである。

増幅器への要求が厳しくなったときに現れることが予想される課題には、現在のシステムでは問題とならない程度の歪で、将来問題になるかもしれないものがある。特に、増幅器本体だけでなくアップ・コンバータ、ダウン・コンバータを含めた送信系全体のもつ長い遅延時間の歪をどう扱うかは重要な課題である。遅延時間が長いと、これを補償する信号の時間相関長も同程度でなければならないので、メモリ多項式などで対応すると必然的に信号処理が膨大になる。この論文で取り組んだ二つ目の課題は、この長い遅延時間の歪を現在の入力信号と1つ前のサンプリング時刻の出力信号のみを用いて補償信号を与えるアルゴリズムを求めることである。

第三の課題は、上の二つの課題に対する研究成果を確認することである。第一の課題については混変調歪 (IMD) の測定値から、非線形歪のモデルを与え、非線形歪を記述するパラメータを正確に決定する方法を示す。更に、増幅器のベースバンド応答を実測し、モデルの妥当性を検証する。また、上の方法で決定された非線形パラメータを用いて、増幅器の非線形的振る舞いを記述して、プリディストータによって IMD が抑圧されることを理論的に明らかにする。また、実験から決定した増幅器のモデルを用いて、OFDM 信号に対する応答を計算機シミュレーションで評価する。ここで、二つ目の課題である提案アルゴリズムを用い

たプリディストータによって、増幅器の出力スペクトルの改善効果を評価する。更に、計算機シミュレーションを拡張して、線形性の重要な評価指標の一つである変調精度 (EVM) の評価を行う。

1.3 本論文の概要と構成

本論文は第4世代の移動通信システムに適用できる電力増幅器を開発するため、次の二つの課題があることを示し、その解決方法を与えた。二つの課題は(1)メモリ効果をもつ増幅器の非線形的振る舞いを正確に決定する方法を与えること、及び、(2)長い遅延時間をもつメモリ効果の歪補償を少ない信号処理で実現する方法を与えることである。本論文は6つの章から構成されている。

第1章では研究の背景と目的を述べ、論文の構成と概要を述べる。第2章ではメモリ効果をもつ増幅器のモデルについて説明する。ここではメモリ効果の分類とメモリ効果を記述する方法としてボルテラ級数解析の方法を説明する。更にボルテラ級数解析から派生する二つの考え方について利害得失を明らかにし、本論文で用いる方法を説明する。第3章では歪補償の方法を説明し、その中でプリディストータが特に重要である理由を説明する。また、これらの歪補償で必要となる増幅器の非線形歪を測定する方法として、IMDの測定法について説明する。第4章と第5章はこの論文の新規性を示す中心部分である。第4章では第3章で述べたIMDの測定法を改善して、増幅器の飽和領域に近い信号レベルまで正しい測定ができるようにする方法を示す。第5章ではメモリ効果をもつ増幅器用のプリディストータの補償信号を少ない計算量の信号処理で時々刻々更新するアルゴリズムを提案する。更に計算機シミュレーションによって、提案したアルゴリズムが数百サブキャリアをもつOFDM信号に有効であることを確認する。最後に第6章で結論と今後の問題を述べる。

第2章では、初めにメモリ効果の分類を示し、ここでメモリ効果とその時定数の関係を明らかにする。次に、非線形歪の一般的解析方法としてボルテラ級数解析の考え方と概要を述べる。そしてボルテラ級数解析から二つの考え方が発生することを説明する。一つは物理モデルで、ボルテラ級数解析を用いて増幅器の非線形応答を評価することを通してメモリ効果の物理的メカニズムを明らかにする方法である。もう一つの考え方は、結果的に増幅器の非線形特性が正確に記述できれば良いという考え方であり、その代表がメモリ多項式とインダイレクト・ラーニングである。この二つの考え方には利害得失があるので、それを説明した上で、本論文の手法と狙いを示す。

第3章では歪補償の4つの方法について説明し、プリディストーション法が主流となった理由を述べる。更にこれらの歪補償で必要となる増幅器の非線形動作を正確に決定する方法として利用されるIMDの測定方法を述べる。ここでは従来の測定法がIMDの位相測定に膨

大な労力を必要としており、また、十分な精度が得られないことを示す。その改善策として、小信号 S-パラメータの位相を IMD の基本波に適用する方法について説明する。

第 4 章では IMD の測定方法の更なる改善について述べる。第 3 章に述べた方法は IMD が基本波に較べて十分低いレベルである場合に正確な位相を与えるが、振幅レベルが高くなると、基本波にも非線形歪の影響が出てくる。小信号 S-パラメータの位相が適用できるのは増幅器の線形応答に対してであるから、基本波ではなく線形応答の位相を S-パラメータの位相に合わせるべきである。この章では、最初に基本波の位相に S-パラメータの位相を当てはめ、得られた非線形歪を基本波から引き算して、線形応答の評価値を求める。これは S-パラメータの位相からずれた値をもつ。次に基本波の位相を逆方向にずらして、もう一度、非線形歪を求める。これを繰り返す逐次推定法を提案した。この方法の裏付けとして、推定した線形応答が入力信号の線形利得倍となることを確認した。

第 5 章ではプリディストータを増幅器の逆問題の解（インバース）として与え、補償信号を数式で与え、その数式に和の形で入ってくるメモリ効果の時間範囲を評価する。補償信号は通信システムでは時々刻々更新しなければならないが、この更新は時間範囲が長いと計算量が多くなって実用的でなくなる。そこで、メモリ効果の遅延時間依存性の特徴を用いて少ない計算量で更新できるアルゴリズムを提案している。これは従来の 1 次遅延特性に対するアルゴリズムを 2 次遅延特性に適用できるように拡張したことを意味する。この方法の計算量の評価し、メモリ多項式の場合と比較し、提案方法の利点を明らかにした。また、提案方法をサブキャリア数が数百以上の OFDM 信号に適用した場合の改善効果を確認する計算機シミュレーションを行った。このシミュレーションによって、スペクトルの広がりが抑えられること、時々刻々の非線形歪の値を小さくできることを明らかにした。この結果は ACLR と EVM に対して有力な情報となる。

第 6 章は結論であり、本論文を要約しその成果を整理して述べた。最後に、この論文で示した方法を第 4 世代の移動通信システムに適用する場合の残された課題について述べる。

第2章 RF増幅器のモデリング

2.1 メモリ効果の分類と要因

入力信号の帯域がアンプ内で発生する遅延時間に較べて狭帯域であれば、アンプ出力の瞬時値は入力信号の過去の履歴と無関係に、その瞬間の入力信号のみで決定される。そのような状態にあるアンプをメモリレスであると言い、その歪をメモリレス非線形歪と言う。この場合、アンプの非線形歪は振幅歪 (AM-AM) と位相歪 (AM-PM) で規定され、それらは単一周波数の正弦波入力に対する出力の振幅と位相を入力振幅の関数として測定できる。これにより出力信号が入力信号の振幅の関数として一義的に与えられるので、その逆関数も一義的に与えられる。以前は RF 信号で直接歪補償[1]-[3]を行っていたが、信号のデジタル化と共にデジタル・プリディストーション方式[4]-[6]が主流となってきた。歪補償にはフィードフォワード等、いくつかの方法があるが、装置のコストを考えるとプリディストーションが最も望ましい。従って、デジタル・プリディストーションが主流と考えられる。

また、アンプの増幅すべき信号の帯域は移動通信システムに求められる情報量の増加と共に広帯域化し続けている。このため、アンプの内部で発生する遅延時間が無視できなくなり、アンプ出力が過去の入力信号の履歴に依存するようになった。これをメモリ効果と言い、アンプの歪補償でもメモリ効果を考慮して行わないとプリディストータが正しく動作しないことが判った。この問題を解決するためには、過去の入力信号がどのように影響するかを定量的に表す数式またはモデルが必要になる。また、そのモデルを用いてプリディストータを設計する必要がある。

メモリ効果の要因として、大きく分けてアンプデバイスに起因するものと、回路などのアンプデバイス以外に起因するものがある。デバイスが発生要因となるメモリ効果として、熱によるものと、半導体内部でのキャリアトラップによるものがある。熱メモリ効果は、トランジスタのジャンクション温度の変化によってアンプの利得特性等が変化するが、ジャンクション温度は過去の入力信号のレベルに応じて変化するため、メモリ効果を発生する。また、キャリアトラップは、半導体表面にトラップされたキャリアによりドレイン電流が流れるのを妨害する現象が生じるが、これが正常な状態に復帰するのに時間がかかるため、メモリ効果の要因となる。

デバイス以外の要因として、デバイス周辺の回路素子によるメモリ効果がある。これには、アンプの整合回路に含まれる L, C 回路と、アンプに電源を供給するバイアス回路のインピーダンスによるメモリ効果が考えられる。RF 整合回路の周波数特性は、増幅信号帯域に比較して十分に広帯域と考えると、この整合回路の時定数は比較的小さく、大きなメモリ効果を発生する要因とは考えにくい。一方、バイアス回路には大きな L, C が付加されており、これがメモリ効果の支配的な要因になると考えられる。

図 2-1 にメモリ効果の発生要因と、それによって生じるメモリ効果の時定数を大まかに示す。本論文の検討では、バイアス回路のインピーダンスによって生じるメモリ効果に着目し、その発生メカニズムのモデル化と、補償方法について検討を行う。

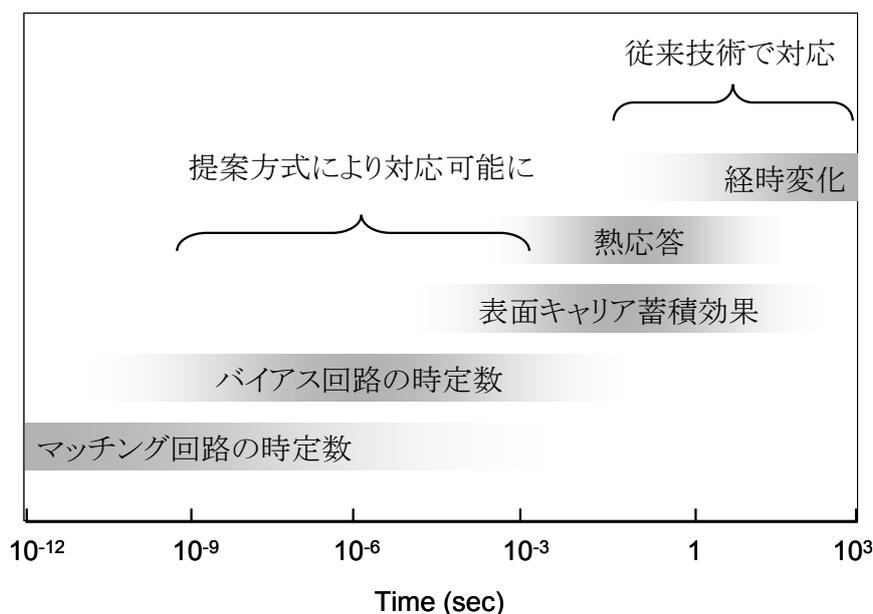


図 2-1 メモリ効果の要因と時定数

2.2 ボルテラ級数解析によるメモリ効果の理論的研究

遅延を含む非線形問題の最も汎用性の高い解析方法としてボルテラ級数解析がある[7][8]。ボルテラは数学者であり、現実存在する特定の非線形デバイスの解析方法を与えたわけではない。しかし、遅延時間を伴う非線形システムの応答として現れる全ての可能性を含む数学的手法を与えた。従って、ボルテラ級数解析はビヘイヴィオーラル・モデルであり、半導体デバイスの物理的構造との対応をあらわしてはいない。それはむしろ、ボルテラ級数解析でメモリ効果を研究する人たちが考えるべきものである。また、ボルテラ級数解析が全ての可能性を網羅しているため、高い次数の非線形ほど多くのパラメータを必要とし、実際の増幅器の歪補償などに適用する場合、プリディストータ等の歪補償器が複雑になりすぎる傾向がある。そこで、現実的な方法として数式の中で影響の少ない項を無視することが必要になる。つまり、PA の振る舞いを必要な精度で近似するモデルが必要になる。これまでに数多くのモデルが提案されてきた。

それらのモデルは二つに大別される。一方はアンプ内で、どのようなメカニズムでメモリ

効果が起こるかを明らかにしようとして考え出したモデルであり、他方は結果的にアンプの非線形動作を正しく記述することのみを目的としたモデルである。以下、前者を**物理モデル**と呼び、後者を**ビヘイヴィオーラル・モデル**と呼ぶ。厳密に言えば全てがビヘイヴィオーラル・モデルであるが、説明の便宜上、二つに分ける。勿論、中間的なものも存在し、研究者によっては両方の提案を行っている人もいる。

2.2.1 物理モデル

メモリ効果が問題となりはじめた当時、周波数ドメインでアナログ的な解析が行われていた。その中で、Vuolevi 等は解析結果と物理的メカニズムの対応を考えてバイポーラ・ジャンクション・トランジスタ (BJT) のメモリ効果は主として前述の熱的メモリ効果であり、GaAs MESFET の場合は電氣的メモリ効果であると説明した[9][10]。また N. B. Carvalho, J. C. Pedro はメモリ効果をもつ増幅器の IMD について、ボルテラ級数解析で検討し、周波数非対称な IMD が発生する条件を明らかにした[11]。これらの研究により、電氣的メモリ効果は偶数次の非線形によって発生した電流のベースバンド成分がバイアス回路のインピーダンスによって電圧に変わり、このベースバンド電圧がドレイン電流を変調することによって生じることが明らかとなった。この説明によりバイアス回路のインピーダンスが関与することが明らかになったので、彼等の用いた電氣的メモリ効果という用語の他に、バイアス回路のインピーダンスによるメモリ効果という用語が用いられるようになり、最近では後者の方が多く用いられるようになった。これを図で表すと図 2-2 のようになる。但し、 $Z(\omega)$ はドレイン側のバイアス回路のインピーダンスである。

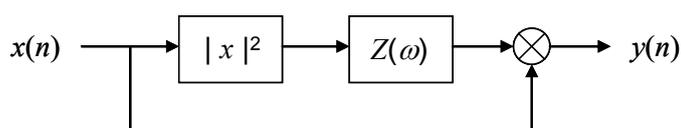


図 2-2 電氣的メモリ効果

この図を用いて、FET 増幅器の場合についてももう少し詳しく説明する。FET のドレイン電流はゲート・ソース電圧(v_{gs})とドレイン・ソース電圧(v_{ds})の関数である。W. R. Curtice [12] のモデルで表せば

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 v_{gs} + A_2 v_{gs}^2 + A_3 v_{gs}^3) \tanh[\gamma(V_o + v_{ds})] \quad (2-1)$$

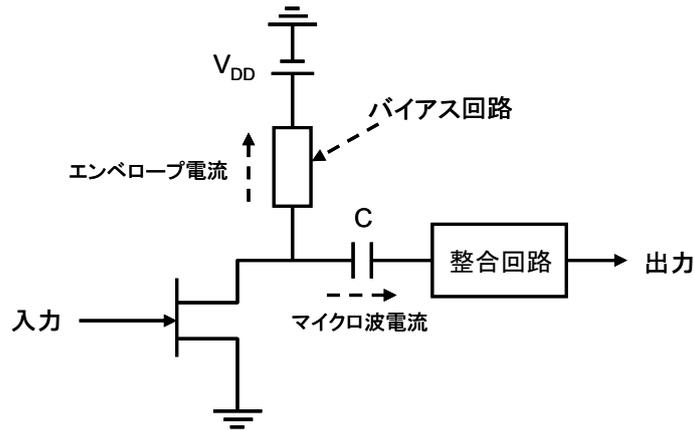


図 2-3 FET の整合回路とバイアス回路に流れる電流

である。ここで、電圧 v_{gs} , v_{ds} はマイクロ波成分であり、 V_0 はドレイン・バイアス電圧である。式(2-1)の A_2 の項は 2 次の非線形を表し、 v_{gs} の 2 乗はベースバンド成分と第 2 次高調波を発生する。この 2 次の項は図 2-2 の $|x|^2$ に対応する。第 2 次高調波の影響は小さいが、ベースバンド成分はバイアス回路を流れ、大きな時定数をもつ。尚、 v_{gs} は変調波であり、そのベースバンド成分は振幅のエンベロープである。また、PA の非線形歪補償の議論ではベースバンド成分と言わないので、慣例に従ってにエンベロープ成分と呼ぶこととする。図 2-3 は 2 次の項の発生した電流のエンベロープ成分が C-カットのため整合回路の方へは流れず、バイアス回路に流れることを示す。また、式(2-1)の v_{gs} の奇数次の項はマイクロ波電流を与え、マイクロ波ではバイアス回路は高インピーダンスなので、整合回路のみに流れる。バイアス回路を流れるエンベロープ電流は、電圧 δv_{ds} を誘起する。これを式(2-1)に当てはめるとハイパボリック・タンジェントの部分が

$$\tanh[\gamma(V_0 + v_{ds})] \rightarrow \tanh[\gamma(V_0 + v_{ds} + \delta v_{ds})] \quad (2-2)$$

となる。これは、ドレイン電流を

$$\delta I_{ds} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{ds}} \delta v_{ds} \quad (2-3)$$

だけ変化させる。ここで、 δv_{ds} はエンベロープ周波数成分なので、 I_{ds} の微分係数がマイクロ波周波数成分であれば出力を変化させ、メモリ効果が起こる。つまりハイパボリック・タンジェントの 2 次の非線形により、メモリ効果が起こる。それが図 2-2 では掛け算として表されている。

その後、Vuolevi 等の発表は見かけられなくなったが、Pedro 教授のグループは毎年論文

を発表しており[13]-[15]、モデルの妥当性は十分検証されていると考えられる。また、Georgia工科大学のJ. S. Kenney教授のグループでは、図2-2と類似したモデルを用いて遅延時間の長いメモリ効果と短いメモリ効果を同時に扱えるようにしている。特に無限長のインパルス応答（IIR）をもつ場合に計算量が極めて少なくできる方法を与えている点は注目に値する[16]-[18]。J. S. Kenney教授のグループの研究成果は本論文の手法と以下の三つの点で関連がある。(1)PAモデルに類似点がある (2)IMDのメモリ効果が2次の遅延をもつバイパス回路で与えられること (3)非線形歪補償信号のサンプリング点ごとの更新方法に類似性がある。これらの点については、後の本論文の成果を説明する部分で詳しく述べる。

2.2.2 ビヘイヴィオーラル・モデル

ビヘイヴィオーラル・モデルの利点は幾つかあるが、「マイクロ波技術の詳細を知らなくても良い」という利点から、最も多くの研究者が参加しており、成果も多く発表されている。このモデルのもたらした最大の成果は、メモリ多項式[19]とインダイレクト・ラーニング[20]である。ボルテラ級数は非線形の次数と同じランクのテンソルで与えられるため、高い次数では非常に多くの項を必要とし、解析手法として現実的でなくなる。これに対して、メモリ多項式はボルテラ級数のテンソルの主軸のみを取ったものであり、非線形の次数に関係なく時間軸上のサンプリング点の1次元的な和で与えられる。これは合理的な近似の手法であり、実際にかかなりの適用範囲をもっている。メモリ多項式は

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (2-4)$$

で表される。ここで、 K は仮定する最高次の次数であり、 Q はメモリの深さ（時間軸方向）を表す。この方程式を図で表すと、図2-4のようになる。

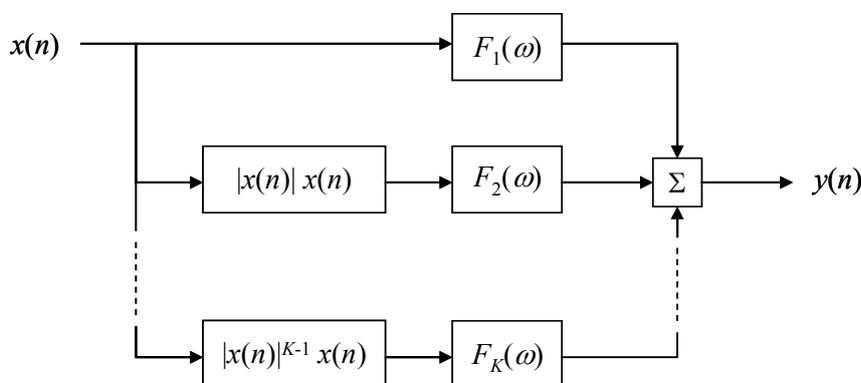


図2-4 メモリ多項式に対応する非線形モデル

図の $F_k(\omega)$ は線形回路 LTI の伝送関数であり、そのインパルス応答の時刻 $n-q$ の値が a_{kq} となる。LTI が非線形の後にあるので、ハマーシュタイン・モデルの一種であり、次数によって異なる LTI を仮定できるのでパラレル・ハマーシュタイン・モデルである。

このメモリ多項式をプリディストータに仮定する場合、アンプのモデルとしては後で述べるパラレル・ウィーナー・モデルやウィーナー・ハマーシュタイン・モデルが適合する。

また、プリディストータはアンプの非線形応答の逆問題の解であるから、ボルテラ級数をベースとした p 次の逆 (p -th order inverse) は次数 p が高くなると、どんどん複雑になり、せいぜい 5 次程度が限界となる。インダイレクト・ラーニングはこの問題を解決する上で非常に良い方法である。その詳細については第 3 章で説明する。この方法は次数が高い場合、ボルテラ級数から直接求めた逆 (p -th order inverse) に較べると遥かに簡単である。但し、本論文では高次の非線形よりも長い遅延時間の歪補償を主眼としたので、考慮する非線形次数を 5 次までとし、 p -th order inverse を用いた。

以下、メモリ多項式以外のビヘイヴィオラール・モデルについて述べ、アンプとプリディストータの組み合わせについて考える。

(a) エンベロープ・メモリ多項式[21]

このモデルはメモリ多項式の種類として提案され、次式で表せる。

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n) |x(n-q)|^{k-1} \quad (2-5)$$

このモデルでは入力過去の値が全て振幅のみなので、記憶領域が少なく、システムへの組み込みが容易である。また、見方を変えると $x(n)$ を全体に掛けることになるので、図 2-2 の構成と対応し、物理モデルの時間ドメイン表示とも見做せる。

(b) ウィーナー・モデル[22]

このモデルは図 2-5 の構成で表せる。この図で線形回路 LTI の伝送関数を $F(\omega)$ とし、インパルス応答を $f(n)$ とする。また $G(v)$ は v の多項式を意味する。これを数式で表わせれば次式のようになる。

$$y(n) = G(|v(n)|)v(n) \quad (2-6)$$

但し、 $v(n)$ は

$$v(n) = \sum_{q=0}^Q f(q)x(n-q) \quad (2-7)$$

式(2-6)は $y(n)$ が $v(n)$ の非線形多項式で与えられることを意味する。 G は利得であり、これは $v(n)$ の振幅のみに依存する。また、 G は複素数であり、AM-AM と AM-PM を表す。

(c) ハマーシュタイン・モデル[23]

このモデルは図 2-6 に示すようにウィーナー・モデルの LTI と非線形多項式の順番を逆にしたものである。数式で表すと

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q f(q)g(n-q) \quad (2-8)$$

但し、

$$g(n) = G(|x(n)|)x(n) \quad (2-9)$$

(d) ウィーナー・ハマーシュタイン・モデル

これはウィーナー・モデルとハマーシュタイン・モデルを組み合わせたもので、図 2-7 のような構成をもつ[20]。アンプ出力を式で表すと

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q h(q)w(n-q) \quad (2-10)$$

但し、

$$w(n) = G(|v(n)|)v(n) \quad (2-11)$$

$$v(n) = \sum_{q=0}^Q f(q)x(n-q) \quad (2-12)$$

である。

(e) パラレル・ウィーナー・モデル[24]

これはウィーナー・モデルの LTI を非線形の次数ごとに異なったものとしたモデルであり、その構成を図 2-8 に示す。アンプ出力を式で表すと

$$y(n) = \sum_{k=1}^K G_k(|v_k(n)|)v_k(n) \quad (2-13)$$

但し、

$$v_k(n) = \sum_{q=0}^Q f_k(q)x(n-q) \quad (2-14)$$

ここで G_k は図 2-8 の k -番目のブランチの利得であり、 f_k は k -番目のブランチの LTI のインパルス応答である。

(f) 汎用化されたメモリ多項式 (Generalized memory polynomial) [25]

メモリ多項式の有効性は第 2 世代、第 3 世代の移動通信システムで確認されてきたが、特に広帯域のシステムでは不十分なことも指摘されている。そこで、より広い範囲で適用できるモデルとして汎用化されたメモリ多項式が提案された。数式表現では以下のような畳み込み積分で表される。

$$y(n) = \sum_{\ell=0}^L h(\ell)w(n-\ell) \quad (2-15)$$

但し、

$$\begin{aligned} w(n) = & \sum_{k=0}^{K-1} a_k x(n) |x(n)|^k \\ & + \sum_{k=1}^{Kb} \sum_{m=1}^{Mb} b_{km} x(n) |x(n-m)|^k \\ & + \sum_{k=1}^{Kc} \sum_{m=1}^{Mc} c_{km} x(n) |x(n+m)|^k \end{aligned} \quad (2-16)$$

式(2-16)の第 1 項はメモリレスの非線形であり、これに第 2、第 3 項のメモリ効果をもつ非線形歪が加わり、それが式(2-15)の畳み込み積分に用いられる。式(2-15)は式(2-16)の非線形歪の後に LTI が存在することを表している。従って、 $h(\ell)$ はアンプの出力側の整合回路のインパルス応答と見做すこともできる (このような考察はビヘイヴィオーラル・モデルには必要でないかもしれない)。また式(2-16)の c_{km} は一見、信号が入る前にアンプ出力が与えられるような印象を与えるが、図 2-9 のようなインパルス応答の振幅最大の時刻を時間軸のゼロに取ったと考えれば、最大点より左側が c_{km} であり、右側が b_{km} であると考えれば矛盾は無く

なる。また b_{km} の最大値が m の正のある値であるとすれば、式(2-16)の項は必ずしも必要ではない。そのように考えると式(2-16)は物理モデルと一致し、汎用化されたメモリ多項式は、物理モデルに出力側の整合回路の帯域制限を加えたものであると考えられる。一般に、アンプの出力インピーダンスは入力インピーダンスに較べて低いので、出力側の整合回路の広帯域化は入力側の整合回路に較べて難しいと言われている。

ビヘイヴィオラール・モデルとしてアンプの非線形動作を正確に評価することのみを意図して改善した結果が、物理的に考えて自然な方向に進んできたことは興味深いことである。

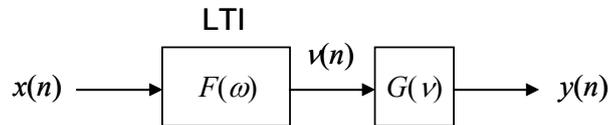


図 2-5 ウィーナー・モデル

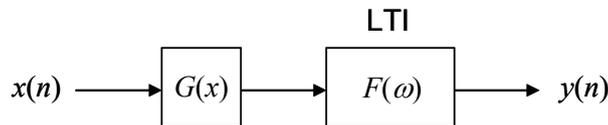


図 2-6 ハマーシュタイン・モデル

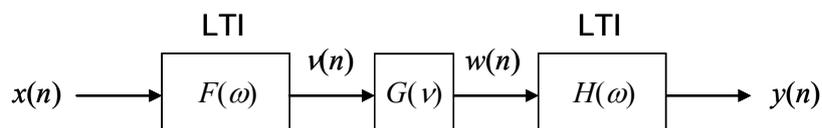


図 2-7 ウィーナー・ハマーシュタイン・モデル

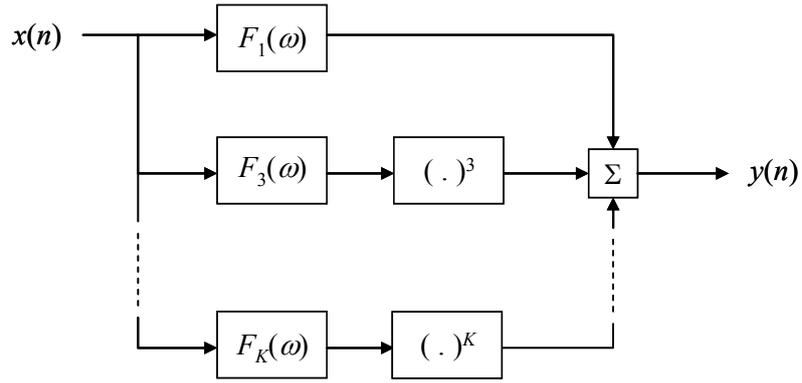


図 2-8 パラレル・ウィーナー・モデル

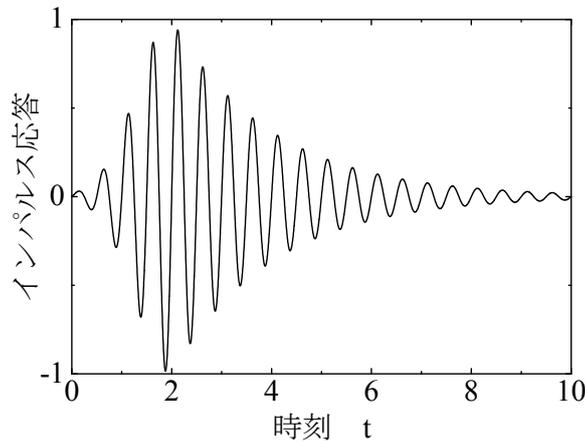


図 2-9 時刻ゼロでない点で最大となるインパルス応答

2.3 各モデルの特徴と本論文の研究との関連

これまで述べてきたアンプのモデルについて簡単にまとめれば、物理モデルは比較的弱い非線形性で遅延時間が長い場合に適しており、ビヘイヴィオーラル・モデルは強い非線形で遅延時間の短い場合に適している。別な見方をすれば、現在開発中の第3世代の電力増幅器 (PA) に対して、正確な非線形歪補償を PA の高効率動作状態で実現するための方法としては、ビヘイヴィオーラル・モデルに基づいたインダイレクト・ラーニングとメモリ多項式が有効であると思われる。

ここで、将来の研究の方向を考えると、「バックオフをできるだけ小さくして、効率を上げる研究だけで十分か？」という疑問が生じる。第4世代では一次変調方式として QPSK の他

に 16QAM、64QAM 等の周波数利用効率の高い変調方式が採用されるので、線形性の要求はいつそう厳しくなると考えられる。この場合、バックオフは少々大きくなる可能性が否定できない。また、線形性の要求が厳しくなると、現在は無視できるレベルの歪でも補償しなければならなくなる可能性がある。それらの中には長い遅延時間をもつものも含まれるかもしれない。これに対しては物理モデルが適しており、実際、物理モデルの研究者達は、将来発生するかもしれない問題に対する対策を考えて、アップ・ダウン・コンバータを含めた送信機の非線形を包括的に扱う研究を行っている[17][18]。文献[17]に示された方法は、非常に長いインパルス応答に対して少ない計算量で補償信号を与えるアルゴリズムを与えている。しかし、その方法は1次の遅延にしか適用できないので、この論文では2次の遅延（並列共振回路）まで扱えるようにする方法を提案し、第5章で詳しく述べる。

第3章 非線形歪補償法と非線形パラメータ抽出

前章で説明したアンプの非線形モデルを用いて、歪補償を行う方法を本章では説明する。初めに3.1節でどのような歪補償技術があるかを説明し、そのなかで最も有力な方法を明らかにする。また、歪補償にはアンプの逆モデルを与えて、それを実現する方法とプリディストータのパラメータを学習によって決定する方法がある。本論文では学習による方法は用いないが、関連技術として学習法について3.2節で説明する。更に3.3節でアンプの非線形パラメータを抽出する方法としてIMDの測定法を述べる。ここで得られるパラメータは上記二つの方法のどちらにも必要な情報を与える。

3.1 歪補償法技術の必要性

近年の無線通信では、伝送レートの増大に伴い周波数利用効率の高い線形変調が用いられる傾向にあることは既に述べた。このために、RF電力増幅器には高い線形性が求められるようになってきている。一方、装置の消費電力の大きな部分を占めることの多いRF電力増幅器には、端末では小型で電池動作の時間を長くするために、基地局では装置のオペレーティングコストや環境負荷に対する社会的な要請により、高い電力効率が要求される。また、無線基地局等では、複数のキャリアを一括して増幅する共通増幅器構成が一般的となっており、このマルチキャリア信号は平均電力に対するピーク電力の比であるPAPRが高いため、増幅器の平均電力効率が低くなる課題もある。

電力増幅器の線形性と電力効率は一般的に相反する特性であり、これを両立させる技術として多くの歪補償技術、リニアライザ技術が研究、開発されている。以下3.1.1～3.1.4節で、代表的な歪補償技術について概説する。

3.1.1 フィードフォワード増幅器

フィードフォワード増幅器[26]は主にRFアナログ回路で構成されるため、高度なデジタル演算によるリニアライザが主流となる以前に、早くから実用化されている。フィードフォワード増幅器の構成を図3-1に示す。動作原理は、主信号増幅器の出力の一部を分岐して、遅延・位相を合わせた歪のない入力信号との差分をとる。この差信号は主増幅器の歪成分のみとなっているため、これを高い線形性をもつ歪増幅器で増幅して、遅延・位相と合わせた主増幅器の出力から減算することにより、歪成分が除去された線形信号が得られる。

本フィードフォワード方式の利点は、全てRF帯の時間信号として処理するため、歪の発生要因や振る舞いに依存することなく、主増幅器で発生した歪を効果的に除去することができる点である。このため、歪抑圧特性は非常に優れている。一方、デメリットとして、主増幅器の出力に遅延線（物理的な小型化を目的としてフィルタで構成されることもある）が必

要なため、最も高い電力の部分で損失が生じること、歪増幅器に非常に高い線形性が要求されるため、この歪増幅器を出力バックオフを十分に確保した A 級増幅器に近い動作点で動かす必要がある点がある。このため、この歪増幅器の消費電力が無視できない割合となり、フィードフォワード増幅器全体の電力効率を低下させる。この遅延線の損失と歪増幅器の消費電力のため、フィードフォワード増幅器は高効率化に難点があると考えられている。

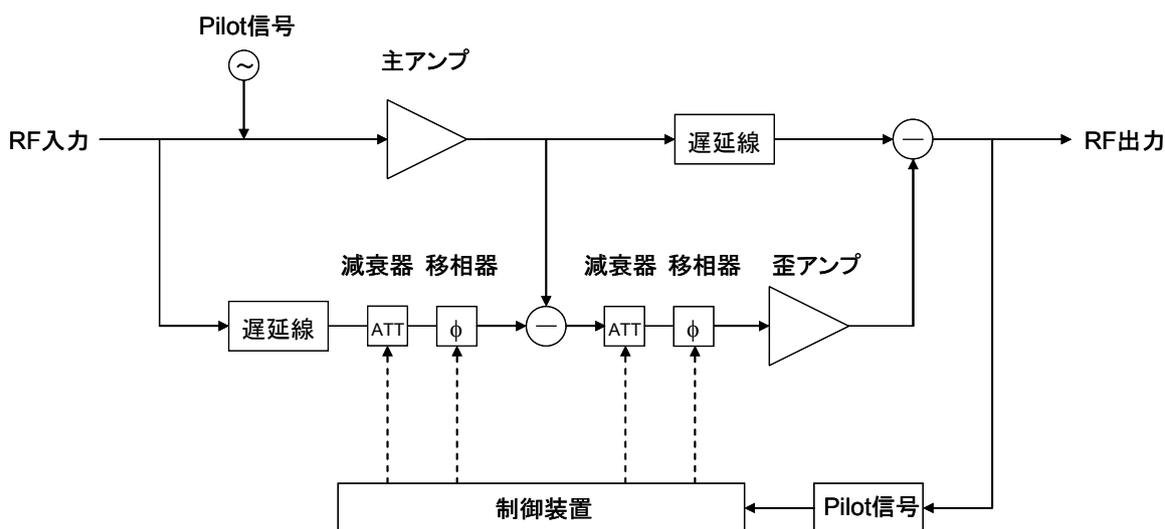


図 3-1 フィードフォワード増幅器の例

3.1.2 カルテジアンフィードバック

カルテジアンフィードバック方式[27]は、その名前（カルテジアン）に表されるとおり、直交座標系によるフィードバックを用いた歪抑圧技術である。構成を図 3-2 に示す。入力ベースバンド信号は I, Q 成分として直交変調器で変調され、アンプで増幅される。アンプ出力からのフィードバック信号は、変調器と同じローカル信号の直交復調器で復調され、I, Q ベースバンド信号となる。これを、入力ベースバンド信号から引き算することで、出力の歪が抑圧される。本フィードバックループでは、入力とフィードバック信号の差成分を増幅するアンプで与えられる利得とループ遅延により、歪抑圧量と歪抑圧可能な周波数帯域が決まる。広帯域な歪補償を行うためには、ループ遅延を小さくすることが必要となるが、ベースバンドアンプや各コンポーネントの遅延があるため、ある程度以下に小さくすることは難しい。このため、狭帯域信号の歪補償技術としては、比較的簡易な構成で可能な確立した技術であるが、今後の LTE や更には LTE-Advanced などに適用するための広帯域特性を実現することは難しいと考えられている。

また、フィードバック動作には、直交変調器と直交復調器のローカル位相を合わせる必要があるとなるが、ループが閉じている状態では、このローカル位相のずれはループ利得で抑圧されてしまうため正確に合わせる事が難しい。そこで、時分割多重 (TDD) などのバースト動作を行うシステムの場合に、送信開始時にオープンループ状態でローカル位相を調整し、ローカル位相を合わせた後にループ利得の低い状態でループを閉じて、徐々にループ利得を上げていくことにより、カルテジアンフィードバックループを構成する方法も検討されている[28]。

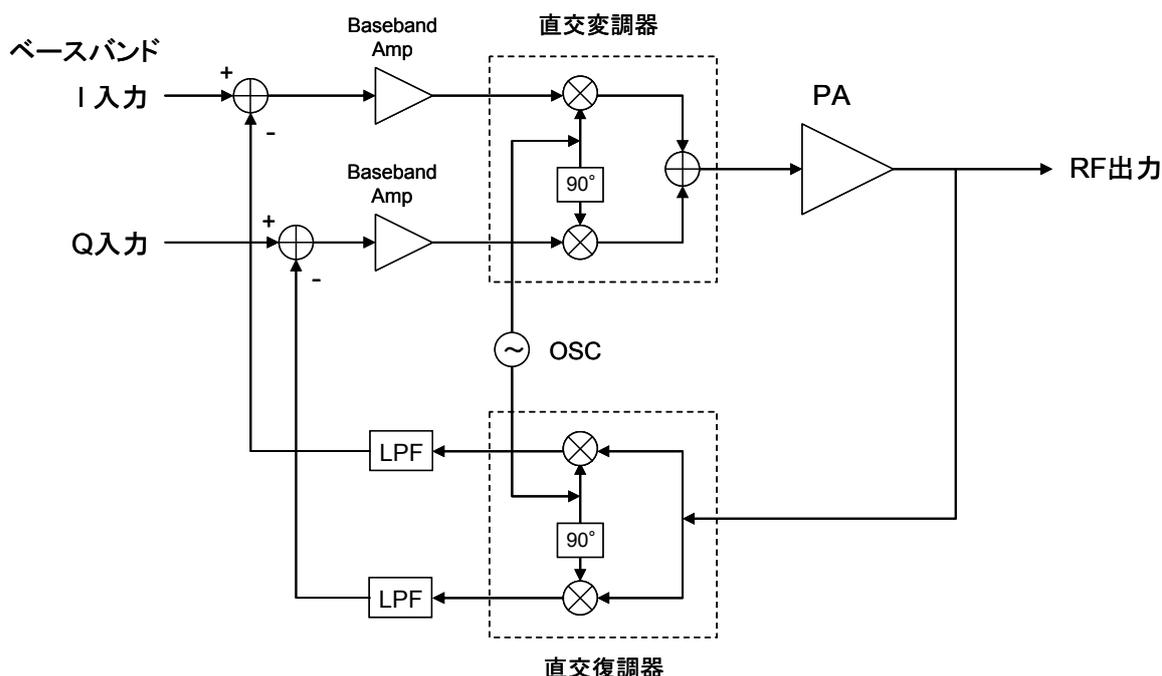


図 3-2 カルテジアンフィードバックの例

3.1.3 LINC 増幅器

LINC[29]は Linear amplification with Nonlinear Components の意味であり、二つの定包絡線アンプの出力を合成して線形な出力信号を生成する方式である。LINC を歪補償技術として扱うことについては議論があると思うが、非線形増幅器を用いて線形動作を可能とする技術であるので、歪補償技術と同様に高効率化に寄与する技術として、本節で紹介する。図 3-3 に LINC 増幅器の構成を示す。図 3-3 のデジタル処理部により、入力ベースバンド信号は位相の異なる二つの一定振幅の信号に変換される。この二つの定振幅信号の位相差が入力信号の振幅に対応し、その合成位相が入力信号の位相に対応する。LINC の動作原理を、

入力信号のベクトル合成によって説明したものを図 3-4 に示す。このように、二つのベクトルの合成により、任意の振幅、位相を表現することができる。この原理により、二つの定包絡線アンプにより線形増幅が可能となる。LINC の利点は、定包絡線アンプは一般に C 級増幅器などの高効率アンプで実現できるため、全体として高効率を実現できる可能性がある。しかしながら、出力の合成器を無損失で作ることが難しいため、これが LINC 方式による高効率アンプ実現の課題となっている。これに関しては、お互いのアンプ出力が他方の変動する負荷となる点に着目した Out-phasing アンプ等の検討がなされている。

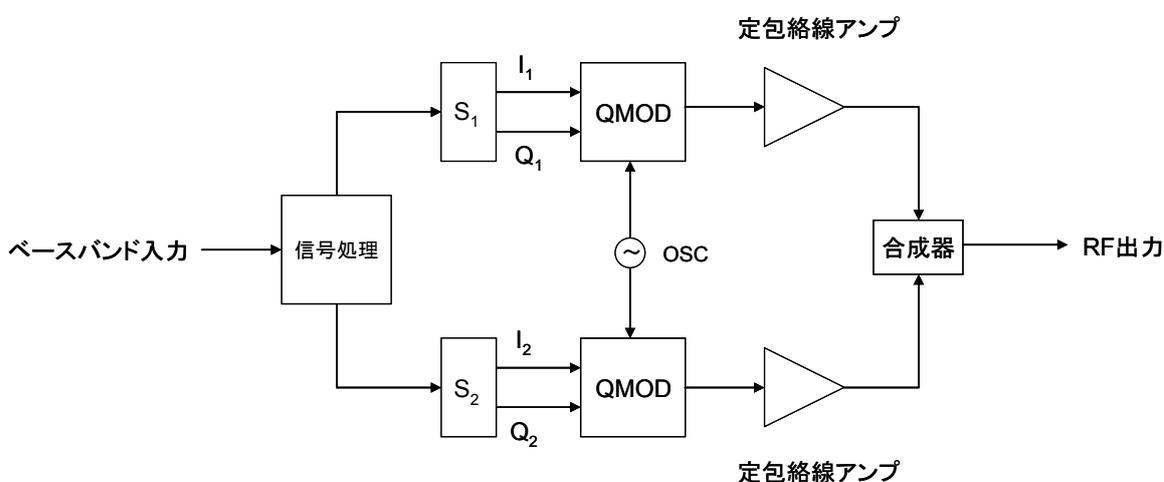
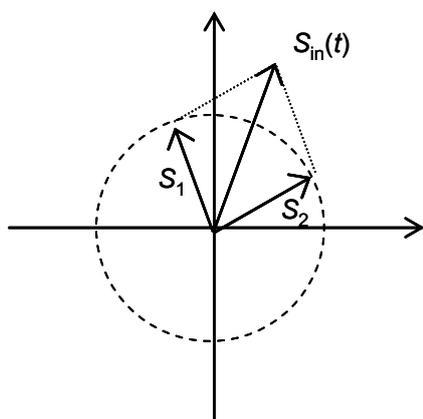


図 3-3 LINC 増幅器の例



$$S_{in}(t) = a(t) \exp\{j\theta(t)\} = S_1(t) + S_2(t)$$

$$S_1(t) = \exp\{j\theta(t) + j\psi(t)\}$$

$$S_2(t) = \exp\{j\theta(t) - j\psi(t)\}$$

$$\psi(t) = \cos^{-1}\left\{\frac{a(t)}{2}\right\}$$

図 3-4 LINC の動作原理

3.1.4 プリディストータ

プリディストータ[30] (以下 PD と略記する) はアンプの非線形特性の逆特性をあらかじめ入力信号に付加することにより、アンプ出力で線形な出力を得る方式である。現在では、高速で複雑なデジタル信号処理が実現できるようになってきたため、PD を等価ベースバンド信号として生成して、D/A コンバータでアナログ信号に変換、変調してアンプに入力するデジタル PD 構成が多く用いられている。また、D/A コンバータの高速化が進んでいるため、IF 信号を直接 D/A コンバータで出力する構成も現実的になってきている。

図 3-5 に直交座標系で構成したプリディストーションの例を示す。この図はメモリレスなアンプに対する PD の例である。この場合、アンプの歪は AM-AM および AM-PM 特性で与えられるので、これらを事前に測定し結果を記録する。この測定値から、アンプの複素出力を入力振幅の関数として与えることができる。この非線形関数の逆関数を求めれば、それをアンプに入力することでアンプ出力を線形化できる。この逆関数を与える装置がプリディストータである。PD の入力信号の振幅に対してその出力を計算し、表として記憶する。瞬時瞬時の入力に対して、それにふさわしい出力を記憶領域から読み出して与える装置を LUT (look-up-table) 型 PD と言い、その構成を図 3-5 に示す。

また、アンプ出力信号の一部をフィードバックして、入力信号との誤差が少なくなるように LUT の係数を更新する機能をもたせることにより、PA デバイスの温度変化や経年変化による非線形特性の変動に対しても、効果的な歪補償動作が可能となる。LUT の更新には、比較した誤差を最小とするような MMSE アルゴリズム等が適用可能である。

本構成のメリットは、(1)デジタル信号処理により LUT を生成、更新することでプリディストーションを行うため、安定した歪補償が実現できること、(2)アンプ出力にフィードフォワード方式で問題となった遅延線等の損失が入らないので、原理的に高効率化が可能なこと、(3)更に LUT の更新は、カルテジアンフィードバックのようなリアルタイムのフィードバックループを形成していないため、ループ遅延による帯域制限の要因がなく、広帯域なプリディストーションが可能なが考えられる。

一方、フィードフォワード増幅器がメモリ効果に強いものに対して、LUT 方式の PD はメモリ効果があると特性が劣化するので、入力信号の過去の値を用いて歪補償を行わなければならない。以前はこの点が PD の欠点とされ、その改善方法が検討されてきた。第 2 章で述べたように数多くのアンプのモデルが提案され、PD の設計方法が示された。メモリ効果をもつアンプに対する PD では、演算処理が重要となるので図 3-6 のように簡略表示される。現在のシステムに有効とされているモデルとして、図 3-7 に示すようなメモリ効果に対応する PD と LUT を並列にした two-box 型が提案されている[31]。この構成は複雑な印象を与えるが、実際には計算量が少なくできるので実用的である。

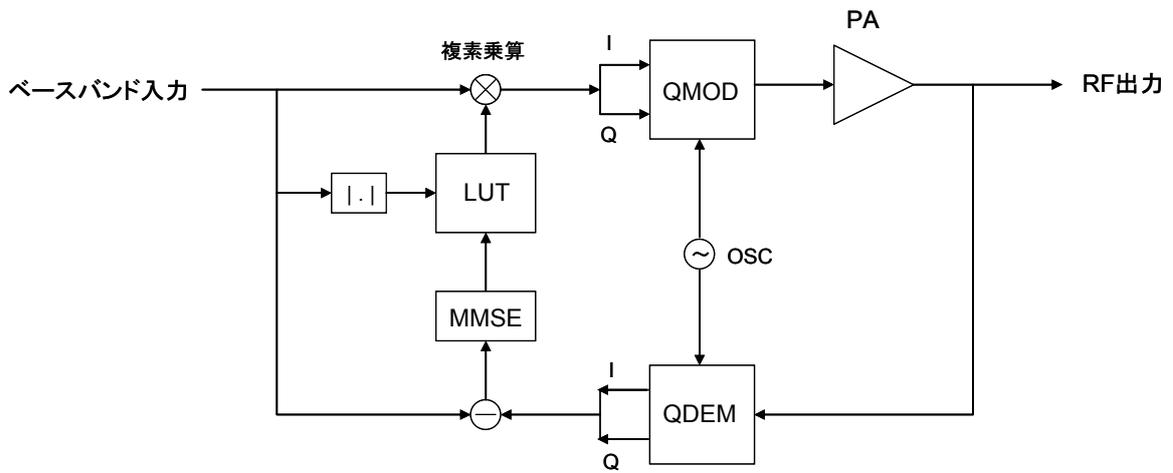


図 3-5 直交座標型プリディストーションの例

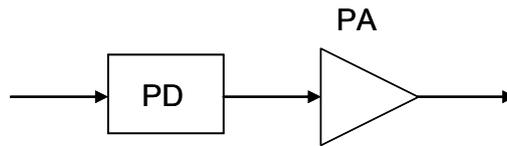


図 3-6 PD の簡略表示

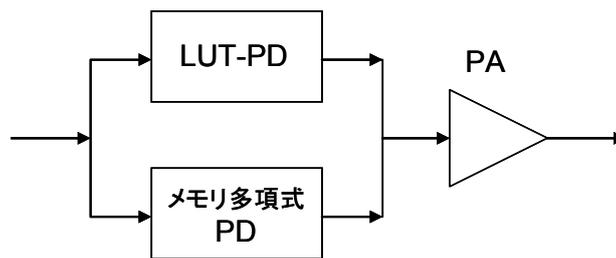


図 3-7 メモリ多項式 PD と LUT-PD の並列構成

3.2 プリディストータのパラメータ決定のための学習法

アンプのモデルが分かっており、適合する PD が決定できていれば、学習によって PD のパラメータを決定できる。この学習は、アンプ出力が PD 入力と線形利得 G の積と一致するようにパラメータを調整することを意味する。つまり、アンプ出力を $y(n)$ 、PD 入力を $x(n)$ 、アンプの線形利得を G とすれば、

$$e(n) = y(n) - Gx(n) \quad (3-1)$$

を誤差として、誤差の二乗を最小にするように MMSE 法などのアルゴリズムを用いて、PD のパラメータを最適化することができる。PD のモデルにメモリ多項式を仮定すると、適合するアンプモデルは(1)ウィーナー・モデル、(2)パラレル・ウィーナー・モデル、(3)ウィーナー・ハマースタイン・モデルの 3 種類である。これはかなり汎用性があるということになり、同時に PD は非線形の次数 K とメモリ深さ Q のみを与えれば、後は学習でパラメータ（メモリ多項式の係数）を最適化することができる。従って、 K と Q の値が想定できる場合には、大変便利な方法であると言える。これがメモリ多項式を用いる研究者が多い理由と考えられる。

メモリ多項式を用いる研究者が好んで用いる学習方法にインダイレクト・ラーニングがある。その構成を図 3-8 に示す。従来のアナログ処理型の PD であれば、この構成は無駄なハードウェアを必要とするような印象を与えるが、現在のデジタル PD は演算処理であり、入力 $x(n)$ からアンプ入力 $z(n)$ を計算するだけであるので、トレーニング用の PD (以下 PD-A と呼ぶ) は大部分の時間切り離されているが、それは演算が停止しているだけである。入力側の PD (以下 PD-B と呼ぶ) の出力 $z(n)$ と PD-A の出力 $\hat{z}(n)$ が一致すれば、アンプの出力は入力 $x(n)$ の線形利得 G 倍となる。このことを確認するため図の PD-A に注目する。その入力はアンプ出力 $y(n)$ を線形利得で割った値であり、出力が $\hat{z}(n)$ となるので、ここでもし、

$$\hat{z}(n) = z(n) \quad (3-2)$$

となれば、PD-A はアンプの逆 (inverse) である。従って、これと同じ PD を入力側に置けばアンプの出力は入力 $x(n)$ の線形利得 G 倍となり、線形化ができるわけである。PD に仮定した次数 K とメモリの深さ Q に相当する範囲でパラメータの最適化が可能である。

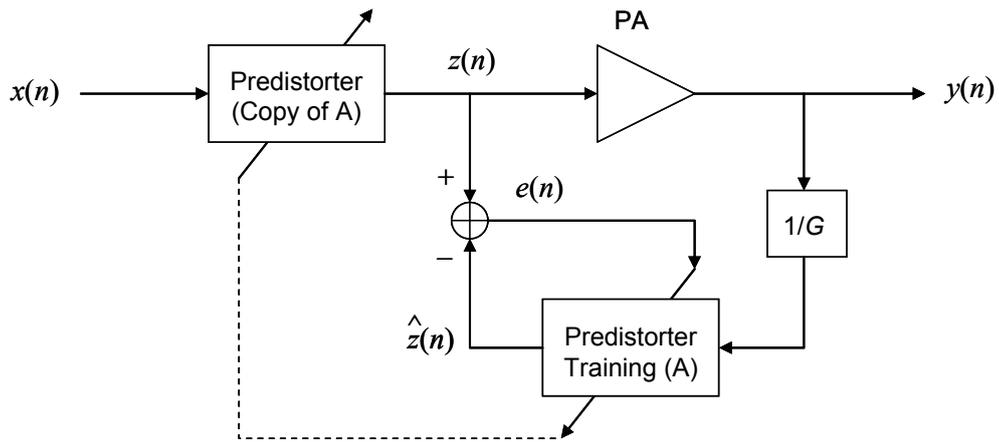


図 3-8 インダイレクト・ラーニング法の構成

以下、学習過程を数式で説明する。PD-B の出力は

$$z(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3-3)$$

また、アンプ出力を具体的に表すためにはアンプのモデルを与えなければならない。ここでは $z(n)$ が与えられれば、 $y(n)$ は得られるものとする。 $y(n)$ を線形利得 G で割った信号が PD-A に入力されるので、その出力は

$$\hat{z}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} u_{kq} \quad (3-4)$$

但し、

$$u_{kq} = \frac{y(n-q)}{G} \left| \frac{y(n-q)}{G} \right|^{k-1} \quad (3-5)$$

添え字を簡単にするため

$$m = (Q+1)(k-1) + q \quad (3-6)$$

とする。 m の最大値 M は $(Q+1)K$ である。これを用いて

$$a_{kq} = a_m \quad (3-7)$$

と表せる。また、 m が与えられれば、 k は

$$k = \left[\frac{m}{Q+1} \right] + 1 \quad (3-8)$$

で表せる。ここで $[x]$ は x を越えない最大の整数である。更に q は m を $Q+1$ で割った余りであるから

$$q = m \bmod (Q+1) \quad (3-9)$$

と表せる。以下では k , q の代わりに m を用いる。また、時刻 n を $0 \sim N-1$ までの N 点サンプリングして、 $\hat{z}(n)$ 等をベクトルで表す。

$$\hat{\mathbf{z}} = \begin{pmatrix} \hat{z}(0) \\ \hat{z}(1) \\ \dots \\ \hat{z}(N-1) \end{pmatrix} \quad (3-10)$$

ここで、式(3-4)を考慮すると、

$$\hat{\mathbf{z}} = \sum_{m=0}^M a_m \begin{pmatrix} u_m(0) \\ u_m(1) \\ \dots \\ u_m(N-1) \end{pmatrix} = \sum_{m=0}^M a_m \mathbf{u}_m \quad (3-11)$$

但し、 \mathbf{u}_m は $\hat{\mathbf{z}}$ と同様のベクトルで、次式で定義される。

$$\mathbf{u}_m = \begin{pmatrix} u_m(0) \\ u_m(1) \\ \dots \\ u_m(N-1) \end{pmatrix} \quad (3-12)$$

更に、このベクトルを列とする行列を考えると、式(3-11)はその行列と係数 a_m を要素とするベクトル \mathbf{a} の積で表せる。

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{U} \mathbf{a} \quad (3-13)$$

但し、行列 \mathbf{U} 及び、ベクトル \mathbf{a} は

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} u_0(0) & u_1(0) & \dots & u_M(0) \\ u_0(1) & u_1(1) & \dots & u_M(1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ u_0(N-1) & u_1(N-1) & \dots & u_M(N-1) \end{pmatrix} \quad (3-14)$$

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \dots \\ a_M \end{pmatrix} \quad (3-15)$$

次に \mathbf{z} に同様な表示を与える。 \mathbf{z} は PD-B の出力信号であるから、 u_{kq} の代わりに次式で定義される v_{kq} を用いる。

$$v_{kq} = x(n-q)|x(n-q)|^{k-1} \quad (3-16)$$

ここで、前と同様に添え字を m として、

$$v_m = v_{kq} \quad (3-17)$$

ベクトル \mathbf{v}_m 行列 \mathbf{V} も同様に定義する。

$$\mathbf{v}_m = \begin{pmatrix} v_m(0) \\ v_m(1) \\ \dots \\ v_m(N-1) \end{pmatrix} \quad (3-18)$$

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} v_0(0) & v_1(0) & \dots & v_M(0) \\ v_0(1) & v_1(1) & \dots & v_M(1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_0(N-1) & v_1(N-1) & \dots & v_M(N-1) \end{pmatrix} \quad (3-19)$$

これらを用いるとベクトル \mathbf{z} は式(3-13)と同様に

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{a} \quad (3-20)$$

となる。式(3-2)は PD-B が正しく動作している場合を示すので、誤差信号を $z(n)$ と $\hat{z}(n)$ の

差として、再定義する。その場合、誤差ベクトル \mathbf{e} は

$$\mathbf{e} = \begin{pmatrix} e(0) \\ e(1) \\ \dots \\ e(N-1) \end{pmatrix} = \mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}} = (\mathbf{V} - \mathbf{U})\mathbf{a} \quad (3-21)$$

ここで、 $e(n)$ は

$$e(n) = \sum_{m=0}^M a_m [u_m(n) - v_m(n)] \quad (3-22)$$

誤差エネルギーは

$$\|e(n)\| = \sum_{n=0}^N |e(n)|^2 = (\mathbf{e}^*)^t \bullet \mathbf{e} \quad (3-23)$$

となる。ここで*は共役複素数を意味し、上添え字 t は転置演算である。共役複素数をとって転置を行う演算はエルミート共役と言われるので、文献[25][32]では

$$\|e(n)\| = \mathbf{e}^H \bullet \mathbf{e} \quad (3-24)$$

と書かれている。式(3-21)を式(3-24)に用いれば

$$\|e(n)\| = \mathbf{a}^H (\mathbf{V} - \mathbf{U})^H \bullet (\mathbf{V} - \mathbf{U})\mathbf{a} = \mathbf{a}^H \mathbf{W} \mathbf{a} \quad (3-25)$$

但し、

$$\mathbf{W} = (\mathbf{V} - \mathbf{U})^H \bullet (\mathbf{V} - \mathbf{U}) \quad (3-26)$$

であり、これ \mathbf{W} は共分散行列であり、その要素 $w_{m\ell}$ は

$$w_{m\ell} = \sum_{n=0}^{N-1} [v_m^*(n) - u_m^*(n)][v_\ell(n) - u_\ell(n)] \quad (3-27)$$

である。一般にメモリ多項式関連の文献では、式(3-25)で与えられる誤差エネルギーを最小にするように係数 a_m を決定すると述べているが、決定法の詳細を示していない。式(3-25)の \mathbf{U} は a_m を含んでおり、式(3-25)を a_m で微分すると多次元の連立方程式が得られ、その解の収束性には問題が生じる場合もある。この係数の決定には当然、何らかの繰り返し演算が必要となる。

3.3 IMD 測定値によるアンプの非線形特性の決定方法

3.3.1 IMD 測定法の問題点と既存の方法

混変調歪 (IMD) の測定によって非線形パラメータを抽出することは、メモリレスの非線形歪を対象としていた時代から行われてきた[33]。それは非線形歪による隣接チャンネルへの干渉 (ACLR) の推定にも適している。実際、ACLR の推定のために IMD を測ることの方が多く、現在の測定系は IMD の振幅を測定するためには大変便利にできている。しかし、これを非線形パラメータの抽出に利用しようとするとき、IMD の位相が必要になる。J. H. K. Vuolevi 他[34]はメモリ効果のモデル化のために位相を含めた IMD の測定を行った。文献[33][34]の測定方法では IMD によって生じる上下の側帯波を 1 波ずつ打ち消す信号を加えて、完全に打ち消されたときの位相と振幅から IMD の位相と振幅を決定している。Vuolevi 他の方法は入力側にキャンセレーション信号を加えているが、J. S. Kenney 他[16]の方法はアンプの出力側にキャンセレーション信号を加えている。後者の方法の方が直感的に理解しやすいので、図 3-9 にその測定系を示す。この図で、左上の Signal Generator は位相調整機能があり、その出力は減衰器 (attenuator) に接続されているので、位相と振幅を自由に変化できる。従って、アンプで生じた IM3 と全く逆位相で同一振幅のキャンセレーション信号を与えることができる。しかし、アンプに加える信号の一回毎に IM3 の位相と振幅を決定し、スペクトル・アナライザで IM3 が消えることを確認しているため、毎回異なった操作誤差が発生する。従って、次の節で紹介する方法に較べて誤差が多い。参考までに文献[16]による IM3 の測定結果を図 3-10 に示す。

本論文では複素 IMD の測定を高野氏との共同研究として行った。高野氏の論文[35]の第 5 章では、バイアス・インピーダンスに起因するメモリ効果のモデルを提案し、そのモデルの妥当性を検証するため、2 トーン信号の IMD の周波数依存性を測定して評価を行っている。このときの複素 IMD の測定では、小信号 S-パラメータから推定した位相を用いて複素 IMD の位相を近似する方法を用いた。これに対して本論文では、高野氏の複素 IMD 測定方法を出発点として、より高精度に複素 IMD を推定可能な新たな手法を提案し、その効果を示す。更に複素 IMD の推定により抽出したアンプモデルのパラメータを用いて、効果的なプリディストーションが可能なことを示し、その計算量削減の手法を提案する。

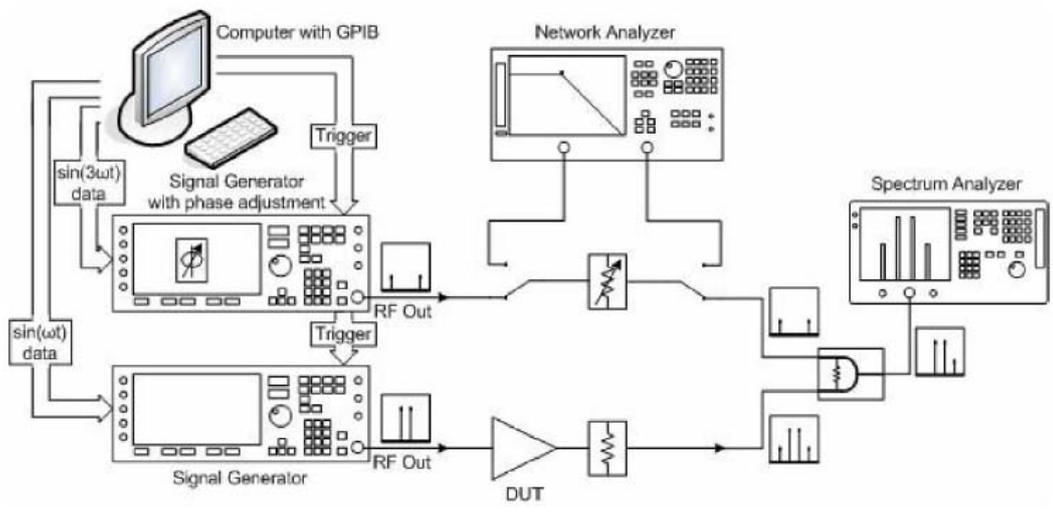


図 3-9 位相を含めた IM3 の測定系 (文献[16])

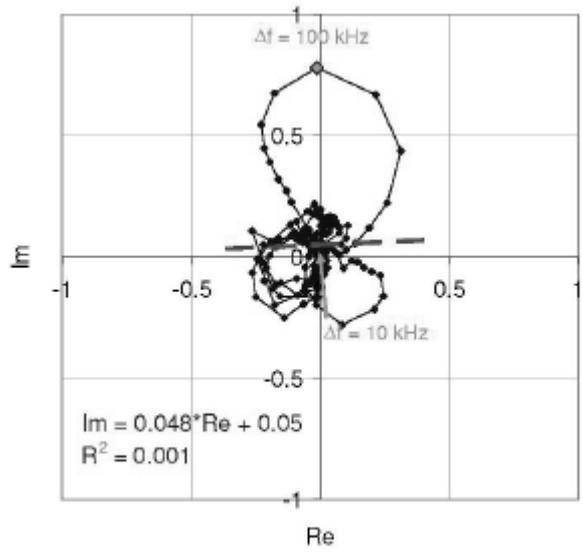


図 3-10 IM3 の測定結果 (文献[16]による)

3.3.2 小信号 S パラメータの位相を利用した複素 IMD 測定の高精度化

図 3-11～図 3-13 に高野氏との共同研究で用いた測定系を示す[36]。図 3-11 に、DUT に 2 トーン信号を入力したときの複素エンベロープ（複素 IMD）を測定する系を示す。図 3-11 において、SG1、SG2 は RF シグナルジェネレータ、HYB は電力合成器、D.C は方向性結合器を示す。DUT は GaN デバイスを用いた 1 段のアンプで、その出力は広帯域波形観測装置（横河電機製 VN7100）に入力される。VN7100 は、測定信号から得た複素ベースバンド信号を 125 Msps（8 ns）サンプル、12 ビット精度で記録する。

この測定系での問題点として、入力と出力が非同期な点がある。これは VN7100 の仕様により、外部の局部発信器の信号を使用できないためである。従って、VN7100 の局部発振器は送信側とは独立に非同期で動作するため、正確な複素 IMD を測定することができない。つまり、アンプ入力の複素エンベロープとアンプ出力の複素エンベロープは同期していない。この非同期で失うものは何かというと、(1) 2 つのエンベロープ信号の間の遅延時間、及び、(2) 2 つの複素エンベロープの位相差である。「2 つも重要な物理量を失ってしまった」と考えると何も良いアイデアは浮かばないが、「失ったものが 2 つしかない」と考えると「別の測定でその 2 つの物理量を決定すればよい」という考え方に転換できる。そこで、エンベロープ信号をフーリエ展開して、入力側では 2 つの周波数成分とし、出力側では 2 つの入力周波数と IMD 成分に分解したとき、失った 2 つの物理量は何処にどのように入るか考えてみる。

調波成分に分けてみると、(2)の位相は全ての調波成分に共通に入ることが分かる。従って、エンベロープ周波数ゼロの点でのアンプの入出力の位相差であることが分かる。一方、遅延時間は位相の 1 次傾斜である（図 3-14 参照）。従って、出力調波成分の位相差を素傾斜にあわせればよい。実験データは周波数差をパラメータとして取得したが、2 波の周波数間隔を変えると遅延時間と位相が変化するため、各調波成分の実数部と虚数部を周波数間隔の関数として図示した場合に、激しいジグザグが現れ、とても使い物にならないような印象を与えた。しかし、2 波のデータを分析すると、1 つの周波数差に対するデータの出力調波の位相はほぼ等間隔になっている。よって、図 3-14 のように各調波の位相を 1 つの決まった直線状に乗せれば、ばらつきの少ないデータが得られるのではないかと考えられる。図 3-14 の位相を表す直線は小信号 S-パラメータの位相に似ているので、これを利用しようと考えた。

幸い IMD が基本波成分より 30dB 程度低いデータを初めに入手したので、基本波成分の位相を強制的に小信号 S-パラメータに合わせてみた。このようにすると前述のジグザグは激減し、滑らかな曲線が得られた。用いた S-パラメータを図 3-15 に示す。

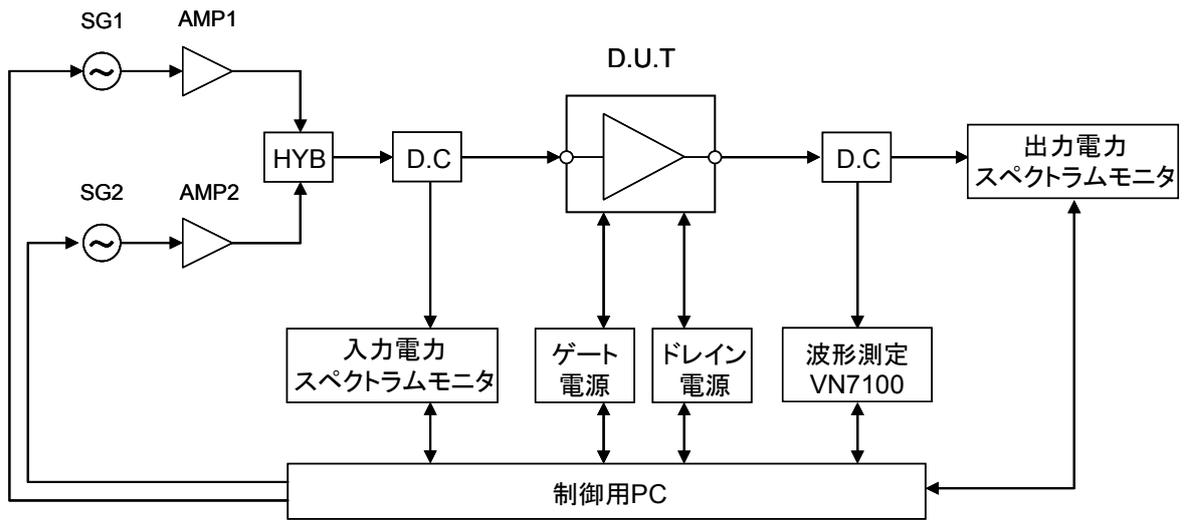


図 3-11 複素 IMD 測定系のブロックダイアグラム

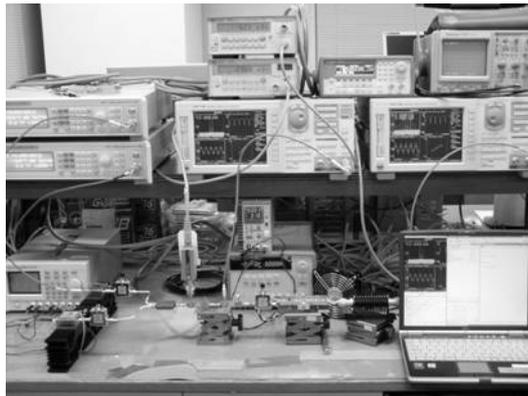


図 3-12 測定系の全体写真

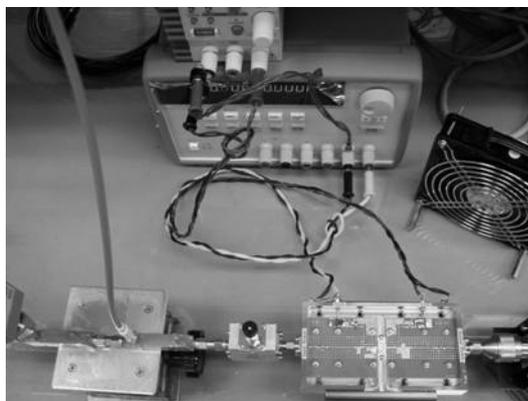


図 3-13 DUT、及び電源配線ケーブル写真

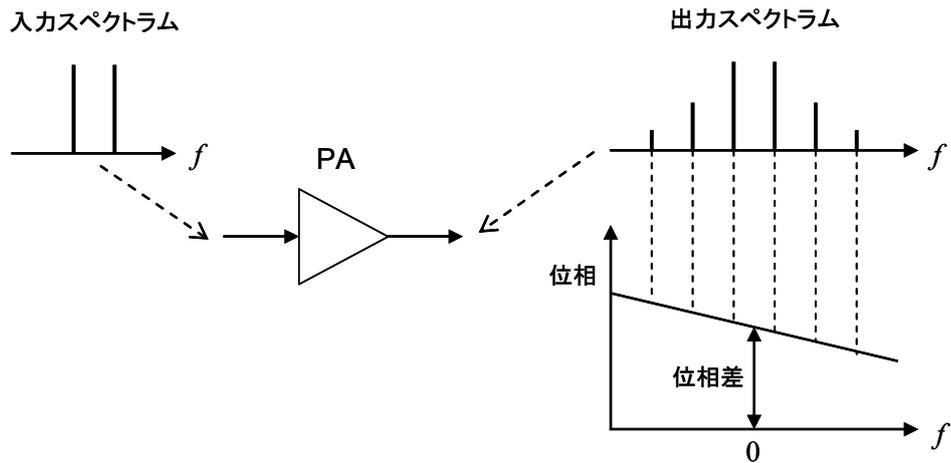


図 3-14 遅延時間と位相差

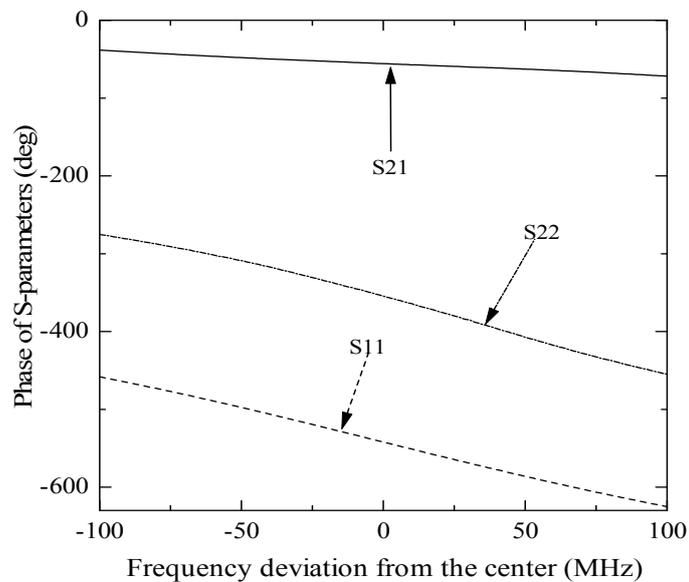


図 3-15 DUT の小信号 S-パラメータの位相特性 (実測値)

小信号 S-パラメータの測定値は $\pm 100\text{MHz}$ の範囲で示されているが、IMDの実験では入力2波の間隔は最大で 10MHz である。5次のIMDを考えても $\pm 25\text{MHz}$ であり、その範囲ではS-パラメータの周波数依存性はほとんど1次傾斜であり、一定の遅延時間を表している。このアンプは金属ケースに入っており、入出力部に直線のストリップラインをもっている。従って、 S_{11} 、 S_{22} の傾斜の大半は直線ストリップラインを往復する時間と考えられるので、 S_{11} 、 S_{22} の位相の半分を S_{21} の位相から引き算すれば、アンプ内の位相変化を正しく与えるのでは

ないかと考えられる。ここで、

$$S_{ij} = |S_{ij}| \exp(j\phi_{ij}) \quad (3-28)$$

とする。つまり、 S_{ij} の位相を ϕ_{ij} とする。IMD に対する基準位相として、

$$\Delta\phi = \phi_{21} - \frac{1}{2}(\phi_{11} + \phi_{22}) \quad (3-29)$$

を用いる。図 3-15 に示されている S_{21} の傾斜は S_{11} や S_{22} の傾斜より小さく、式(3-29)の $\Delta\phi$ は右肩上がりの傾斜となり、これは負の遅延に相当するような印象を与える。これは、増幅器の入出力の整合回路は Q の低い共振特性をもち、アンプの増幅帯域は共振周波数の近くの位相の変化が通常と逆になる部分となっていることを示している。勿論、アンプに信号が入る前に出力が出るはずは無いので、いわゆる”negative delay”はアンプでは起こらないと考えて良い。測定値から式(3-29)の基準位相を求め、これから最小二乗近似によって次式の α 、 β を求める。

$$\Delta\phi \approx \alpha + \beta\omega \quad (3-30)$$

ここで ω はエンベロープ周波数で、IMD の場合は 2 波の周波数間隔の半分である。ここで得た α が基準位相であり、 $-\beta$ がアンプの遅延である。つまり、前に述べた「失った 2 つの物理量」がこの α と β である。アンプの出力エンベロープをフーリエ展開して得た調波成分の位相に、この α 、 β をどう使うかを図 3-16 に示す。図の実線は式(3-30)を示し、点線は 2 の基本波の位相を結んだ直線を示す。出力エンベロープのフーリエ展開で得られた IMD の位相を \times 印で示す。ここで点線の傾斜は正しくないが、IMD 調波の点線からのずれはアンプの AM-PM やメモリ効果をもつ非線形位相歪を正しく表している。従って、このずれは保存したまま基準を点線から実線に移せば良い。以下、この操作を式で示す。フーリエ展開で得られた IMD の調波を

$$C_{2k+1}^{\pm} = D_{2k+1}^{\pm} \exp(j\Phi_{2k+1}^{\pm}) \quad k = 0,1,2 \quad (3-31)$$

とする。 Φ_1^{\pm} が基本波で、

$$0.5(\Phi_1^+ + \Phi_1^-) \rightarrow \alpha \quad (3-32)$$

$$0.5(\Phi_1^+ - \Phi_1^-) \rightarrow \beta\omega_d \quad (3-33)$$

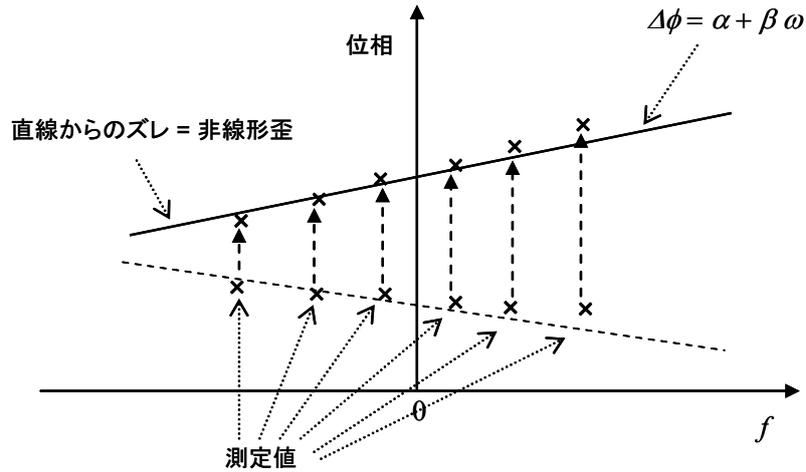


図 3-16 位相の補正方法

となるようにすれば良い。ここで、 ω_d は 2 波の周波数差の半分に相当する角周波数である。式(3-32), (3-33)から、位相誤差 $\delta\phi$ と遅延誤差 $\delta\tau$ が得られる。

$$\delta\phi = 0.5(\Phi_1^+ + \Phi_1^-) - \alpha \quad (3-34)$$

$$\delta\tau = \frac{\Phi_1^+ - \Phi_1^-}{2\omega_d} - \beta \quad (3-35)$$

これを用いて、図 3-16 のように変換するには式(3-31)の位相 Φ_{2k+1}^\pm を次式で定義される位相 φ_{2k+1}^\pm に置き換えればよい。

$$\varphi_{2k+1}^\pm = \Phi_{2k+1}^\pm - \delta\phi \mp (2k+1)\omega_d \delta\tau \quad (3-36)$$

この位相補正を行って得た IMD の振幅と位相を図 3-17、図 3-18 に示す。図では 1dB コンプレッション・レベルより出力バックオフ 4.5dB で測定したデータを示す。またアンプは GaN FET で、中心周波数は 2.14GHz である。

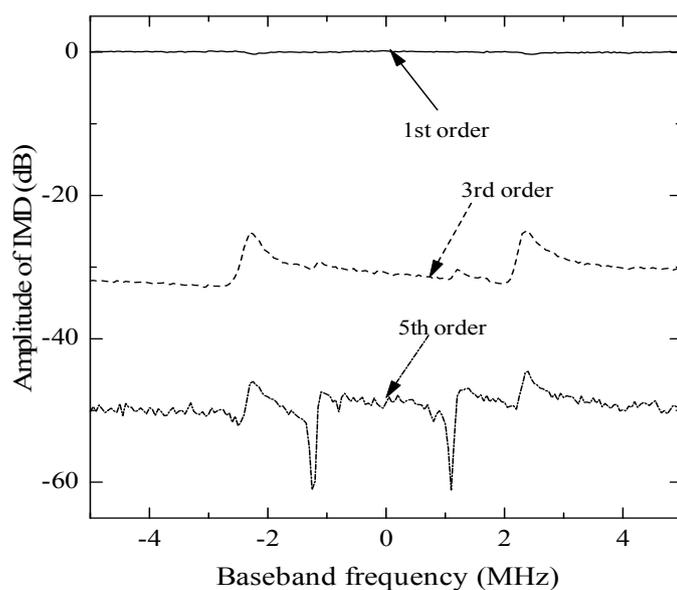


図 3-17 測定された IMD の振幅

ベースバンド周波数は、正が上側の側波帯を、負が下側の側波帯を表している。
 周波数の絶対値はエンベロープ周波数を示す。搬送波周波数は 2.14GHz で、
 出力レベルはバックオフ 4.5dB (1dB コンプレッション点より) のときのデータ。

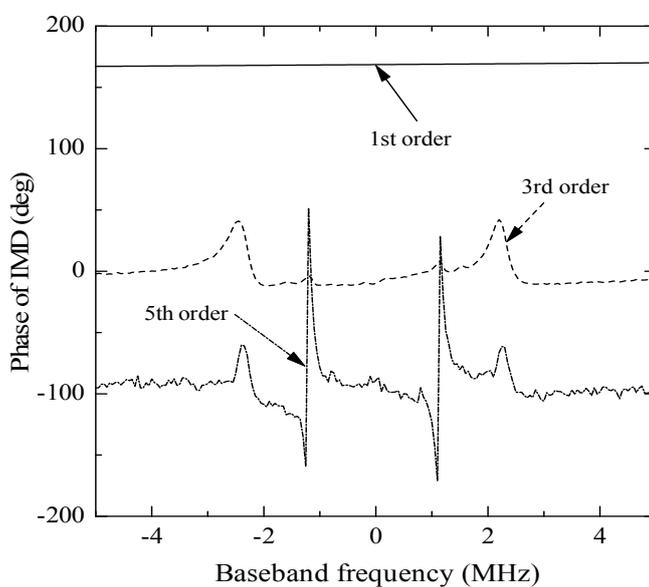


図 3-18 測定された IMD の位相

前セクションで述べた位相補正手段 (式(3-36)による) を用いている。

3.3.3 アンプモデルと IMD 測定値のフィッティング

第2章で述べた J. H. K. Vuolevi 他のメモリ効果を時間領域表示に都合の良いように図で表すと図3-19のようになる。

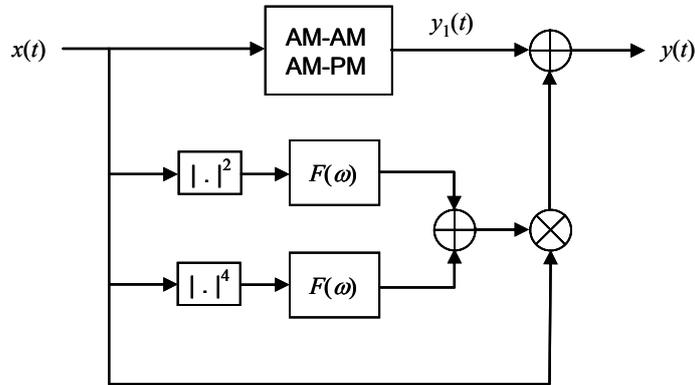


図3-19 メモリ効果を考慮したアンプモデル

ここで $F(\omega)$ はドレイン側のバイアス・インピーダンスを表す。図の2乗及び4乗はドレイン電流の含む v_{gs} の2次及び4次の項を表し、最後の掛け算はドレイン電流の含む v_{ds} の2次の項の寄与である。この節では IMD の計算を行うので、図の入出力信号は連続時間 t で表されている。また、メモリ効果は偶数次の非線形によって与えられているが、最後に $x(t)$ が掛け算されるので、その大きさは振幅の奇数次に比例する。図の AM-AM、AM-PM はメモリレス非線形を表わし、これは次式の $y_1(t)$ で与えられる。

$$y_1(t) = \sum_{k=0}^2 A_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) \quad (3-37)$$

また、バイアス・インピーダンス $F(\omega)$ のインパルス応答を $f(t)$ とすれば、偶数乗の項は

$$\int |x(t-s)|^{2k} f(s) ds \quad (3-38)$$

これを考慮すれば、アンプ出力は

$$y(t) = \sum_{k=0}^2 A_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) + \sum_{k=1}^2 B_{2k} x(t) \int |x(t-s)|^{2k} f(s) ds \quad (3-39)$$

ここで、入力信号を2周波数とすれば、

$$\begin{aligned}
x(t) &= 2a \cos(\omega_d t) \exp(j\omega_c t) \\
&= a \{ \exp[j(-\omega_d + \omega_c)t] + \exp[j(\omega_d + \omega_c)t] \}
\end{aligned} \tag{3-40}$$

ここで、 ω_d は 2 波の差周波数の半分であり、エンベロープ周波数である。 ω_c は 2 波の中心周波数でアンプの増幅帯域の中心と一致させている。電気回路の記述法の慣例により、式(3-40)の $\exp(j\omega_c t)$ を省略する。これを式(3-38)に用いれば $k = 1$ のとき

$$\begin{aligned}
\int |x(t-s)|^2 f(s) ds &= 2a^2 \int [1 + \cos 2\omega_d(t-s)] f(s) ds \\
&= a^2 [2F(0) + F(2\omega_d) \exp(j2\omega_d t) + F(-2\omega_d) \exp(-j2\omega_d t)]
\end{aligned} \tag{3-41}$$

となる。 $k = 2$ の場合も同様に計算できて、

$$\begin{aligned}
\int |x(t-s)|^4 f(s) ds &= 2a^4 \int [3 + 4\cos 2\omega_d(t-s) + \cos 4\omega_d(t-s)] f(s) ds \\
&= a^2 \{ 6F(0) + 4[F(2\omega_d) \exp(j2\omega_d t) + F(-2\omega_d) \exp(-j2\omega_d t)] \\
&\quad + F(4\omega_d) \exp(j4\omega_d t) + F(-4\omega_d) \exp(-j4\omega_d t) \}
\end{aligned} \tag{3-42}$$

バイアス・インピーダンスは周波数ゼロでは低インピーダンスになるように設計されているので、 $F(0) = 0$ とする。これに $x(t)$ を掛けるわけであるが、

$$\begin{aligned}
F(\pm 2k\omega_d) \exp(\pm j2k\omega_d t) x(t) \\
= aF(\pm 2k\omega_d) \{ \exp[\pm(2k+1)\omega_d t] + \exp[\pm(2k-1)\omega_d t] \}
\end{aligned} \tag{3-43}$$

となることに注意すべきである。つまり、IM5 には $F(\pm 4\omega_d)$ の項しか寄与しない。式(3-43)を考慮して、全ての調波成分を表わすと、

$$y(t) = \sum_{k=0}^2 \{ \hat{C}_{2k+1}^+ \exp[j(2k+1)\omega_d t] + \hat{C}_{2k+1}^- \exp[-j(2k+1)\omega_d t] \} \tag{3-44}$$

但し、

$$\hat{C}_1^\pm = A_1 a + [3A_3 + B_2 F(\pm 2\omega_d)] a^3 + 2[5A_5 + 2B_4 F(\pm 2\omega_d)] a^5 \tag{3-45a}$$

$$\hat{C}_3^\pm = [A_3 + (B_2 + 4B_2 a^2) F(\pm 2\omega_d)] a^3 + [5A_5 + B_4 F(\pm 4\omega_d)] a^5 \tag{3-45b}$$

$$\hat{C}_5^\pm = [A_5 + B_4 F(\pm 4\omega_d)] a^5 \tag{3-45c}$$

実験系のバイアス・インピーダンスを低周波で測定してみると、その共振周波数は 4.8MHz であった。式(3-45a)~(3-45c)の $F(\pm 2\omega_d)$ の共振周波数は $\omega_d = \pm 2.4\text{MHz}$ に、 $F(\pm 4\omega_d)$ の共振周波数は $\pm 1.2\text{MHz}$ に現れるはずである。式(3-45b)は IM3 に $\pm 2.4\text{MHz}$ 及び $\pm 1.2\text{MHz}$ の共振周波数があることを示している。図 3-17 はそれを反映している。しかし、式(3-45c)からは IM5 には $\pm 1.2\text{MHz}$ の共振周波数しか現れないはずである。図 3-17 には $\pm 2.4\text{MHz}$ 及び $\pm 1.2\text{MHz}$ の共振周波数が現れており、それは図 3-19 のモデルが実際のアンプの特性を正しく記述していないことを示す。式(3-43)を考慮すると $F(\pm 2\omega_d)$ が IM5 に入ってくるためには $\cos(3\omega_d t)$ が掛け算されなければならない。それには最後の掛け算が $x(t)$ のみではなく $|x(t)|^2 x(t)$ の項を含まなければならない。それを考慮して修正したモデルを図 3-20 に示す。

この修正されたモデルを用いれば式(3-45c)は

$$\hat{C}_5^\pm = [A_5 + B_2 C_2 F(\pm 2\omega_d) + B_4 F(\pm 4\omega_d)] a^5 \quad (3-46)$$

となる。図 3-17 は並列共振の特徴であるピークを現しているが、それは式で書くと、

$$F(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega LR} = \frac{(\omega L)^2 R + j\omega L(1 - \omega^2 LC)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega LR)^2} \quad (3-47)$$

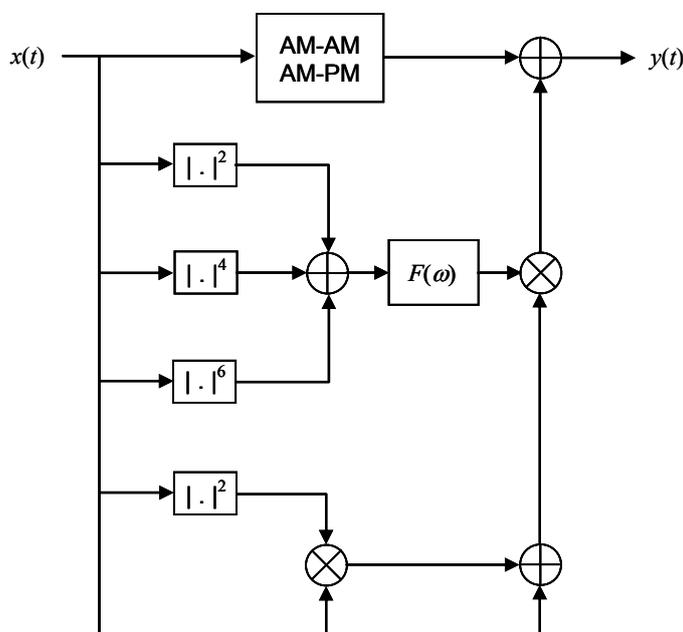


図 3-20 修正したアンプモデル

となり、実数部分は正負の ω に対して対称であり、虚数部は反対称となる。図3-17、図3-18に示したIMDの実測値から実数部と虚数部を求めるとIM3は図3-21のようになる。これらによりアンプの逆関数が計算できる。その詳細は第4章及び第5章に示す。

これは上に述べたような対称、反対称の性質を示していない。それは実測のIM3が位相回転を含んでいるからである。そこで実測値 C_3^\pm に位相回転を掛けて、

$$E_3^\pm(\omega_{di}) = C_3^\pm(\omega_{di}) \exp(-j\theta) \quad (3-48)$$

ここで、 ω_{di} はIMDの測定値の*i*-番目のデータに対応するエンベロープ周波数である。測定は50kHz間隔で-5MHzから+5MHzまでの200点で行った。式(3-48)の θ を変化させて、この200点のデータに対して実数部の対称性と虚数部の反対称性が最も良くなる θ の値を求めた。その結果を図3-22に示す。この状態で、式(3-47)の $F(\omega)$ を最適化した結果を図の点線で示す。この図からフィッティングが非常にうまく行っていることが分かる。これで、共振周波数と Q が分かる。 L については L と B_2 の積が分かる(式(3-45b)参照)。また、IMDのエンベロープ周波数ゼロの付近の値を平均すれば A_1 , A_3 , A_5 を求めることができる。IM5に対するフィッティングを行えば式(3-45a), (3-45b), (3-46)のパラメータが決定できる。

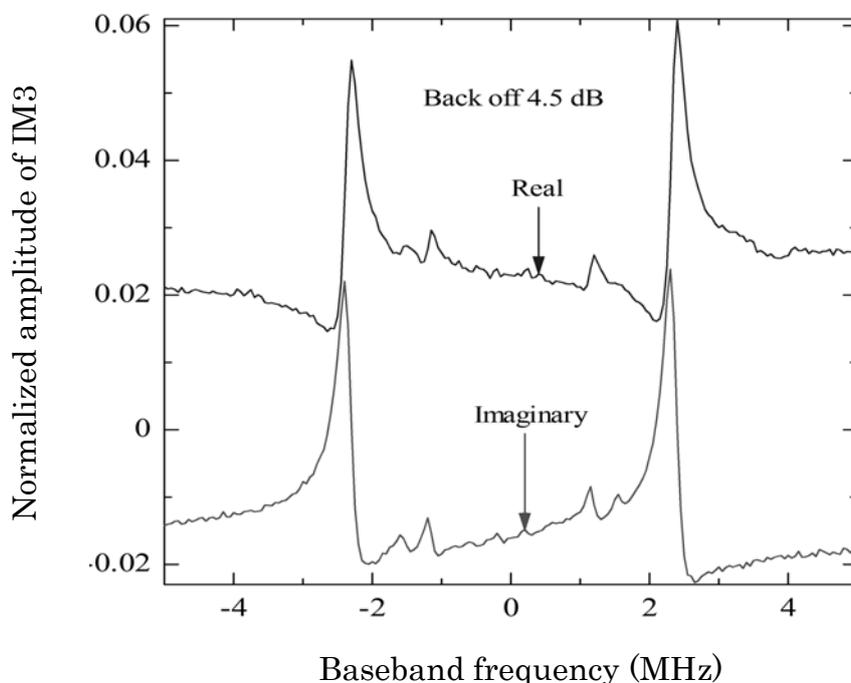


図3-21 計算で求めたIM3の実部と虚部

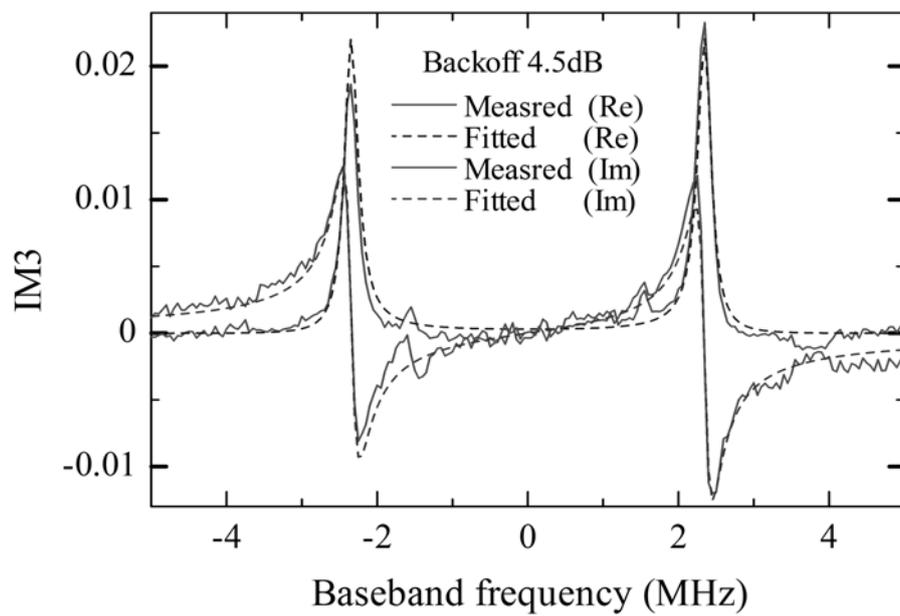


図 3-22 IM3 の実験値と計算値の比較

第4章 IMD 測定の高精度化

第3章の後半(3.3節)に小信号 S-パラメータの位相を利用した IMD 測定の高精度化を説明し、それが J. Vuolevi 他のメモリ効果の説明に合わせて与えた時間領域モデルと良く対応し、パラメータを最適化すれば計算値と実験値が良く一致することを示した。3.3.2節で示した IMD の位相の測定値は、基本波の位相を小信号 S-パラメータの位相に一致させることによって得られた。これにより測定精度が向上し、測定の労力も著しく少なくて済んだ。しかし、これは近似であり、IMD の振幅が基本波の振幅に比べて十分小さい場合にのみ正しい結果を与えるわけである。アンプの出力レベルが 1dB コンプレッション・レベルに近づくと、基本波の位相は小信号 S-パラメータの位相からずれるはずである。

小信号 S-パラメータの位相はアンプの線形応答の位相を表すので、アンプの出力レベルが高いときには、基本波から何らかの方法で線形成分を抽出して、その抽出された線形成分の位相を小信号 S-パラメータの位相にあわせるべきである。ここで、3.3.3節で示した計算値は基本波の含む非線形歪が IM3、IM5 と直接対応をもつことを明らかにしている。計算値が実測値に良く一致するので、IMD の値が基本波に比べて小さければ、上に述べた基本波の位相の線形応答からのずれも小さいはずである。ここで、「GaAs MESFET や GaN FET の場合、出力バックオフが 1.5dB 程度になっても、IM3 は基本波より 20dB 程度低いレベルにとどまる」ことを考慮すると、基本波の非線形歪は 10%程度であることが分かる。従って、3.3.3節で示した計算値も 10%程度の誤差で得られる。基本波成分の実測値から、その歪の計算値を引くことによって、得られた線形応答の推定値は 1%程度の誤差となる。何故ならば、引き算する歪の計算値は基本波の 10%程度の大きさであり、それが 10%の誤差をもつとすれば、基本波から見れば 0.1×0.1 の誤差となるからである。このような予測に基づいて以下に示す繰り返し計算による IMD 位相測定値の高精度化を試みた。

4.1 繰り返し計算による位相推定法

既に述べたように、アンプの 2 周波数信号に対する出力の基本波の位相を小信号 S-パラメータに合わせる。これを用いて、IMD の 1 次推定値が得られる。これとアンプのモデルから計算した IMD をフィッティングして最適パラメータを抽出する。この最適パラメータを用いて、基本波に含まれる非線形歪の推定値を計算し、基本波から引き算して、線形応答の 1 次推定値を求める。この 1 次推定値の位相は S-パラメータの位相とは異なった値になる。それは歪を含む基本波の位相を S-パラメータの位相に合わせたからである。従って、線形応答の 1 次推定値の位相のずれを打ち消すためには、基本波に逆のずれを与えれば良いわけであるが、位相誤差は $\exp(j\delta\phi)$ の形で入ってくるので、位相誤差に対して IMD は非線形応答をする。従って、一回で打ち消すのは無理がある。そこで、減衰定数 γ を仮定して少しずつ、

改善しなければならない。ここで、繰り返し計算が必要になる。繰り返し計算の手順を要約すると以下ようになる。

- (1) 小信号 S-パラメータの位相を IMD の基本波の位相に一致させ、非線形成分の 1 次近似解を与える。(これは前論文[36]と同じ)
- (2) IMD の基本波から非線形の 1 次近似を引き算して、線形成分の推定値の 1 次近似を求める。この線形成分と小信号 S-パラメータの位相差 $\Delta\phi^{(1)}$ を求め、IMD の基本波の位相を小信号 S-パラメータの位相から逆方向 ($-\Delta\phi^{(1)}$) にずらして非線形成分の 2 次近似を求める。
- (3) 非線形の 2 次近似を用いて線形成分の推定値の 2 次近似を求める。これは、1 次近似の場合より小信号 S-パラメータに近い位相をもつ。ここで再び位相差 $\Delta\phi^{(2)}$ を求める。これを用いて、同様に非線形成分の 3 次近似を求める。
- (4) これを繰り返して、線形成分の推定値の位相が小信号 S-パラメータの位相と一致するまで繰り返す。

4.2 モデルの精密化

上の手順を詳しく説明するため第 3 章より正確なモデルを用いる。それを図 4-1 に示す。この図のモデルは 11 次の非線形まで発生するが、9 次、11 次の項は無視することにする。

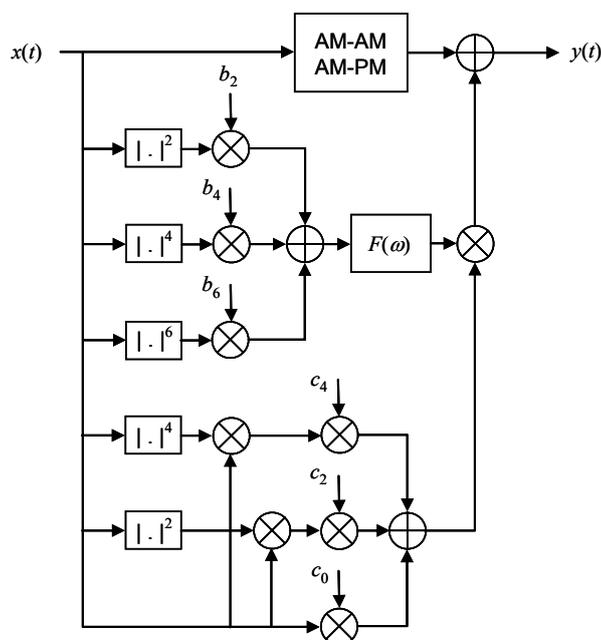


図 4-1 パワーアンプのより正確なモデル

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) + \sum_{m=1}^3 b_{2m} x(t) \sum_{\ell=0}^{3-m} c_{2\ell} |x(t)|^{2\ell} \int |x(t-s)|^{2m} f(s) ds \quad (4-1)$$

但し、 $f(s)$ は前と同様にバイアス・インピーダンスのインパルス応答である。本モデルに基づいたメモリ効果を含んだ IMD の数式表現の導出を付録の 7.1 節に説明する。7.1 節の結果より、アンプ出力は次式で与えられる。

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 \{ \hat{D}_{2k+1}^+ \exp[j(2k+1)\omega_D t] + \hat{D}_{2k+1}^- \exp[-j(2k+1)\omega_D t] \} \quad (4-2)$$

係数 \hat{D}_{2k+1}^{\pm} はメモリ効果と非メモリ効果による非線形歪成分の和で表される。

$$\hat{D}_{2k+1}^{\pm}(\omega_D) = \hat{L}_{2k+1} + \hat{M}_{2k+1}^{\pm}(\omega_D) \quad (4-3)$$

ここで \hat{L}_{2k+1} はメモリレスの非線形歪による寄与、 $\hat{M}_{2k+1}^{\pm}(\omega_D)$ はメモリ効果による非線形歪の寄与を表す。各係数は 7.1 節の式(7-9a)~(7-9d), (7-10)~(7-13)で与えられる。これより線形応答の推定値として次式を得る。

$$\begin{aligned} a\hat{A}_1 &= \hat{D}_1^{\pm}(\omega_D) - 3\hat{L}_3 + 5\hat{L}_5 - 7\hat{L}_7 \\ &\quad - m_{31}F(\pm 2\omega_D) - m_{51}F(\mp 2\omega_D) - m_{72}F(\pm 4\omega_D) \end{aligned} \quad (4-4)$$

リファレンス位相が正しい場合、式(4-4)は線形応答に一致する。以下に繰り返し演算により推定位相誤差を低減する方法について述べる。

4.3 繰り返し演算の詳細

位相の初期値は第 3 章に示したものと同一である。小信号 S-パラメータから得た式(3-30)の α , β を用いて、式(3-34), (3-35)に示した $\delta\phi$, $\delta\tau$ を求め、位相の初期値 $\phi_{2k+1}^{\pm(1)}$ を次式のように与える。

$$\phi_{2k+1}^{\pm(1)} = \Psi_{2k+1}^{\pm} - \delta\phi \mp (2k+1)\omega_d \delta\tau \quad (4-5)$$

ここで Ψ_{2k+1}^{\pm} はアンプ出力エンベロープの測定値から求めた値である。バイアス・インピーダンス $F(\omega)$ の関数形は、第 3 章の方法で IM3 の測定値の 2.4MHz のピークから決定する。但し、この関数形は位相の値を更新する度に評価する。また、式(7-12a)~(7-12l)に示した係数 m_{ij} は最小二乗近似で決定される。

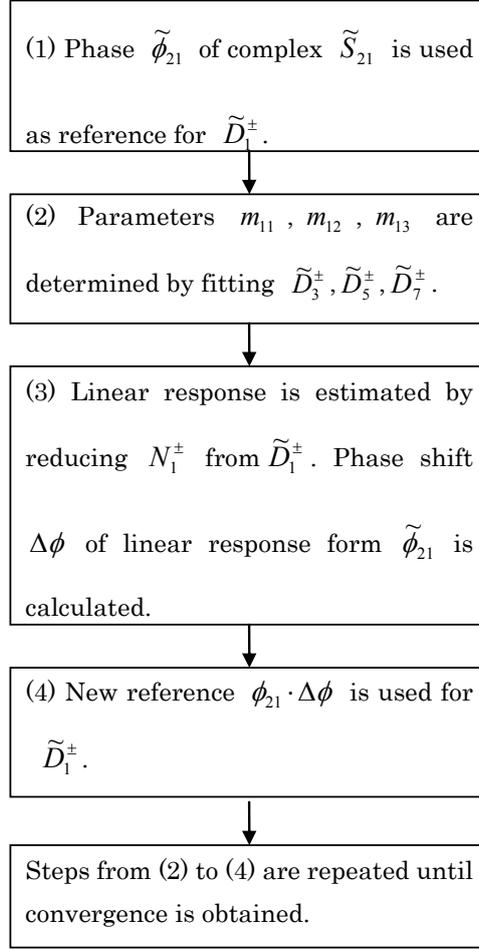


図 4-2 繰り返し演算の手順

この誤差除去のための繰り返し演算の手順を図 4-2 にまとめる。ステップ(2)は式(7-10)により測定した D_{2k+1}^\pm にフィッティングして得られる。これは次数毎に行う。次数 k 次の測定値とフィッティング関数との二乗誤差 δ_k は式(4-6)で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \delta_k = & \sum_{i=1}^M \left[D_{2k+1}^+ - \sum_{q=1}^3 m_{kq} F(K_{kq} \omega_i) \right] \left[D_{2k+1}^+ - \sum_{r=1}^3 m_{kr} F(K_{kr} \omega_i) \right]^* \\
 & + \sum_{i=1}^M \left[D_{2k+1}^- - \sum_{q=1}^3 m_{kq} F(-K_{kq} \omega_i) \right] \left[D_{2k+1}^- - \sum_{r=1}^3 m_{kr} F(-K_{kr} \omega_i) \right]^*
 \end{aligned} \tag{4-6}$$

ここで ω_i は ω_D のサンプル値、*は複素共役を表す。 δ_k を最小とする m_{kj} の値は、式(4-6)をパラメータ m_{ks} に関して偏微分して得た次の連立 1 次方程式

$$\sum_{r=1}^3 p_{sr}^{(k)} m_{kr} = q_s^{(k)} \quad (4-7)$$

の解として与えられる。但し、 $p_{sr}^{(k)}$ 、 $q_s^{(k)}$ は

$$p_{sr}^{(k)} = 2 \sum_{i=1}^M \operatorname{Re}[F(-K_{ks} \omega_i) F(K_{kr} \omega_i)] \quad (4-8a)$$

$$q_s^{(r)} = \sum_{i=1}^M \operatorname{Re}[F(-K_{ks} \omega_i) D_{2k+1}^+(\omega_i) + F(K_{kr} \omega_i) D_{2k+1}^-(\omega_i)] \quad (4-8b)$$

である。これを用いれば線形応答の1回目の推定値 $E_1^{(1)\pm}$ が得られる。

$$E_1^{(1)\pm} = D_1^{(1)\pm}(\omega_d) - N_1^{(1)\pm}(\omega_d) \quad (4-9)$$

但し、 $N_1^{(1)\pm}(\omega_d)$ は

$$N_1^{(1)\pm}(\omega_d) = a^3 [3A_3 + 5a^2(2A_5 + 7a^2 A_7)] \\ + (m_{31} + m_{51})F(\pm 2\omega_d) + m_{72}F(\pm 4\omega_d) \quad (4-10)$$

ここでメモリレス非線形係数 A_{2k+1} は D_3^\pm 、 D_5^\pm 、 D_7^\pm の ω_d がゼロに近い値の10点ほどを平均して決定できる。また、 $D_1^{(1)\pm}$ は測定値 D_1^\pm の位相を式(4-5)の値に補正したものを意味する。つまり、

$$D_1^{(1)\pm}(\omega_d) = D_1^\pm(\omega_d) \exp[-j(\delta\phi \pm \omega_d \delta\tau)] \quad (4-11)$$

である。図4-2で述べた繰り返し手順のステップ(3)の $\Delta\phi^{(2)}$ を求める。線形応答の推定値の位相を複素平面で示すと図4-3のようになる。これは、式(4-9)で $N_1^{(1)\pm}$ を引くことによって、位相が変化するので $\delta\theta^{(2)}$ が発生する。これは、図から、

$$\delta\theta^{(2)} = \arg\{D_1^{(1)\pm}(\omega_d) - N_1^{(1)\pm}(\omega_d) \exp[-j\phi_1^{(1)\pm}]\} \quad (4-12)$$

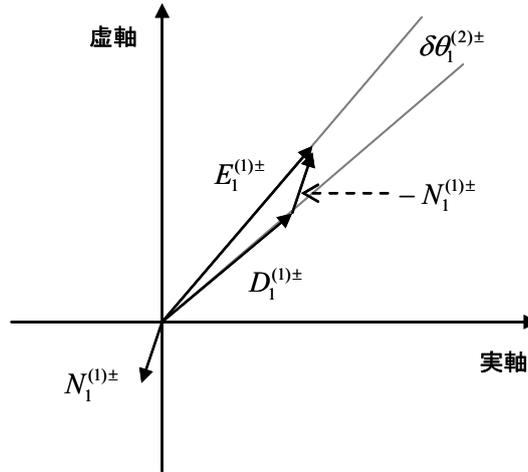


図 4-3 線形応答の評価値の位相

そこで、 $D_1^{(1)\pm}$ の位相を逆方向にずらしておけば、線形応答の位相が正しい値に近づくはずである。そのことを考慮して

$$\varphi_1^{(2)\pm} = \varphi_1^{(1)\pm} - \gamma \arg \left\{ \left| D_1^{(1)\pm}(\omega_d) \right| - N_1^{(1)\pm}(\omega_d) \exp[-j\varphi_1^{(1)\pm}] \right\} \quad (4-13)$$

ここで γ は 4.1 節で述べた減衰係数である。これで位相誤差を小さくすることができるが、更に遅延時間の補正を考える必要がある。式(4-10)の与える関数は遅延時間を含んでいるので、ここで IMD の周波数を与えれば、補正項の遅延を含めて対応できる。つまり

$$\varphi_{2k+1}^{(2)\pm} = \varphi_{2k+1}^{(1)\pm} - \gamma \arg \left\{ \left| D_1^{(1)\pm}(\omega_d) \right| - N_1^{(1)\pm}[(2k+1)\omega_d] \exp[-j\varphi_1^{(1)\pm}] \right\} \quad (4-14)$$

この位相を用いて $D_{2k+1}^{(2)\pm}$ を求め、式(4-6)~(4-10)を用いて基本波の非線形成分 $N_1^{(2)\pm}$ を計算する。これを用いて式(4-13), (4-14)の 3 回目の位相補正值を求める。これを繰り返せば収束し、入力レベルの高い場合にも適用できる IMD が得られる。

4.4 測定結果

図 4-4 に出力バックオフ 1.5dB の場合の、繰り返し演算による線形応答の評価値の位相 $\varphi^{(i)}$ が小信号 S-パラメータの位相に収束して行く様子を示す。この場合はバックオフが小さく動作レベルが高いため、最初は $F(\pm 2\omega_d)$ の共振周波数付近に大きな位相誤差があるが、繰り返しにより減少することが分かる。図の点線は 1 回目の位相を示すが、これはエンベロープ周波数のゼロ点付近でも小信号 S-パラメータの位相と異なった値をもっている。これは

AM-PM に相当しており、繰り返しの早い段階で、この誤差は除かれることが分かる。また、同様の結果を、バックオフが 4.5 dB と 7.5 dB の場合についても評価したが、これらの場合、初めの誤差が小さいので、10 回の繰り返いで誤差は完全に除かれる。

図 4-5 に線形応答の評価値（収束値） $E_1^{(\infty)\pm}$ を実線で示し、基本波を一点鎖線で、理想の線形出力 aA_1 （入力振幅と利得 $|S_{21}|$ の積）を点線で示す。基本波の周波数特性はアンプの出力をフーリエ展開して得た値である。線形応答の評価値は、基本波から式(4-10)で与えられる非線形成分を除去することによって得られる。図にはバックオフ 1.5dB、4.5dB、及び 7.5dB の 3 つの場合が示されている。図のエンベロープ周波数ゼロ付近の基本波と線形応答の評価値の差は AM-AM 歪である。3 つのバックオフに対して、線形応答の評価値が理想的線形応答に近い値をもつことが示されている。これは前節で述べた繰り返し演算の妥当性を示すと考えられる。

もう少し詳しく見ると、入力レベルが低い程、線形応答の評価値と理想出力が良く一致することも分かる。バックオフ 1.5dB では $F(\pm 2\omega_d)$ の共振点 (2.4MHz) 付近のディップが若干残っている。これは、図 4-4 の 10 回繰り返しでも位相誤差がわずかに残っていることと対応している。但し、バックオフ 1.5dB では、2 波の合成値はかなり飽和領域に入り込んでおり、実際の使用状態を少し超えているのではないかとと思われる。

図 4-6～図 4-8 は IMD の 3 次～7 次の振幅を示す。図 4-6 の IM3 の場合、バックオフ 4.5dB では $F(\pm 2\omega_d)$ (2.4MHz) と $F(\pm 4\omega_d)$ (1.2MHz) のピークが現れているが、これは 5 次と 7 次の寄与なので、バックオフ 7.5dB で $F(\pm 4\omega_d)$ が見られない。これは、レベルが下がったため高次の歪が観測されなかったと考えられるが、バックオフ 1.5dB で 1.2MHz のピークが非常に小さくなるのは、5 次と 7 次の寄与が相殺されたためと考えられる。

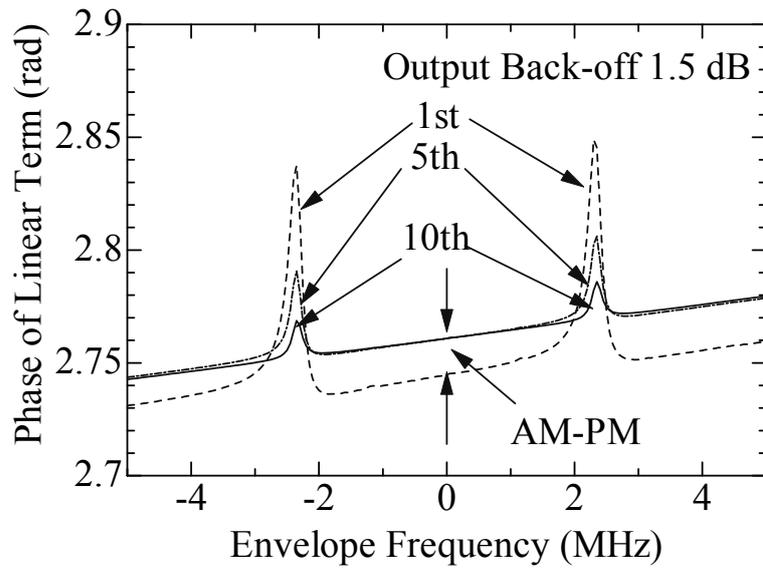


図 4-4 繰り返し演算による位相誤差の低減

位相の繰り返し補正により、線形応答の評価値の位相が小信号 S-パラメータの位相に近づく様子を示す。

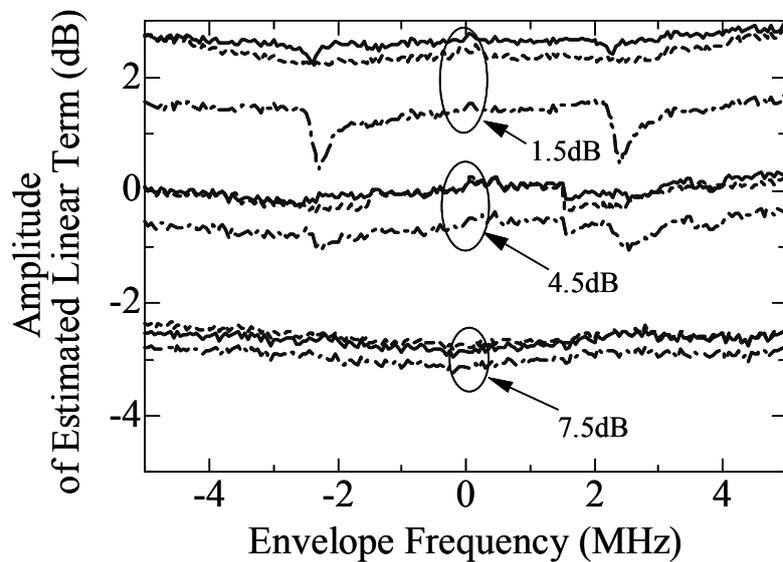


図 4-5 線形応答の評価値と基本波の比較

実線は線形応答振幅の評価値を示し、一点差線はアンプ出力のフーリエ展開で得られた基本波の振幅を示す。点線は入力信号と線形利得の積を示す。

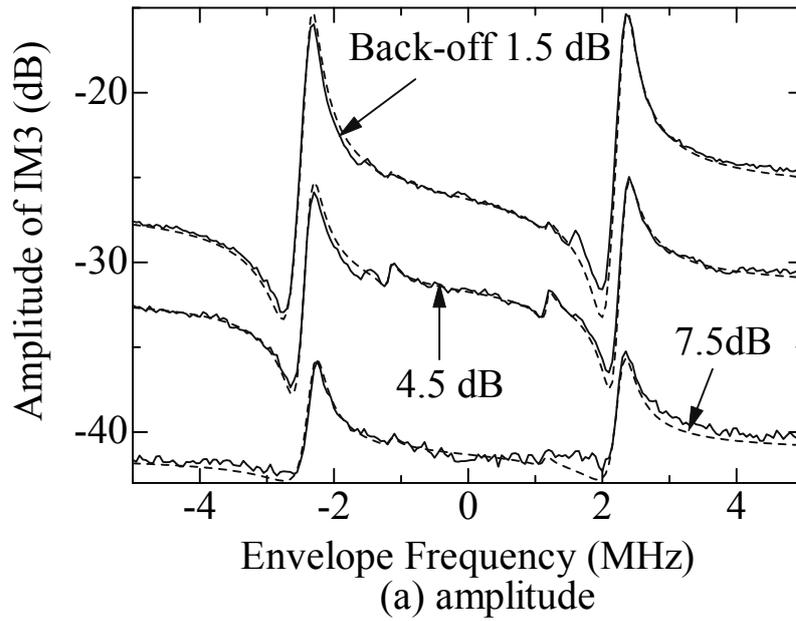


図 4-6 3次 IMD の振幅の周波数特性

振幅(dB)の基準は図 4-5～図 4-8 で共通である。

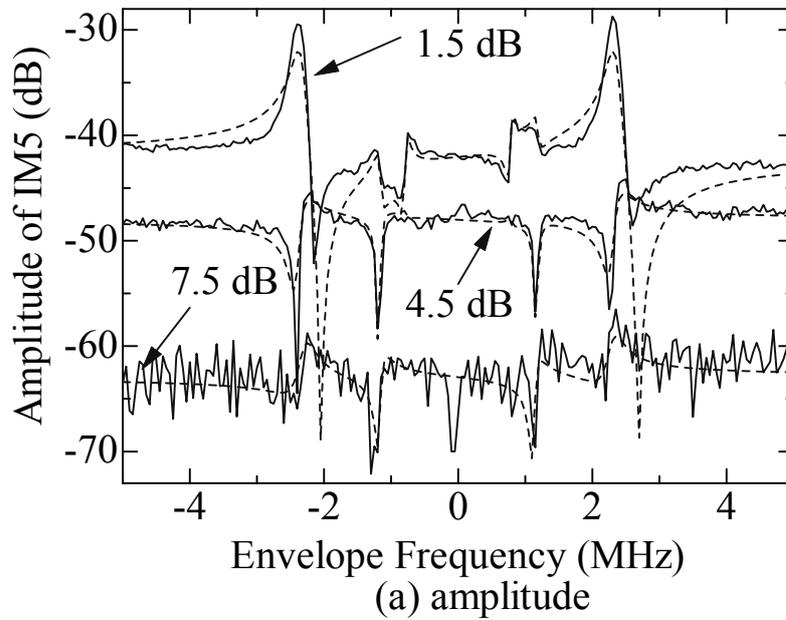


図 4-7 5次 IMD の振幅の周波数特性

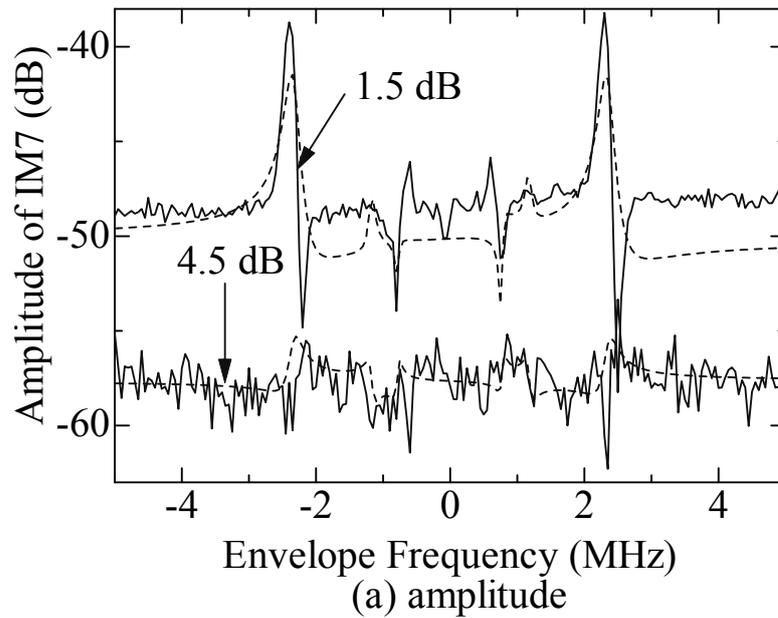


図 4-8 7次 IMD の振幅の周波数特性

図 4-7 の IM5 ではバックオフ 1.5dB で 1.2MHz のピークが現れている。式(7-12h)は IM3 と IM5 の $F(\pm 4\omega_d)$ の係数が同じであることを示している。これは矛盾とも考えられるが、バックオフ 1.5dB の場合 IM3 と IM5 は 15~16dB のレベル差が有るので、IM3 ではほとんど見えなかったものが IM5 では見えているとも考えられる。また、バックオフ 7.5dB の IM5 は図 4-7 に示されているように雑音の影響を受けており、測定限界に近いことが分かる。この測定系の限界が -60dB 程度であると考えられる。図 4-8 の IM7 ではバックオフ 4.5dB がほぼそのレベルとなっている。但し、図 4-8 のバックオフ 4.5dB のデータはエンベロープ周波数に対する IM7 の変動が小さくなっているようにも見る事ができる。この図から、メモリ効果をもつ非線形は 5 次までを考慮すれば良いのではないかと考えられる。

これらの図で実線は実測値、破線は計算値を表しており、全ての図において良い一致を得ていると考えられる。この一致により、推定したモデルは妥当であり、測定も正確であることが確認できたと言える。また、IM3 ではバックオフが 4.5 dB と 7.5 dB の場合の振幅値の差はエンベロープ周波数 0 近傍で約 9 dB を示しており、これは IM3 が 3 次の非線形歪によって与えられていることを意味する。

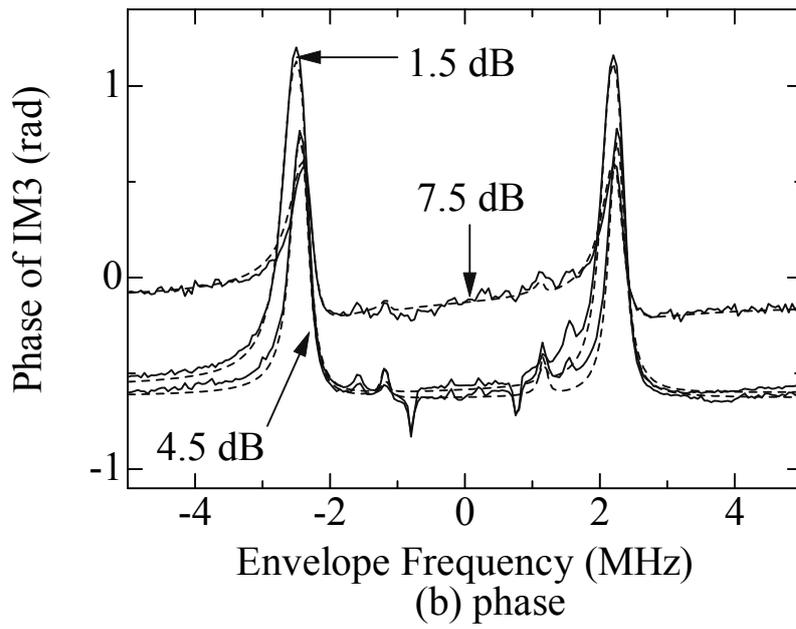


図 4-9 3次 IMD の位相の周波数特性

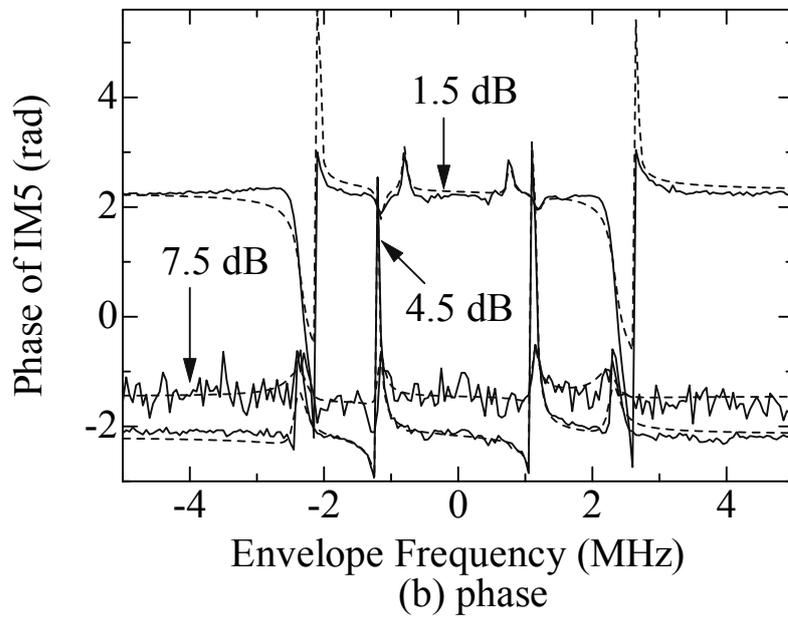


図 4-10 5次 IMD の位相の周波数特性

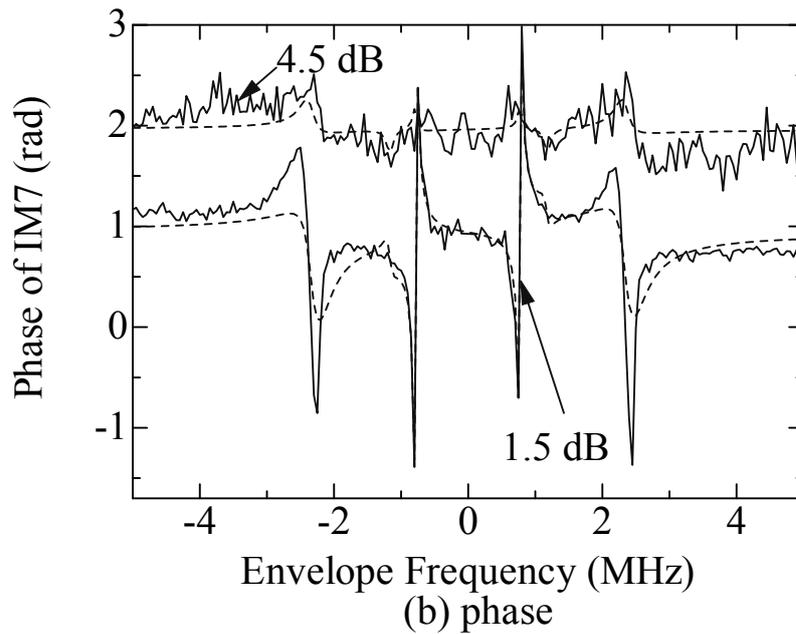


図 4-11 7次 IMD の位相の周波数特性

図 4-9～図 4-11 に位相の周波数特性を示す。全ての出力レベルにおいて、測定値と計算値は良く一致している。これは、前節で述べた繰り返し演算による位相誤差の低減方法が有効であることを示している。

ここまでで、提案した繰り返し推定方法の有効性を確認した。高野氏との共同研究の論文 [34]では IMD の基本調波成分の位相を小信号 S-パラメータの位相と一致させていたが、これは線形成分が非線形成分に比べて十分大きい場合に良い精度を与える近似である。本論文ではこの近似を改善するために繰り返し計算を行って精度の改善を図った。この繰り返し計算では、線形項の推定値を与え、その位相を小信号 S-パラメータの位相と一致させる。

この繰り返し計算の妥当性は、位相の収束と線形項の推定値の振幅が入力信号と線形利得の積に一致することで確認できる。詳しく言えば、IMD の基本波成分はメモリ効果による非線形周波数特性の影響を受けて、振幅がエンベロープ周波数によって変動している。また、AM-AM による利得低下も含まれている。線形項の推定値ではこれらが繰り返し計算によって減少し、10 回程度で位相、振幅ともに S_{21} と入力信号の積に一致することを確認した。

4.5 プリディストータによる非線形歪の改善

前節で述べたように IMD の測定値とモデルによる計算値が良く一致したことは、モデルのパラメータを最適化する過程でアンプの非線形パラメータの正確な値が抽出されたことを意味し、そのパラメータを用いてプリディストータを与えれば実際のアンプの IMD を抑圧できるはずである。この節ではこのことを確認するための検討を行う。そこで、図 4-12 のようにアンプの前段にプリディストータを加えた構成を考える。

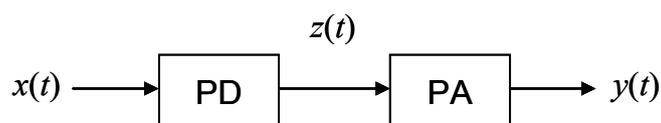


図 4-12 プリディストーションの基本構成

ここで、動作レベルをバックオフ 4.5dB 程度と考える。図 4-8、図 4-11 から IM7 のメモリ効果はかなり小さいことが分かる。従って、アンプをこのレベル以下で動作させる場合、メモリ効果をもつ非線形は 5 次まで、メモリレス非線形は 7 次までと考えて良い。IM7 は基本波より 60dB 程度低いので、プリディストータは 5 次の非線形歪 IM5 まで除けばよいと考えられる。よって、5 次のプリディストータとする。

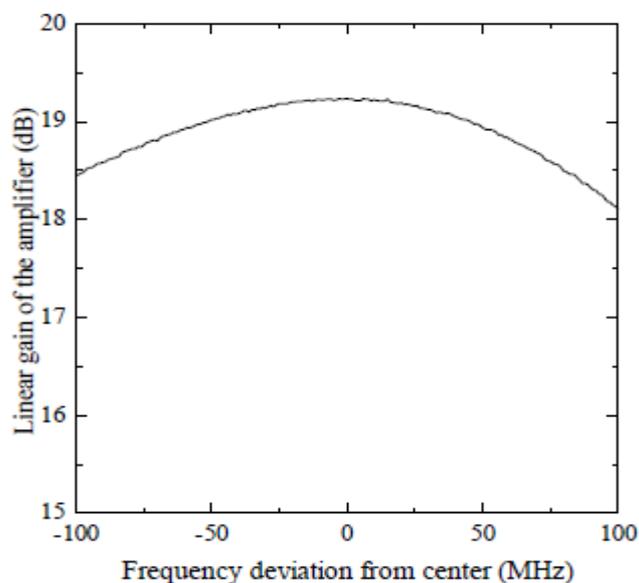


図 4-13 アンプ線形利得の周波数特性

メモリ効果が顕著に現れるのは ω_d が2.5MHzまでである。それに対応するIM5の周波数範囲は $\pm 12.5\text{MHz}$ である。アンプの線形利得がこの範囲で一定であればプリディストータの設計が容易になる[38]。

図4-13に小信号S-パラメータの $|S_{21}|$ 、つまり線形利得の周波数特性を示す。図の $|S_{21}|$ の変動が $\pm 100\text{MHz}$ で1dB程度であり、 $\pm 12.5\text{MHz}$ 帯域での変動はほとんど無いと考えられる。ここでプリディストータの出力 $z(t)$ を

$$z(t) = x(t) + u(t) \quad (4-15)$$

とする。ここで、図4-5の線形項の評価値と図4-6のIM3振幅を比較すると、バックオフ4.5dBでは30dB程度のレベル差がある。この $z(t)$ を入力すると、アンプの線形項は $x(t)$ と $u(t)$ の寄与の和を出力する。ここで、線形利得の周波数特性が無視できれば、入力の変数倍が出力される。

$$y_L(t) = Gx(t) + Gu(t) \quad (4-16)$$

ここで、 G はアンプの利得で定数である。ここで、 $u(t)$ がIM3を打ち消す条件を考えると、式(4-16)の $Gu(t)$ が入力 $x(t)$ に対してアンプが発生する非線形歪と相殺することである。従って $u(t)$ の大きさは $x(t)$ に較べて30dB程度低くなる。また、この場合 $u(t)$ は $x(t)$ の3次の非線形項として与えられる。式(4-15)の $z(t)$ がアンプに入力された場合、アンプの3次の非線形項の寄与は

$$y_3(t) = w_{33}[x] + w_{35}[x, u] + w_{37}[x, u] + w_{39}[u] \quad (4-17)$$

ここで $w_{33}[x]$ 、 $w_{35}[x, u]$ 等は汎関数である。アンプの3次歪は積分を含むが、その被積分関数を考慮すれば3つの要素の掛け算でできている。その3つとも x の場合を w_{33} とし、2つが x で、残りの1つが u の場合を w_{35} とした。更に w_{37} は1つが x で2つが u の場合であり、 w_{39} は3つの要素全てが u の場合である。 u が3次の場合、アンプの3次の項は3次、5次、7次、9次の非線形歪を発生するが、次数が高くなる毎に30dB程度レベルが下がる。

従って、低次の歪を打ち消すことによって、高次の歪が発生しても、全体として非線形歪は小さくなるはずである。ここで5次の非線形まで補償することを考えれば、7次以上の非線形は無視してよい。アンプの3次と5次の項を考慮すると、式(4-17)は

$$y_N(t) = w_{33}[x] + w_{35}[x, u] + w_{55}[x] \quad (4-18)$$

但し、 $y_N(t)$ はアンプ出力の非線形項の寄与である。この式は非線形歪の次数を5次で打ち切った場合を示し、 $w_{55}[x]$ は5次の項の寄与を示す。 $w_{55}[x]$ は5個の要素の積で与えられる

が、その全てが x である場合に 5 次の非線形となり、1 つでも u が入ると 7 次以上の非線形歪となる。アンプ出力は式(4-16)と式(4-18)の和となり、

$$y(t) = Gx(t) + Gu(t) + w_{33}[x] + w_{35}[x, u] + w_{55}[x] \quad (4-19)$$

ここで、3 次の非線形を相殺する条件は

$$Gu_3(t) + w_{33}[x] = 0 \quad \text{or} \quad u_3(t) = -\frac{w_{33}[x]}{G} \quad (4-20)$$

更に、5 次の非線形まで補償するためには、上の u_3 に u_5 を加えて

$$z(t) = x(t) + u_3(t) + u_5(t) \quad (4-21)$$

とする。ここで、 u_5 は 3 次以下の非線形項を発生しないので、式(4-20)の u_3 がそのまま使える。更に式(4-19)の $w_{35}[x, u]$ は

$$w_{35}[x, u_3 + u_5] = w_{35}[x, u_3] + w_{35}[x, u_5] \quad (4-22)$$

となるが、右辺第 2 項は 7 次の非線形となるので無視できる。従って、

$$Gu_5(t) + w_{35}[x, u] + w_{55}[x] = 0 \quad \text{or} \quad u_5(t) = -\frac{w_{35}[x, u] + w_{55}[x]}{G} \quad (4-23)$$

これを付録 7.1 節の式(7-2), (7-3)の表現を用いて、具体的に表せば、

$$u_3(t) = -\frac{x(t)}{G} \left[A_3 |x(t)|^2 + b_2 c_0 \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^2 f(s) ds \right] \quad (4-24)$$

$$u_5(t) = -\frac{x(t)}{G} \left[A_5 |x(t)|^2 + \sum_{l=0}^2 b_{2-l} c_l \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^4 f(s) ds \right] - \frac{w_{35}[x, u_3]}{G} \quad (4-25)$$

但し、

$$\begin{aligned} w_{35}[x, u_3] &= x(n) A_3 [2u_3(t) |x(t)|^2 + u_3^*(t) x(t)] \\ &\quad + b_2 c_0 u_3(t) \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^2 f(s) ds \\ &\quad + b_2 c_0 x(t) \int_{-\infty}^{\infty} [u_3(t-s) x^*(t-s) + u_3^*(t-s) x(t-s)] f(s) ds \end{aligned} \quad (4-26)$$

ここで得たプリディストーション信号を4.1節～4.4節で測定したアンプに適用してIMDの抑圧効果を確認する。図4-14と図4-15は、それぞれIM3とIM5のプリディストータによる改善結果を示す。これはバックオフ4.5dBの場合である。ここで、3次の歪補償は $z(t)$ を

$$z(t) = x(t) + u_3(t) \quad (4-27)$$

とした場合であり、5次の歪補償は式(4-21)で与えられる $z(t)$ を用いた場合である。図4-14に示すIM3の抑圧の評価において、3次のプリディストーションによる改善効果が小さいのは、入力レベルが比較的高く5次の非線形の寄与が大きいことと、3次の歪補償によって生じた5次歪 w_{35} の影響がかなりあるからである。これを含めて、5次歪を補償すると大幅な改善が起こるのは、そのことを裏付けている。

図4-15のIM5の抑圧において、3次の歪補償でIM5がむしろ悪くなっていることは w_{35} の発生するIM5の影響である。これは導出の過程で予想できたことである。これらの図から、3次の歪補償では実際のアンプのACLRの改善に不十分であり、歪補償は5次まで必要であることが分かる。

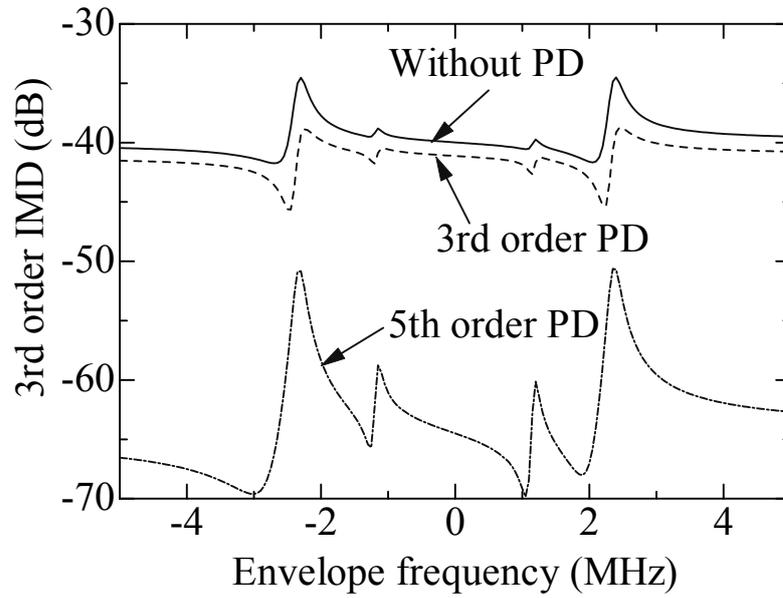


図 4-14 PDの有無によるPA利得特性の変化

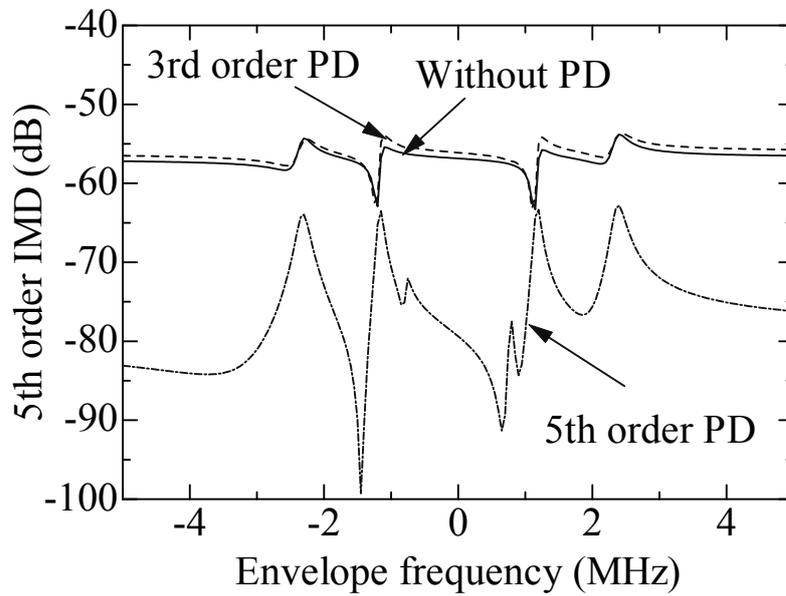


図 4-15 PDの有無によるPA出力位相の変化

第5章 OFDM 信号に対するアンプの非線形歪補償

これまでの検討で、メモリ効果を発生するメカニズムが明らかになり、メモリ効果をもつアンプの非線形的振る舞いを説明するために必要なパラメータが IMD の測定値から抽出できることが明らかになった。更にそのパラメータを用いて設計したプリディストータが IMD の抑圧に有効であることも分かった。これを第4世代の移動通信システムに適用するために残された問題は少なくとも二つある。一つはプリディストータに必要とされるデジタル信号処理の計算量削減であり、もう一つは計算機シミュレーションでその動作を確認することである。この計算機シミュレーションでは非線形歪による (1) 隣接チャネル干渉 (ACLR) と (2) 誤り率の劣化 (EVM) の評価を行う。

ここで一つの問題が生じる。第4世代の移動通信システムでは数百以上のサブキャリアをもつ OFDM 信号を用いることになっているが、キャリア数はまだ確定していない。そこでキャリア数を幾つにすべきかの指針を与える必要がある。OFDM 信号の瞬時値の累積分布を求めると、キャリア数の増加と共にガウス分布に近づくことが中心極限定理から予想される [39]。更にガウシアンと見做せる範囲のキャリア数になると、その確率的性質が分散と相関のみで決まってしまう。また、キャリア数が多いほど計算機シミュレーションの計算量が多くなり、結果を得るのに時間がかかる。従って、実際のキャリア数ではなく、ガウス変数と見做せる最小のキャリア数でシミュレーションを行った方が賢明である。そのためには累積分布を正確に評価する必要がある。累積分布の解析は特性関数法で行うことができる。

本章では、5.1 節～5.3 節でプリディストータの計算量削減方法について説明し、5.4 節で提案する計算量削減アルゴリズムの効果を DSP に実装した場合の動作電力で見積もる。5.5 節でキャリア数と累積分布の関係の正確な評価方法と必要最小限のキャリア数を示し、5.6 節で計算機シミュレーションによってプリディストータによる ACLR と EVM の改善効果の評価する。5.7 節ではプリディストーションによるアンプの電力効率の改善効果について考察する。最後に 5.8 節でメモリ効果を補償する従来型のプリディストータとの補償性能、構成の複雑さの比較について論じる。

5.1 メモリ効果の時間範囲の評価

第4章で与えたプリディストータではメモリ効果をもつ非線形は5次までとし、メモリレス非線形は7次までとした。つまり、図4-1より単純化したモデルを用いていたわけである。これを図5-1に示す。図の AM-AM、AM-PM は7次までの非線形を含み、その下の部分は5次までとして、7次の項は無視すると約束する。つまりアンプ出力を

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} x(t) |x(t)|^{2k} + \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^{k-1} b_{2(k-l)} c_{2l} x(t) \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^{2(k-l)} f(s) ds \quad (5-1)$$

と仮定する。ここで、 $f(s)$ はバイアス・インピーダンスのインパルス応答である。実測した IMD から決定した $f(s)$ を図 5-2 に示す。この章では OFDM 信号の増幅を考慮するので、式(5-1)の表示も離散時刻とする。ここでサンプリング間隔を見積もっておく。OFDM の信号帯域を 40MHz とし、400 キャリアを仮定するとデータ長は $1\mu\text{s}$ となり、4 倍オーバーサンプリングとすれば、データに 1600 点のサンプリング点に対応し $\Delta t = 1/1600 [\mu\text{s}] = 0.625 [\mu\text{s}]$ となる。図 5-2 の 0~0.4 μs の間に 640 のサンプリング点があることになる。式(5-1)の n 番目のサンプリング点の時刻 Δt を省略して n と書くと、アンプ出力 $y(n)$ は

$$y(n) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} x(n) |x(n)|^{2k} + x(n) \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^{k-1} b_{2(k-l)} c_{2l} \sum_{q=0}^Q f(q) |x(n-q)|^{2(k-l)} \quad (5-2)$$

となる。ここで Q は 640 程度の値となる。また、プリディストータは式(5-2)より複雑になり、歪補償信号を計算するためには数千回の乗算と加算が必要になる。それを、5.2 節で述べるアルゴリズムにより、17 回の乗算と 13 回の加算で行えるようにする。これが前に述べた

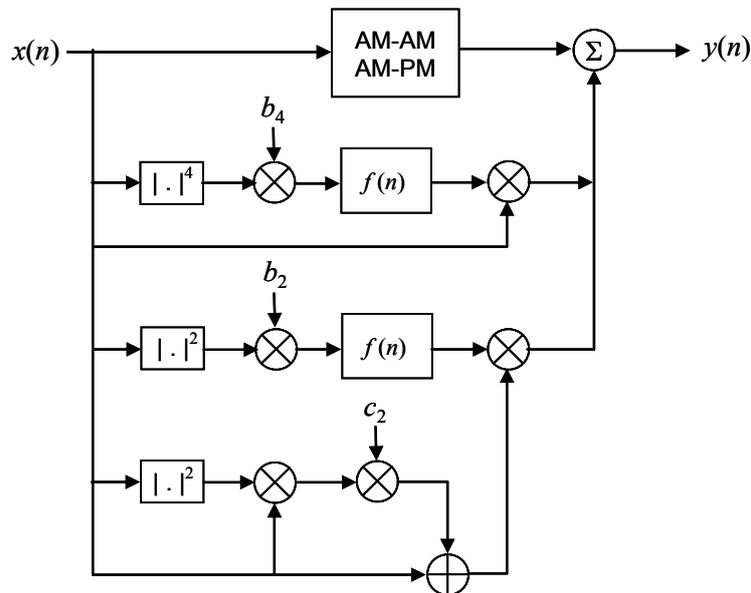


図 5-1 簡略化したアンプモデル

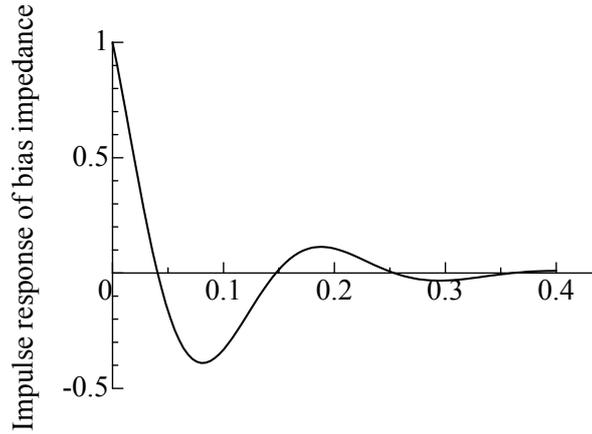


図 5-2 バイアス・インピーダンスのインパルス応答

プリディストータ演算量の削減である。また、第 4 章で示したように PD の出力信号を $z(n)$ として離散時間で表すと

$$z(n) = x(n) + u_3(n) + u_5(n) \quad (5-3)$$

と仮定できる。ここで $u_3(n)$, $u_5(n)$ はそれぞれ 3 次、5 次の補償信号を表す。付録の 7.2 節に $u_3(n)$, $u_5(n)$ の導出、及びこれらの補償信号を更新するために必要なパラメータの決定について説明する。付録 7.2 節の結果より、 $z(n)$ は以下のように与えられる。

$$z(n) = x(n)[1 + U_2(n) + U_4(n)] \quad (5-4)$$

$$U_2(n) = -\frac{1}{A_1} \left[A_3 |x(n)|^2 + b_2 V_2(n) \right] \quad (5-5)$$

$$U_4(n) = -\frac{1}{A_1} \left[A_5 |x(n)|^4 + b_4 V_4 + b_2 c_2 |x(n)|^2 V_2 + W_{24} \right] \quad (5-6)$$

$$W_{24}(n) = A_3 [2U_2(n) + U_2^*(n)] |x(n)|^2 + b_2 U_2(n) V_2(n) - b_2 \left(\frac{A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*} \right) V_4(n) - b_2 \left(\frac{b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*} \right) P_{22}(n) \quad (5-7)$$

ここで $V_{2k}(n)$, $P_{22}(n)$ は次式で与えられる。

$$V_{2k}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f(q)|x(n-q)|^{2k} \quad (5-8)$$

$$P_{22}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f(q)|x(n-q)|^2 V_2(n-q) \quad (5-9)$$

これで、補償信号を更新するために必要なパラメータが示された。 $V_2(n)$ が得られれば、 $U_2(n)$ が決定でき、更に $V_4(n)$ と $P_{22}(n)$ が得られれば、 $U_4(n)$ が得られる。従って、 $V_2(n)$ 、及び $P_{22}(n)$ を更新するアルゴリズムが与えられれば、補償信号が更新できるわけである。この更新を与えるためにはインパルス応答 $f(q)$ の性質を明らかにしなければならない。

バイアス・インピーダンスは RLC の並列共振回路で与えられることが、第3章、第4章の IMD の実測から明らかになった。その周波数特性 $F(\omega)$ は

$$F(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR} \quad (5-10)$$

で与えられる。共振周波数 ω_0 と Q 値を用いれば次式のようになる。

$$F(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_0 Q}} \quad (5-11)$$

式(5-11)の分母は2次式であるので $F(\omega)$ は互いに共役複素数となる2つのポールをもつ。ここで、時刻をサンプリングしたので $\omega\Delta t$ を ν で表すと、2つのポールは

$$j\nu = -\eta \quad j\nu = -\eta^* \quad (5-12)$$

となる。但し、

$$\eta = \frac{1}{2F_s} \left\{ \frac{1}{CR} \pm j \sqrt{\frac{4}{LC} - \left[\frac{1}{CR} \right]^2} \right\} \quad (5-13)$$

ここで、 F_s はサンプリング周波数で、

$$F_s = \frac{1}{\Delta t} \quad (5-14)$$

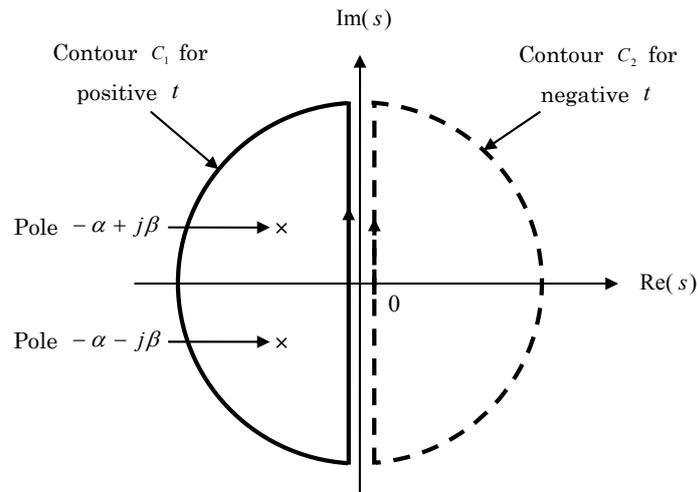


図 5-3 インパルス応答を求めるための閉路積分

この 2 つのポールを用いると式(5-11)のバイアス・インピーダンスは部分分数分解されて、

$$F(\omega) = \frac{1}{F_s} \left[\frac{\gamma}{j\nu + \eta} + \frac{\gamma^*}{j\nu + \eta^*} \right] \quad (5-15)$$

となる。ここで γ は

$$\gamma = \frac{\eta}{j2F_s C \text{Im}(\eta)} \quad (5-16)$$

である。インパルス応答は式(5-15)のフーリエ逆変換で与えられる。 $\nu = \omega \Delta t = \omega / F_s$ であることを考慮して

$$\begin{aligned} f(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp(j\omega n \Delta t) d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\gamma}{j\nu + \eta} + \frac{\gamma^*}{j\nu + \eta^*} \right] \exp(j\nu n) d\nu \end{aligned} \quad (5-17)$$

積分変数 ν を $s = j\nu$ に変換して

$$f(n) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \left[\frac{\gamma}{s + \eta} + \frac{\gamma^*}{s + \eta^*} \right] \exp(sn) ds \quad (5-18)$$

ここで、被積分関数の指数関数部分が発散しないためには、時刻 n が正の場合は図 5-3 の実線の閉路に沿って積分を行わなければならない。また、負の時刻 n に対しては点線の閉路を取らなければならない。留数定理により、インパルス応答 $f(n)$ は

$$f(n) = \begin{cases} f_1(n) + f_1^*(n) & \text{for } n \geq 0 \\ 0 & \text{for } n < 0 \end{cases} \quad (5-19)$$

但し、 $f_1(n)$ は

$$f_1(n) = \gamma \exp(-F_s \eta n) \quad (5-20)$$

である。式(5-19)に示したように $f(n)$ が $f_1(n)$ とその共役複素数で表されているので、 $f(n)$ は実数となる。

5.2 デジタル信号処理を簡単にするためのアルゴリズム

前節で述べたパラメータの更新を効率的に行うことは大変重要である。この更新に多くの計算量が必要になると歪補償のためのデジタル信号処理に要求される消費電力が無視できなくなりアンプの効率を実質的に悪くする。更に、前節の最後に示したインパルス応答は、図 5-2 に示したように 640 個程度のサンプリング点にわたっており、式(5-8)、(5-9)に示した V_{2k} や P_{22} の Σ の範囲も 640 程度必要である。このような長いインパルス応答に対応する方法として、C. Rey 他[17]の示した方法がある。これは無限長のインパルス応答 (IIR) を少ない計算で評価する方法である。その原理はその周波数特性が 1 次遅延で与えられるフィルタの応答の評価方法として説明できる。デジタル信号処理でよく用いられる z 変換を用いる。

$$H(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}} \quad \text{ここで } 0 < a < 1 \quad (5-21)$$

但し、

$$z = \exp(j\omega\Delta t) \quad (5-22)$$

である。つまり、 z はサンプリング間隔 1 つ分の遅延時間を示す。式(5-21)の右辺は Taylor 展開により、

$$H(z) = 1 + az^{-1} + a^2 z^{-2} + \dots + a^n z^{-n} + \dots \quad (5-23)$$

となる (式(5-23)の右辺は等比級数であり、その和は式(5-21)である)。フィルタの入力を $X(\omega)$ 、出力を $Y(\omega)$ とすれば、

$$Y(\omega) = H(z)X(\omega) = \sum_{q=0}^{\infty} a^q \exp(-jq\omega\Delta t)X(\omega) \quad (5-24)$$

これを時間応答に直せば

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{q=0}^{\infty} a^q \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-jq\omega\Delta t)X(\omega) \exp(jn\omega\Delta t) d\omega \\ &= \sum_{q=0}^{\infty} a^q x(n-q) \end{aligned} \quad (5-25)$$

となり、無限長のインパルス応答に対する和として出力が与えられる。しかし、見方を変えて、式(5-21)の分母を式(5-24)に掛ければ、

$$(1 - az^{-1})Y(\omega) = X(\omega) \quad (5-26)$$

これをフーリエ逆変換すれば、

$$y(n) = ay(n-1) + x(n) \quad (5-27)$$

となり、現在の出力 $y(n)$ が 1 つ前のサンプリング点の出力と現在の入力から得られる。この考え方を利用して、C. Rey 他は 1 次の遅延をもつメモリ効果に対して有効な方法を示した。ここでは、この考え方が 2 次の遅延をもつ場合に拡張できることを示す。2 次の遅延をもつ場合、伝送関数が 2 つの互いに共役複素数の 2 つのポールをもち、インパルス応答は式(5-19)のように共役複素数の応答の和で表せる。その複素数の応答は複素数の公比をもつ等比級数と見做せる。つまり IIR の説明で用いた公比 a が複素数である場合に相当する。そこで、2 つの応答の 1 つずつに対して、式(5-8)で定義される V_{2k} を求めてみる。ここで、 V_{2k} を f_1 と f_1^* の寄与に分ける。

$$V_{2k}^{(1)}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f(q)|x(n-q)|^{2k} \quad (5-28a)$$

$$V_{2k}^{(2)}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f_1^*(q)|x(n-q)|^{2k} \quad (5-28b)$$

$V_{2k}^{(2)}$ は $V_{2k}^{(1)}$ の共役複素数であるから一方を計算すれば、他方はその共役複素数となるので計算しなくても値を決定できる。そこで $V_{2k}^{(1)}$ のみを計算する。式(5-20)を用いると、

$$V_{2k}^{(1)}(n) = \gamma \sum_{q=0}^{\max(n, Q)} \exp(-F_s \eta q) |x(n-q)|^{2k} \quad (5-29)$$

ここで、時刻 $n+1$ に対する応答は

$$V_{2k}^{(1)}(n+1) = \gamma \sum_{q=0}^{\max(n+1, Q)} \exp(-F_s \eta q) |x(n+1-q)|^{2k} \quad (5-30)$$

最新の入力信号 $x(n+1)$ は $q=0$ の項として加算されるので、この項だけ分離して次式を得る。

$$\begin{aligned} V_{2k}^{(1)}(n+1) &= \gamma [x(n+1) + \sum_{q=1}^{\max(n+1, Q)} \exp(-F_s \eta q) |x(n+1-q)|^{2k}] \\ &= \gamma x(n+1) + \gamma \sum_{q=0}^{\max(n, Q)} \exp[-F_s \eta (q+1)] |x(n-q)|^{2k} \end{aligned} \quad (5-31)$$

ここで、改行後の Σ では引数 q を $q+1$ に置き換えている。更に

$$\exp[-F_s \eta (q+1)] = \exp(-F_s \eta) \cdot \exp(-F_s \eta q) \quad (5-32)$$

であるから、式(5-31)は

$$V_{2k}^{(1)}(n+1) = \gamma x(n+1) + \Gamma V_{2k}^{(1)}(n) \quad (5-33)$$

となる。但し、 Γ は

$$\Gamma = \exp(-F_s \eta) \quad (5-34)$$

である。ここで、式(5-33)は最新の入力信号と 1 つ前の出力信号を用いて、最新の出力信号を与えている。これは前節の 1 次遅延の場合の文献[17]に示されている式と同じである (式(5-27)参照)。

また、既に述べたように $V_{2k}^{(1)}$ と $V_{2k}^{(2)}$ は互いに共役複素数である。実際の出力には $V_{2k}^{(1)}$ と $V_{2k}^{(2)}$ の和を用いるので、実数部分のみを用いることになる。但し、逐次的に $V_{2k}^{(1)}$ を求めるためには、複素数として扱わなければならない。

次に $P_{22}(n)$ の逐次計算法を述べる。式(5-9)に示した $P_{22}(n)$ は実数であり、共役複素数の和で表せる。

$$P_{22}(n) = P_{22}^{(1)}(n) + P_{22}^{(2)}(n) \quad (5-35)$$

但し、

$$P_{22}^{(1)}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f_1(q) |x(n-q)|^2 V_2(n-q) \quad (5-36a)$$

$$P_{22}^{(2)}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f_1^*(q) |x(n-q)|^2 V_2(n-q) \quad (5-36b)$$

である。ここで、 $P_{22}(n)$ も共役複素数の和であるから、 $P_{22}^{(1)}(n)$ のみを求めれば良い。前と同様に、

$$P_{22}^{(1)}(n) = \gamma \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} \exp[-(n-q)F_s\eta] |x(n-q)|^2 V_2(n-q) \quad (5-37)$$

と書き直し、 $P_{22}^{(1)}(n+1)$ を計算する。

$$P_{22}^{(1)}(n+1) = \gamma \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} \exp[-(n+1-q)F_s\eta] |x(n+1-q)|^2 V_2(n+1-q) \quad (5-38)$$

ここで再び、 $q=0$ の項と残りの部分を分けて書き、後者の q を $q+1$ として、

$$\begin{aligned} P_{22}^{(1)}(n+1) &= \gamma |x(n+1)|^2 V_2(n+1) \\ &\quad + \gamma \exp(-F_s\eta) \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} \exp(-F_s\eta q) |x(n-q)|^2 V_2(n-q) \end{aligned} \quad (5-39)$$

右辺第 2 項が $P_{22}^{(1)}(n)$ で表せるので、

$$P_{22}^{(1)}(n+1) = \gamma |x(n+1)|^2 V_2(n+1) + \Gamma P_{22}^{(1)}(n) \quad (5-40)$$

これで、数百にわたる Σ を 2 つのサンプリング点のみの情報を用いて計算する方法が得られた。これは演算量としては $Q=1$ の場合に相当するので、メモリの深さ=1 の場合に等しいが、PD の特性としては無限大のメモリの深さを考慮していると考えられる。

ここで示した逐次計算法を用いて、プリディストータの補償信号を更新する手順を整理して必要な計算量を最小化し、次の節でメモリ多項式を用いた場合の計算量と比較する。

5.3 計算量の比較

前節で V_2 , V_4 及び P_{22} を逐次的に計算する方法を説明した。プリディストータの与える補償信号 $\mathbf{z}(n)$ を、これらのパラメータと $x(n)$ を用いて与えればよい。それに必要な計算量を明らかにするために式(5-5)~(5-7)を整理する。まず、式(5-7)の $U_2(n)$ を式(5-5)を用いて、 $|x(n)|^2$, $V_2(n)$ で表す。ここで $V_2(n)$ が実数であることを考慮して、

$$\begin{aligned} W_{24}(n) = & -A_3 \left(\frac{2A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*} \right) |x(n)|^4 - A_3 \left(\frac{3b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*} \right) |x(n)|^2 V_2(n) \\ & - b_2 \frac{A_3}{A_1} [V_2(n)]^2 - b_2 \left(\frac{A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*} \right) V_4(n) - b_2 \left(\frac{b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*} \right) P_{22}(n) \end{aligned} \quad (5-41)$$

式(5-41)を式(5-6)に代入し、

$$\begin{aligned} U_4(n) = & g_{41} |x(n)|^4 + g_{42} V_4(n) \\ & + [g_{43} |x(n)|^2 + g_{44} V_2(n)] V_2(n) + g_{45} P_{22}(n) \end{aligned} \quad (5-42)$$

但し、

$$g_{41} = -\frac{1}{A_1} \left[A_5 - A_3 \left(\frac{A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*} \right) \right] \quad (5-43a)$$

$$g_{42} = -\frac{1}{A_1} \left[b_4 - b_2 \left(\frac{A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*} \right) \right] \quad (5-43b)$$

$$g_{43} = -\frac{1}{A_1} \left[b_2 c_2 - A_3 \left(\frac{3b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*} \right) \right] \quad (5-43c)$$

$$g_{44} = -b_2 \frac{A_3}{A_1} \quad (5-43d)$$

$$g_{45} = -b_2 \left(\frac{b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*} \right) \quad (5-43e)$$

同様に $U_2(n)$ の係数も整理して、

$$U_2(n) = g_{21}|x(n)|^2 + g_{21}V_2(n) \quad (5-44)$$

とする。但し、

$$g_{21} = -\frac{A_3}{A_1} \quad (5-45a)$$

$$g_{22} = -\frac{b_2}{A_1} \quad (5-45b)$$

これらの g_{ij} の値を計算し記憶しておくものとする。式(5-33)より、 $V_{2k}(n)$ の更新に、乗算 2 回と加算 1 回が必要である。また、 $V_{2k}(n+1)$ は共役複素数の和で与えられ、これは式(5-33) で得た $V_{2k}^{(1)}(n+1)$ 次数部分の 2 倍であるが、2 を掛けずに同じ値を加算で求めれば、乗算 2 回と加算 2 回となる。従って、 $V_2(n+1)$ と $V_4(n+1)$ で合計乗算 4 回、加算 4 回となる。また、式(5-40)で $P_{22}(n)$ を更新する場合、 $U_4(n)$ 、 $U_2(n)$ の更新に必要な $|x(n+1)|^2$ の計算を行うので、これを一時記憶領域に入れるものとする。この掛け算を含めて $P_{22}(n+1)$ は乗算を合計 4 回と加算を 2 回必要とする。更に式(5-44)で $U_2(n+1)$ を計算するために、乗算 2 回と加算 1 回が必要である。式(5-42)で $U_4(n+1)$ を計算するためには $|x(n+1)|^4$ が必要になるが、記憶しておいた $|x(n+1)|^2$ を用いて 1 回の乗算で求める。また、式(5-42)の右辺のカッコ内を先に計算すれば、ここで乗算 2 回、加算 1 回を必要とし、その他の部分で乗算 3 回、加算 3 回を必要とする。最後に補償信号 $z(n+1)$ を式(5-4)で計算するのに乗算 1 回、加算 2 回を必要とする。以上を合計すると、乗算は 17 回、加算は 13 回である。

以上の計算量を最近のメモリ多項式の論文[43][44]に記載してある場合と比較する。第 2 章の式(2-4)に示したメモリ多項式を計算する場合、 k に対する和と q に対する和の順番を逆に

$$\begin{aligned} & \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K a_{kq} |x(n-q)|^{k-1} x(n-q) \\ & = \sum_{q=0}^Q x(n-q) (a_{1q} + |x(n-q)| (a_{2q} + |x(n-q)| (\dots))) \end{aligned} \quad (5-46)$$

とすれば、乗算は 1 つの q に対して K 回で済む、また、加算は $K-1$ 回である。従って、合計 $(Q+1) \times K$ 回の乗算と $(Q+1) \times (K-1)$ の加算が必要になる。文献[43]では k は奇数次のみとなるので、7 次まで用いているが、 $K=4$ とした。但し、この場合 $|x(n-q)|^2$ を計算しなければならないので、乗算は $(4+1) \times (Q+1)$ となる。これらの文献の場合との比較を表 5-1 に示す。

表 5-1 計算量の比較

	Multiplication	Addition
This paper ($K=4, Q=\infty$)	17	13
$K=4, Q=7$	40	24
$K=9, Q=5$	54	40

5.4 動作電力の比較

前節で得られた計算量からプリディストーション演算に必要な動作電力について考察する。プリディストーション演算を DSP に実装した場合の動作電力について、ここでは最新の低消費電力 DSP として Texas Instruments 社の TMS320C54x, TMS320C55x の仕様[45]をもとに検討を行う。

表 5-2 に DSP コアの 1 MIPS 当たりの消費電力を示す。MIPS は Mega Instruction Per Sec の単位で、1 秒間に 10^6 回の命令を実行する演算量である。

表 5-2 より DSP コアの消費電力は TMS320C54x の場合 0.32 mW/MIPS、TMS320C55x の場合 0.05 mW/MIPS で与えられる。

次に表 5-1 の演算回数からプリディストータに必要な演算量を推定する。信号帯域 B の OFDM 信号を 4 倍オーバーサンプルで処理した場合の演算量は、実数の積和演算の回数を N とした場合、 $4 \times B \times N$ で与えられる。表 5-1 の乗算回数、加算回数はそれぞれ複素演算なので、乗算は 4 回、加算は 2 回の実数演算として数える。以上の前提により算出した 本論文の方法による場合の動作電力と、メモリ多項式 (文献[43][44]) による場合の動作電力の比較を表 5-3 に示す。ここで $B = 10\text{MHz}$ とした。

表 5-3 より、本論文の計算量削減の手法を用いることで、 $K = 4, Q = 7$ のメモリ多項式に比較して 56% の削減 ($1 - 1.1/2.5 = 0.56$)、 $K = 9, Q = 5$ のメモリ多項式に比較して 69% の削減 ($1 - 1.1/3.6 = 0.69$) が可能なことが分かる。これは TMS320C54x の場合で 1.4W ~ 2.5W の電力削減に相当する。低消費電力化を更に進めた最新の DSP である TMS320C55x の場合でも、0.23W ~ 0.4W の電力削減に相当する。第 3 世代の W-CDMA 携帯端末の無線送信出力が 0.25W、第 3.9 世代の LTE 方式で 0.25W、WiMAX 方式で 0.2W 程度であることから考えて、0.23W ~ 0.4W の電力削減は端末全体の消費電力低減に大きな効果があることが期待できる。

表 5-2 TI 社 DSP の消費電力

	TMS320C54x	TMS320C55x
コア消費電力 mW/MIPS	0.32	0.05

表 5-3 プリディストーション演算に要する動作電力

(W)

	TMS320C54x	TMS320C55x
This paper ($K=4, Q=\infty$)	1.1	0.19
$K=4, Q=7$	2.5	0.42
$K=9, Q=5$	3.6	0.59

(帯域 $B = 10\text{MHz}$ の OFDM 信号、4 倍オーバーサンプル処理)

5.5 OFDM 信号の確率的性質

OFDM 等のマルチキャリア信号に対するアンプ応答を評価する場合、サブキャリア数が多いほど計算時間が長くなる。一方、サブキャリア数がある程度多くなると、その振幅累積分布はガウス分布に近づく。この場合 OFDM 信号の確率的性質が分散と相関で決定されるようになるので、例えばスペクトルを計算機シミュレーションする場合、一次変調方式が QPSK でも 16QAM でも、平均電力を同じにすれば同じ結果を得る。更にガウス分布に十分近くなれば、スペクトルがサブキャリア数に無関係となる。従って、サブキャリア数の多い OFDM 信号のスペクトルを計算機シミュレーションで評価する場合、OFDM 信号の振幅累積分布がガウス分布に十分近くなる範囲内で最小のサブキャリア数を選ぶと効率的である。このためには OFDM 信号の累積分布を正確に評価する方法を用いて、累積分布のサブキャリア数依存性を求める必要がある。

この累積分布を厳密に求める方法として特性関数法がある。付録の 7.3 節に特性関数法を

用いた OFDM 信号の累積分布関数の導出について説明する。7.3 節の式(7-46), (7-47)より、OFDM 信号の累積分布関数を $Q(X)$ とすると

$$Q(X) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=0}^M F(m\delta\lambda) \frac{\sin(m\delta\lambda x)}{m} \quad (5-47)$$

但し、積分点数 M は

$$M = \frac{\lambda_{\max}}{\delta\lambda} = \frac{\pi / \delta x}{\pi / x_{\max}} = \frac{x_{\max}}{\delta x} \quad (5-48)$$

で与えられる。また、ガウス分布では

$$P_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5-49)$$

であり、累積分布関数 $Q_G(X)$ は

$$Q_G(X) = \int_x^{\infty} P_G(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \operatorname{erfc}\left[\frac{X}{\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (5-50)$$

である。以下、式(5-47)で累積分布関数 $Q(X)$ をサブキャリア数 N をパラメータとして計算し、ガウス分布の場合の累積分布関数 $Q_G(X)$ と比較する。

図 5-4 に一次変調を QPSK とした場合の累積分布関数を示す。サブキャリア数 50、100、400 の場合とガウス分布の $Q_G(X)$ を比較すると、サブキャリア数が 50、100 の場合はガウス分布からのずれが無視できないが、 $N=400$ では、このずれはほとんど無くなる。

図 5-5 は一次変調を 16QAM とした場合の OFDM の累積分布関数である。二つの図を比較すると同一のサブキャリア数では 16QAM の場合の方がガウス分布に近いことが分かる。これは1つのデータに対する値が 16QAM では QPSK の 2 倍となるためと考えられる。また、いずれの図もサブキャリア数が 400 の場合、十分にガウス分布に近づいていることを示している。これは、 N の値を更に大きくしても計算機シミュレーションの結果は同一となることを意味する。従って、以後の計算機シミュレーションでは OFDM 信号のサブキャリア数を 400 とする。

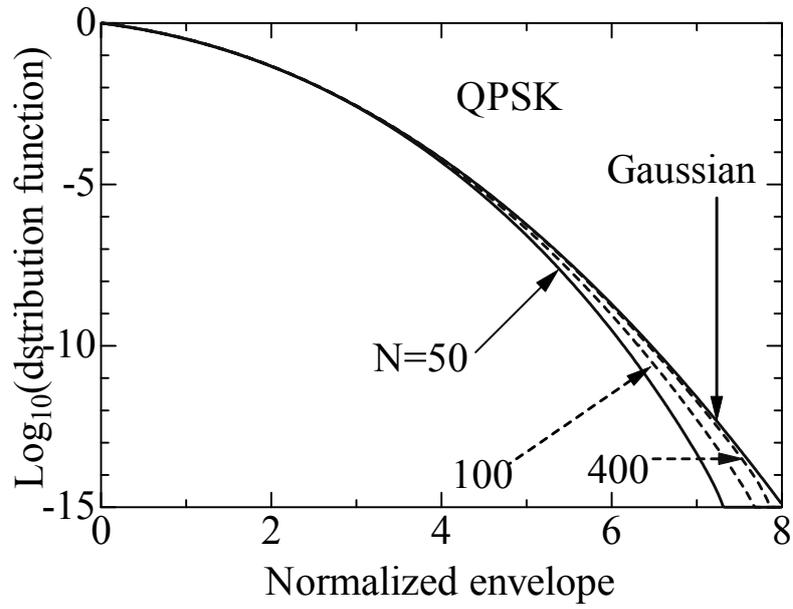


図 5-4 OFDM 信号の累積分布関数 (一次変調 QPSK)

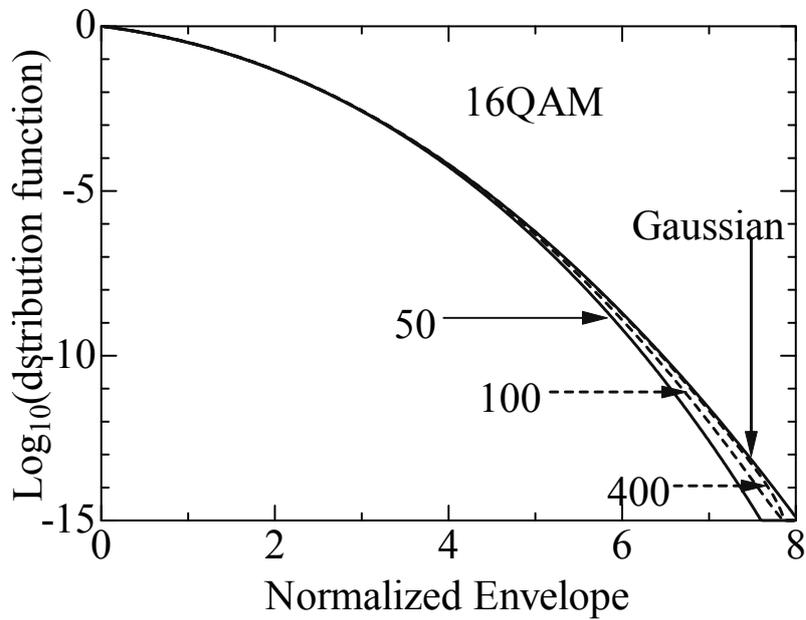


図 5-5 OFDM 信号の累積分布関数 (一次変調 16QAM)

5.6 プリディストータによる OFDM 信号の ACLR と EVM の改善

本節では計算機シミュレーションによってプリディストータの改善効果を確認する。初めに、ACLR 評価のためのスペクトル計算のシミュレーションの手順を説明する。(1)一様乱数によって、各サブキャリアの I -、 Q -チャンネルのデータを発生する。(2)これらのデータをサブキャリアで変調する。この変調は IFFT を用いて行う。(3)プリディストータの補償信号を与えるため必要なパラメータを更新する。(4)この補償信号をアンプに加えたときの出力 $y(n)$ を逐次更新で与える。(5)アンプ出力を FFT に入力してパワー・スペクトルを求める。この手順を図 5-6 に流れ図として示す。

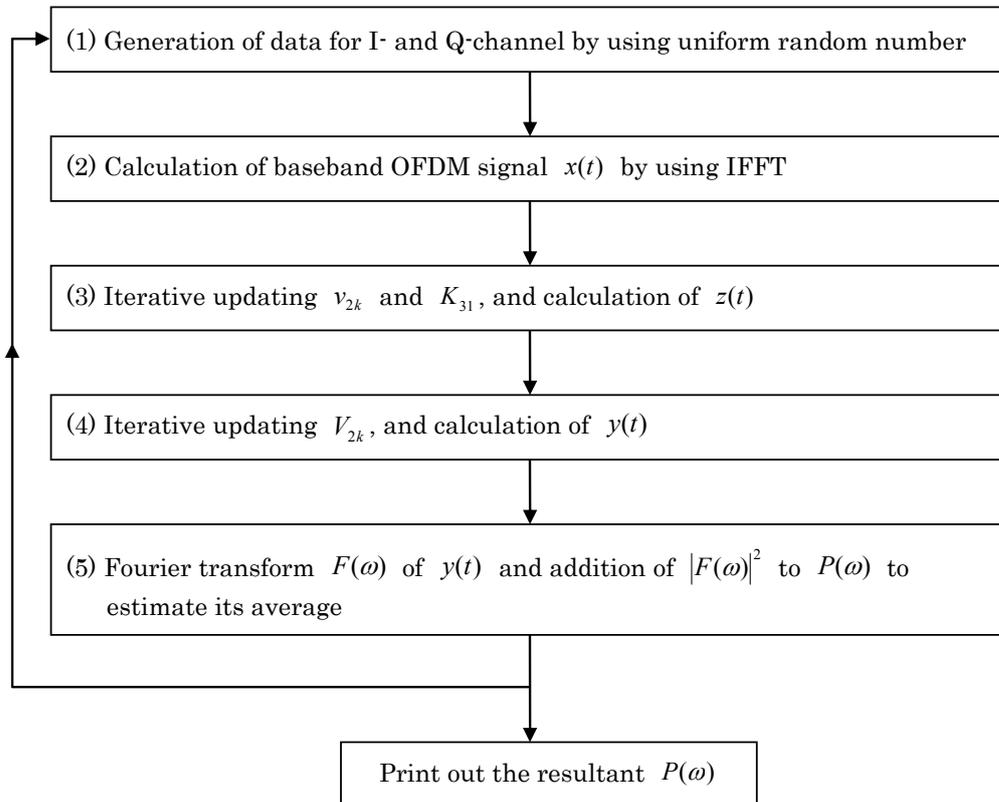


図 5-6 出力スペクトラムの評価手順

この計算機シミュレーションによって求めたパワー・スペクトルを図5-7～図5-9に示す。図5-7では1dB利得抑圧出力レベルからの出力バックオフ(OBO)が13.5dBの場合のスペクトルを示す。5.5節の検討結果を考慮してサブキャリア数は400とした。この場合OFDM信号の累積分布は十分にガウス分布に近いので、一次変調が16QAMでもQPSKでも同じ結果となった。グラフは16QAMの場合のみを示す。入力信号のスペクトルとプリディストータ無しの場合のンプ出力スペクトル、及び3次、5次のプリディストータ(PD)を用いた場合のスペクトルを示す。図5-7から、3次のPDの場合、3次歪に相当する $\pm 1.5B$ の範囲では10dB以上の改善効果があるが、それより外側の周波数範囲では3次を相殺する補償信号が5次歪 $w_{24}(w_{35})$ を発生するため、PD無しより若干悪くなる。5次のPDでは図示した $\pm 2B$ の帯域全体で十分な改善がなされていることが分かる。尚、上の説明で用いた B はOFDM信号の帯域であり、本シミュレーションでは $B=10\text{MHz}$ とした。図より、入力信号のサイド・ローブが十分に抑えられていることが分かる。これは各データの両端に施したランプアップ、ランプダウンのタイムドメイン・ウィンドウによる効果であり、このウィンドウにより次のデータとの遷移が滑らかになっている。このデータ端の処理は両側でデータ長の5%である。

図5-8にOBO = 10.5 dBの場合を示す。図5-7と同様に3次PDによる改善は $\pm 1.5B$ の範囲のみであり、またこの範囲の改善量も図5-7に較べるとずっと少なくなっている。これも5次歪 $w_{24}(w_{35})$ のためである。5次PDの改善効果は図5-7より少し小さくなるが、図5-8の全範囲で改善効果が得られている。

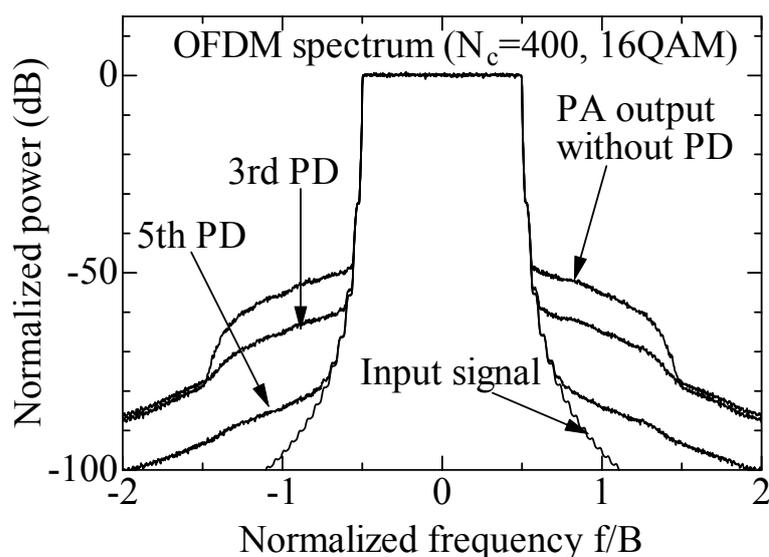


図5-7 OFDM信号の出力スペクトラム (OBO = 13.5 dB)

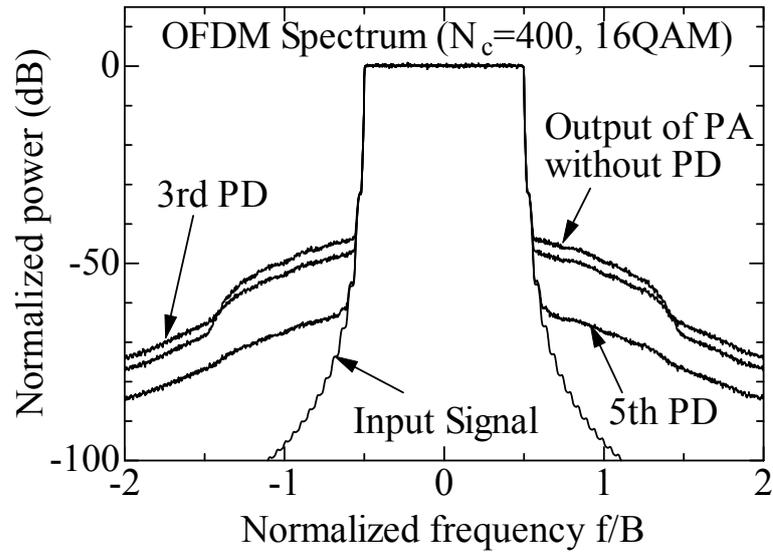


図 5-8 OFDM 信号の出力スペクトラム (OBO = 10.5 dB)

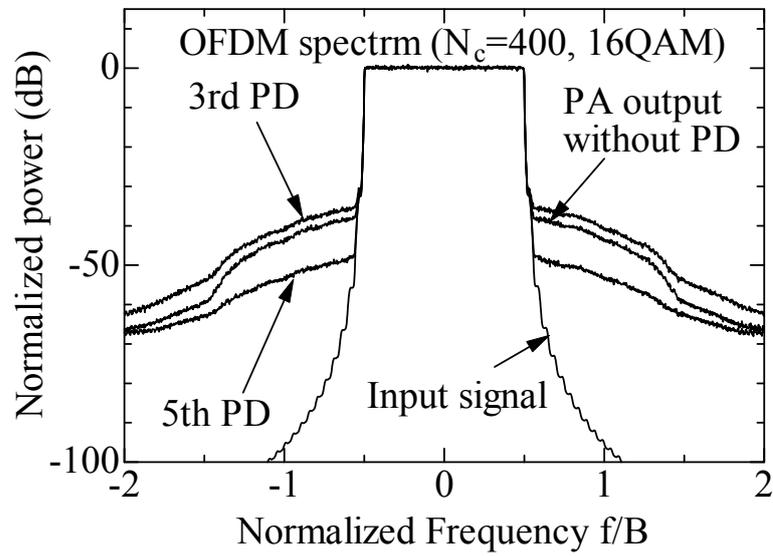


図 5-9 OFDM 信号の出力スペクトラム (OBO = 7.5 dB)

表 5-4 プリディストータによる ACLR 値の改善

(dB)

	Output back-off		
	13.5 dB	10.5 dB	7.5 dB
Without PD	-54.2	-48.5	-42.6
3rd order PD	-63.8	-51.8	-39.8
5th order PD	-75.1	-66.2	-52.5

図 5-9 は OBO = 7.5 dB の場合である。3 次の PD では全範囲で 3 次歪に対する改善効果よりも、それによって生じる 5 次歪による劣化の方が大きくなっている。また、5 次の PD でも改善効果が少なくなっており、より高次の歪まで補償する必要があることが分かる。

表 5-4 に OFDM 信号を増幅した場合の ACLR 特性を示す。ACLR は、主チャンネルと隣接チャンネルの電力比として与えられる。主チャンネルは図 5-7～図 5-9 のスペクトルの $\pm 0.4B$ の帯域 $0.8B$ 部分の電力であり、隣接チャンネルに落ち込む電力は正規化周波数 ± 1 を中心とした $\pm 0.6B \sim \pm 1.4B$ の各帯域 $0.8B$ 部分の平均電力である。ここで、+ は高周波側の隣接チャンネル、- は低周波側の隣接チャンネルを示す。ACLR を計算する帯域を $0.8B$ としたのは、OFDM 信号自体のもっている帯域外輻射が ACLR 評価に影響を与えないようにするためである。

ここでメモリ効果を含む非線形歪をもつアンプに対して、メモリレスの PD による歪補償を行った場合のスペクトラム特性についての評価結果を示す。

図 5-10～図 5-12 に OBO = 13.5, 10.5, 7.5 dB の場合に、メモリレス PD で補償したときの OFDM スペクトラムの計算結果を示す。メモリレス PD では 5 次 IMD までを補償する構成とし、OFDM の帯域は $B = 3 \text{ MHz}$ とした。図 5-10 の OBO = 13.5 dB の場合は、スペクトラムの形状は若干異なるが、3 次のメモリ効果対応 PD とほぼ同等の特性であることが分かる。図 5-11 の OBO = 10.5 dB の場合は、5 次メモリレス PD で 3 次のメモリ効果対応 PD より良い特性が得られているが、5 次のメモリ効果対応 PD に比較すると IMD の改善量が 10 dB ほど劣化していることが示されている。図 5-12 の OBO = 7.5 dB の場合は、5 次メモリレス PD では補償効果が得られず、PD 無しよりもスペクトラム特性が劣化している。

以上より、本論文で対象としているメモリ効果を含んだ非線形歪の補償に対して、メモリレス PD による補償では十分な補償効果が得られないことが示された。

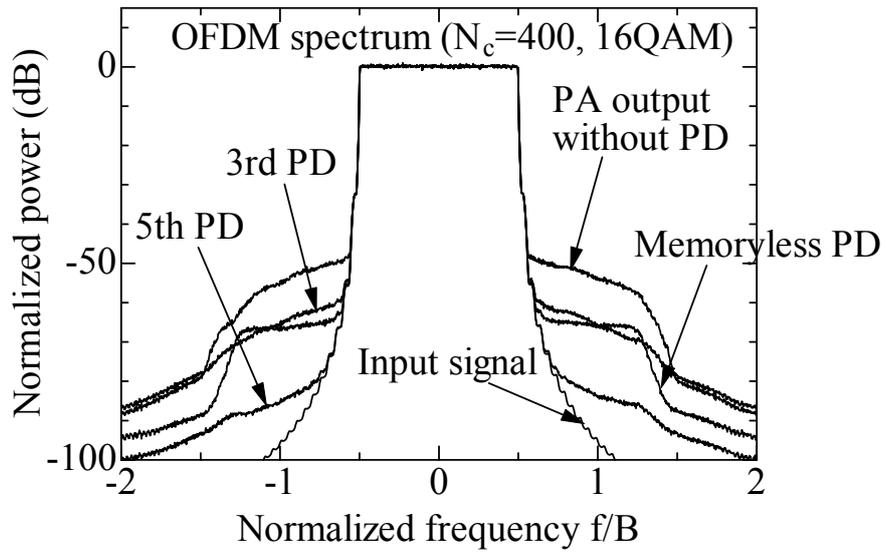


図 5-10 OFDM 信号の出力スペクトラム (メモリレス PD, OBO = 13.5 dB)

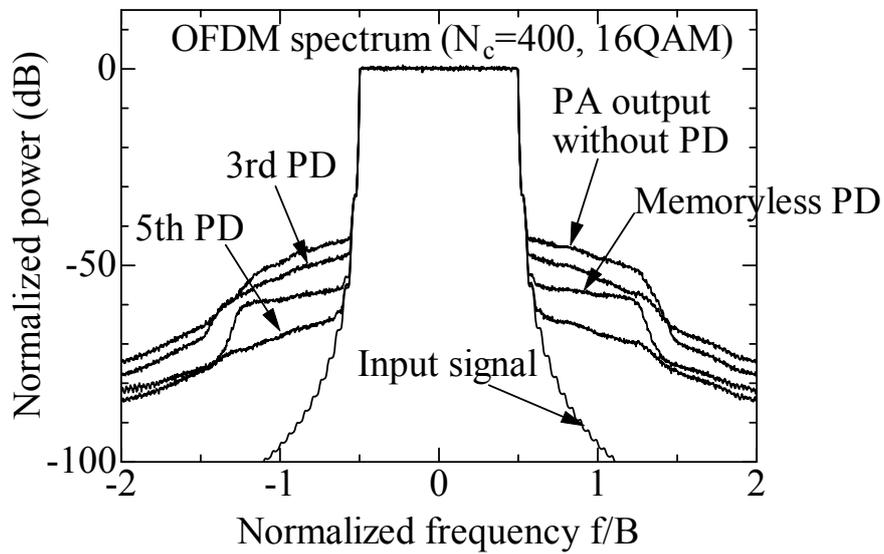


図 5-11 OFDM 信号の出力スペクトラム (メモリレス PD, OBO = 10.5 dB)

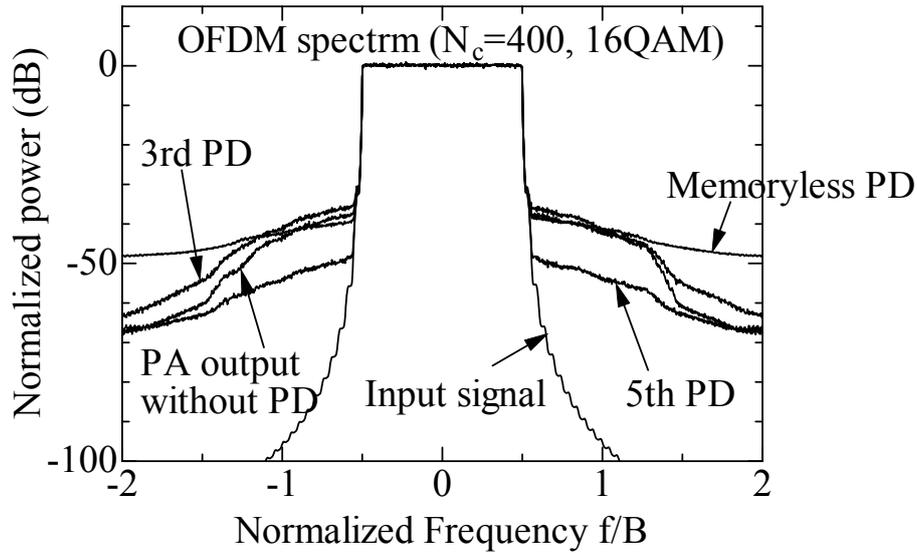


図 5-12 OFDM 信号の出力スペクトラム (メモリレス PD, OBO = 7.5 dB)

次に PD による EVM の改善効果を確認する計算機シミュレーションについて説明する。シミュレーションの手順を図 5-13 に示す。手順(1)(2)(4)(5)は前のスペクトルのシミュレーションの場合と共通である。前の図 5-6 と同様に手順(1)でデータを発生し、(2)で OFDM 信号を求める。ここで、アンプのメモリ効果のため入力と出力が一对一对応せず、1 つの入力レベルに対して出力の振幅も位相も複数個対応することを考慮しなければならない。つまり、アンプの非線形歪が線形からのずれだけでなく、平均的なずれの周りに分散をもつ、その平均と分散は入力レベルによって異なるので、シミュレーションの繰り返しの 1 回 1 回がどのレベルのものか明らかにしておかなければならない。そこで、手順(4)の前に入力信号振幅を区間に分ける。それが図 5-13 の手順(3)であり、 n 番目の区間は式(5-51)で指定される。

$$dX(n - \frac{1}{2}) < |x(t)| \leq dX(n + \frac{1}{2}) \quad (n=1, 2, \dots, M) \quad (5-51)$$

但し、区間幅 dX は

$$dX = X_m / M \quad (5-52)$$

で定義される。ここで入力振幅の最大値 X_m は 1dB 抑圧レベルに対応する入力レベルである。この区間に対する出力を求めるために、手順(4)で PD 出力の更新のためのパラメータを求め、手順(5)でアンプ出力の更新のためのパラメータを求める。

手順(6)はアンプ出力の入力レベル X に対する平均を求めるための操作である。つまり、 X の区間ごとに出力 Y の実数部分と虚数部分の和を求めている。この和をその区間の実現回数で割れば、その区間の出力の平均値が得られる。

手順(7)は分散を求める手順である。分散は良く知られているように

$$\sigma^2 = \langle X^2 \rangle - [\langle X \rangle]^2 \quad (5-53)$$

として、2乗の平均から平均の2乗を引くことで得られるので、出力の2乗の和を求めている。尚、手順の最後で平均値の絶対値を X で割っているが、これは利得の平均値を求めていることを示す。

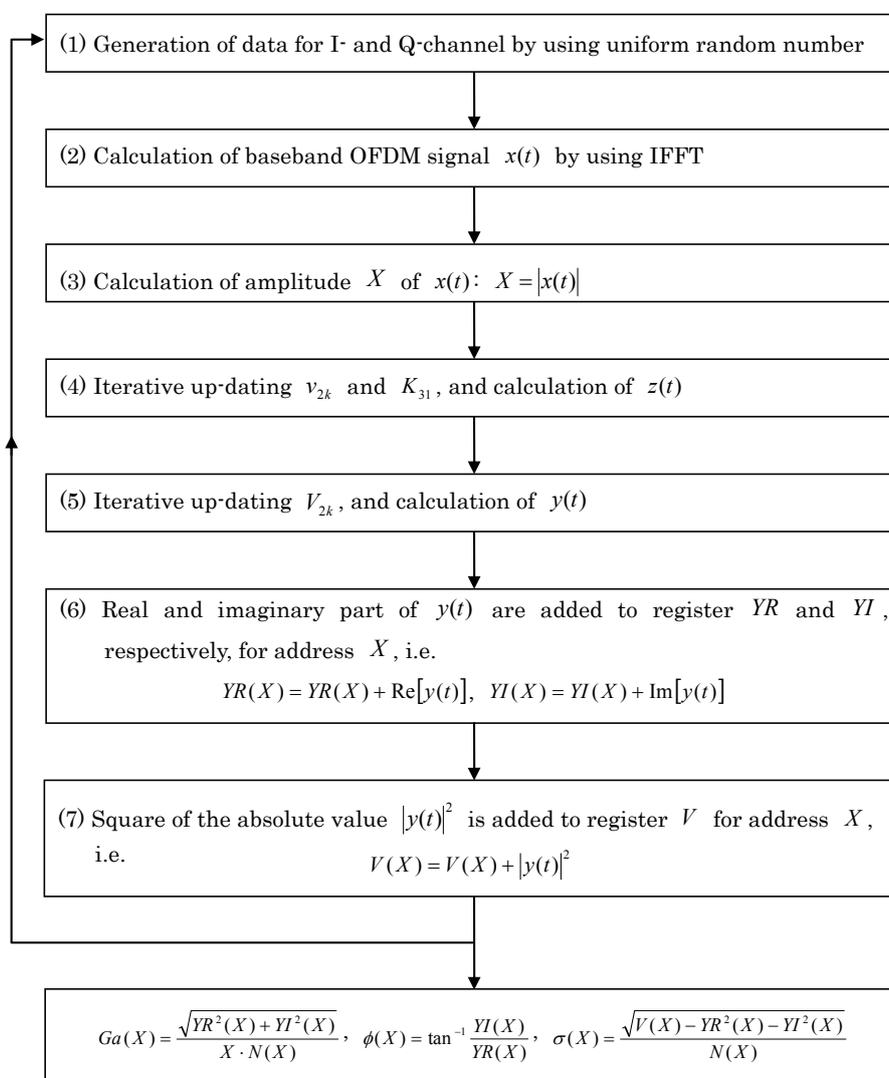


図 5-13 OFDM 信号のプリディストーションによる改善効果計算の手順

図 5-14 にプリディストータの有無の場合の PA の平均利得特性を示す。PD が無い場合、AM-AM 特性よりも利得低下が大きくなっているが、これはメモリ効果により、OFDM 信号の過去の高い入力値が影響しているためと考えられる。入力レベルが低いとき、3 次の PD によってこの利得低下は大きく改善されるが、入力レベルの増加と共に改善効果が少なくなる。これに対して、5 次の PD では、1 dB 利得低下点近傍まで、AM-AM 特性が補償されていることが示されている。

図 5-15 は同様に PD の有無による位相歪の平均を表している。この平均位相も PD によって改善される。PD 無しの場合は、入力レベルの低いときは AM-PM 特性より位相のずれが大きくなる。これは利得の場合と同様にメモリ効果に起因する過去の振幅の影響と考えられる。図 5-15 より PD によって位相歪の補償が行われていることが確認できる。この場合も 5 次 PD では、3 次 PD に比較してより高いレベルまで位相補償が可能である。

図 5-16 はアンプ出力の分散を示す。メモリ効果がない場合、分散はゼロである。従って、分散の低減がメモリ効果をもつアンプの非線形歪を補償する PD として重要であることを意味している。PD 無しの場合は、低い入力レベルから分散が高いのに対して、PD 有りでは分散が低減されている。特に 5 次 PD では、入力レベルが大きくなっても相対的に小さな分散に抑えられており、5 次 PD が効果的にメモリ効果のある PA に対する歪補償を実現していることが示されている。この RMS 分散は、図 5-14 と図 5-15 で示された平均振幅、平均位相のシフトを考慮すると、変調精度 (EVM) に等価な指標と考えられる。

ここで述べたシミュレーションでは、アンプの非線形歪は第 4 章で述べた IMD の測定値に基づいて決定したモデルを用いており、この実験に用いた DUT の特性と考えてよい。従って、本シミュレーションによって得た改善効果は実際の装置でも期待できる特性である。

以上により、提案 PD によってメモリ効果をもつアンプの非線形歪を効果的に補償できることが示された。これにより、提案したメモリ効果のモデルとアルゴリズムの妥当性を確認することができた。

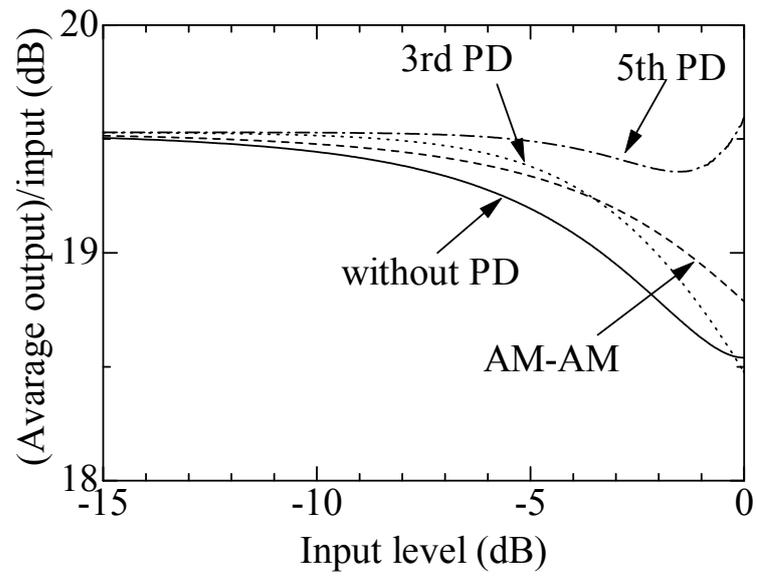


図 5-14 PDの有無によるPA利得特性の変化

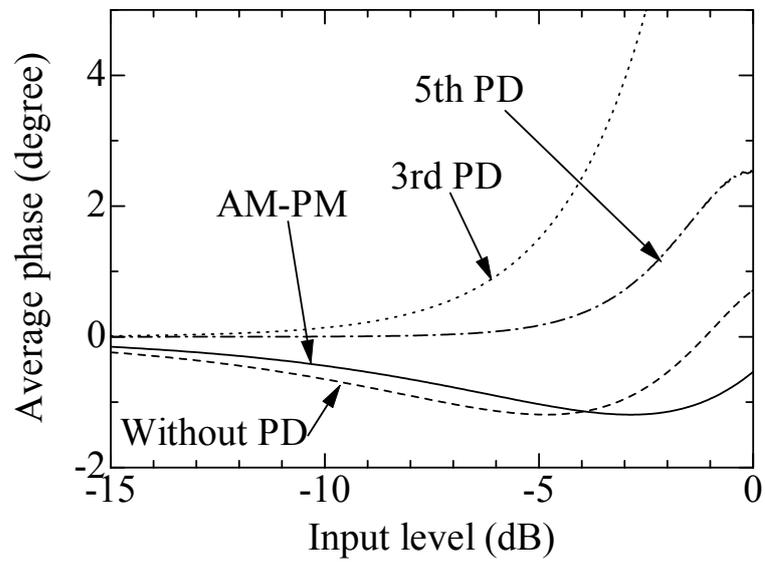


図 5-15 PDの有無によるPA出力位相の変化

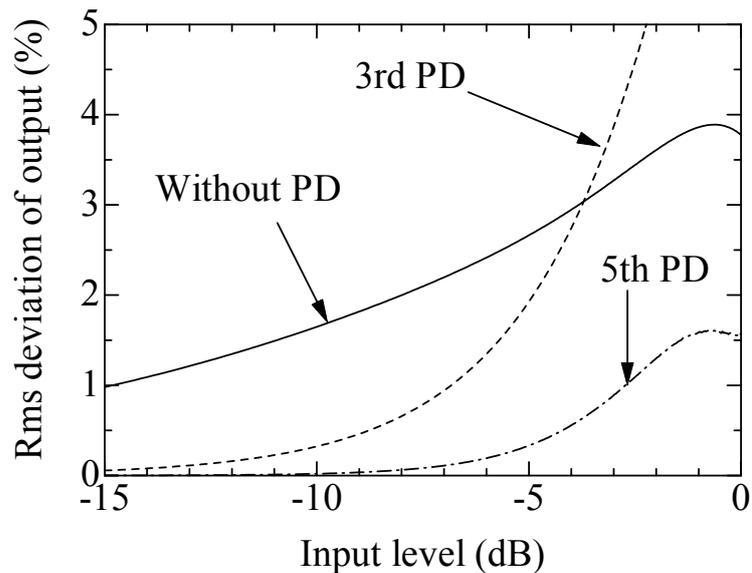


図 5-16 PD の有無による PA 出力の RMS 値の変化

5.7 プリディストータによる電力効率の改善

図 5-17 に PA の入出特性と電力効率の例を示す。本図から分かるように、アンプの効率は最大電力での動作時に最高となり、出力レベルが小さくなると効率は低下する。これは OFDM 信号のように平均電力とピーク電力の比 (PAPR) が大きい信号を増幅する場合、そのピーク電力に対応したバックオフを確保する必要があるため、平均の電力効率が劣化することを意味している。高い効率を実現するためには、信号の PAPR を抑圧するとともに、なるべく小さいバックオフで所望の線形性が得られる歪補償技術が重要となる。従って、PD の歪補償性能を向上させることによりバックオフを小さくすることが可能となれば、PA の効率改善に寄与することが期待できる。

表 5-5 に OFDM 信号を増幅した場合のプリディストータによるアンプ効率の改善効果を示す。表 5-4 の ACLR 評価において、PD 無しの場合の OBO = 13.5dB の ACLR 値 (-54.2dB) と、5 次 PD を用いた場合の OBO = 7.5 dB の ACLR 値 (-52.5dB) がほぼ同程度であることから考えて、5 次 PD により 6dB のバックオフ低減が実現されていると考えられる。この 6dB のバックオフ低減が、アンプの効率改善に寄与する量を見積もる。図 5-17 の電力効率特性を用いて OFDM 信号の確率密度関数で重み付け平均することで、OFDM 信号を増幅した場合の平均効率を推定することができる。得られた平均効率を表 5-5 に示す。表より、OBO = 13.5dB の場合に 14.8%であった効率が、OBO = 7.5dB では 30.3%に改善されること分かる。これは 5 次 PD により、同等の ACLR 特性を得るアンプとして、15.5 ポイントの効率改善が達成されることを意味している。

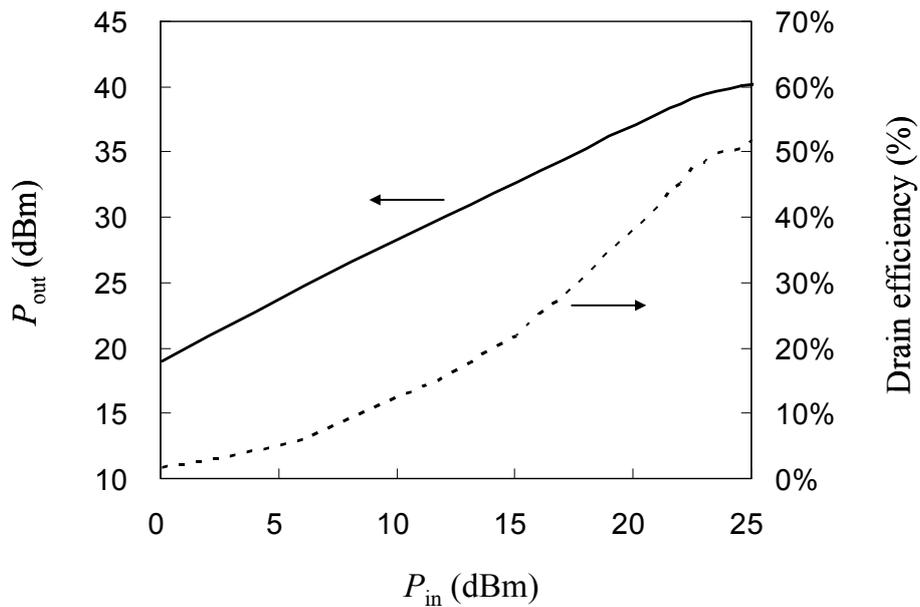


図 5-17 PA の入出力特性とドレイン効率

表 5-5 プリディストータによる効率の改善

	Without PD	5th order PD
OBO (dB)	13.5	7.5
ACLR (dB)	-54.2	-52.5
Efficiency (%)	14.8	30.3

以上より、プリディストータによる非線形歪の抑圧は、アンプ動作に必要なバックオフ量を低減することで、アンプの電力効率改善に大きく寄与することが示された。

5.8 プリディストータ方式の比較

本節では、本論で検討したプリディストーション方式と従来方式の比較を行う。図 5-18 にアンプモデル、プリディストーション方式の違いによるプリディストータの複雑さと性能の比較図を示す[46]。メモリエスの LUT 型 PD[4][22][47]は、シンプルな構成で実現できるが、メモリエス効果による非線形歪を補償できないため、性能的には最も低い。ウィーナー・モデル[23]、ハマーシュタイン・モデル[31][48]のアンプを前提とした PD は、アンプの RF 部のマッチング回路の周波数特性等に起因するメモリエス長の短い（時定数の小さい）メモリエス効果

に対しては有効であるが、本論で検討したアンプのバイアス・インピーダンスに起因する比較的長いメモリ長のメモリ効果に対しては補償が期待できないため、メモリレス LUT 型 PD よりは優れているが、性能は限定的と考えられる。

これらに対して、メモリ多項式[20][21][49]-[51]、ボルテラ級数解析[52][53]によるモデルに対応した PD では、長いメモリ長のメモリ効果に対しても有効なプリディストーションが可能のため、優れた歪補償性能が得られる。特にボルテラ級数解析では、強い非線形で長いメモリ効果に対しても効果的な補償が可能になるが、非線形次数と同ランクのテンソルの計算が必要なため、非線形次数が高い場合に演算量が膨大になる欠点がある。一方、メモリ多項式によるモデルでは、ボルテラ級数のテンソルの主軸のみを扱う構成のため、演算量を削減でき、且つ、ボルテラ級数解析にはおよばないが、強い非線形、長いメモリ効果に対しても比較的高い性能を示すと考えられる。

本論で検討してきたメモリ多項式 PD の演算量を削減する手法では、歪補償性能は従来のメモリ多項式と同等で、その演算量を従来型メモリ多項式の半分以下に低減することが可能となる。従って、提案手法により、ドハティアンプ等の強い非線形をもつ高効率回路方式で、バイアス・インピーダンスに起因するような時定数の長いメモリ効果を有するアンプ回路に対して、低演算量で効果的なプリディストーションが可能となる。

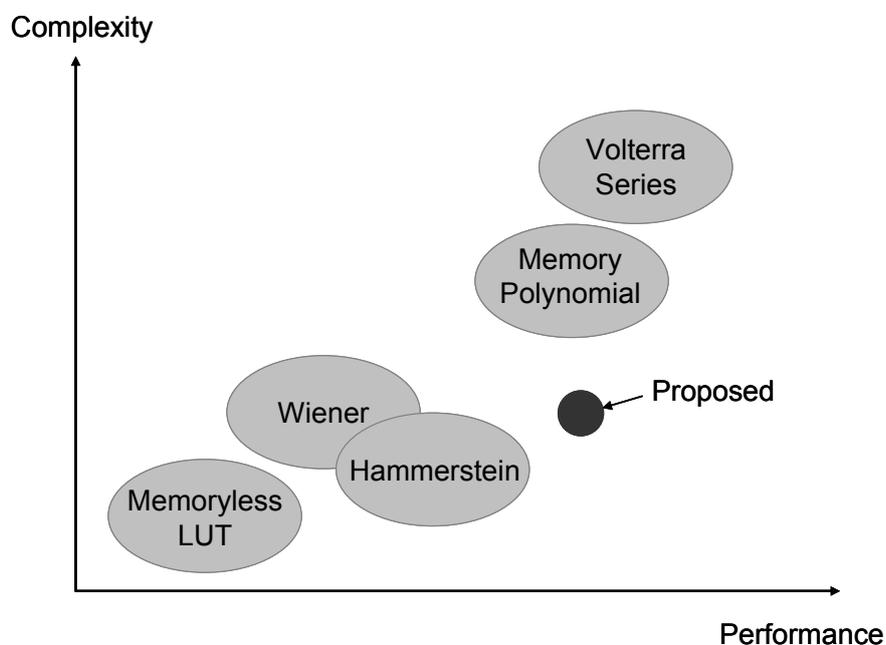


図 5-18 アンプモデルの違いによるプリディストータの複雑さと性能比較

第6章 結論と今後の課題

6.1 結論

無線通信に不可欠の RF 電力増幅器に関して、その非線形歪を記述するパラメータの抽出方法を検討した。そのための実験として 2 トーン入力 of IMD の位相と振幅を正確に測定する方法を検討した。従来の IMD の位相測定は IMD を相殺する信号を加えて測定していたので、一回毎に操作誤差が入り、IMD のエンベロープ周波数依存性を与えるためには不十分であった。本論文では、小信号 S-パラメータの位相を用いた方法を改善し、より高い信号レベルまで正確なデータを与えるようにした。

既存の方法では小信号 S-パラメータの位相を IMD の基本波成分に適用していたが、それを逐次近似の出発点として、そこで得た歪を用いて、基本波から線形応答の推定値を用いてその推定値の位相が小信号 S-パラメータの位相に一致するような繰り返し改善方法を与えた。これにより、基本波から求めた線形応答が入力信号の線形利得倍に近付き、位相も S-パラメータの値に収束させることができた。その結果、IMD のエンベロープ周波数依存性が並列共振特性で記述できること、及びその共振周波数、 Q 値等が得られた。これにより、入力信号のエンベロープ周波数成分がアンプの偶数次の非線形により抽出され、これがバイアス・インピーダンスで電圧となり、ドレイン電圧を変動させ、ドレイン電流が変調されるというメモリ効果の発生メカニズムが正しいことが示された。この正当性の確認は、IMD のエンベロープ周波数依存性とバイアス・インピーダンス測定値の周波数特性が一致することで確認した。更に抽出した非線形パラメータを用いて設計したプリディストorter (PD) を用いて、アンプの IMD が抑圧できることを理論的に確認した。

更に、PD の補償信号を時々刻々更新するための計算量を減らす検討を行った。ここでは 1 次遅延回路の無限長インパルス応答 (IIR) に対する計算量削減方法を 2 次遅特性のメモリ効果にも適用できるように改善し、それをアルゴリズムとして示した。これにより、計算量を従来のメモリ多項式 PD の半分以下に削減できた。また、そのアルゴリズムを用いて、OFDM 信号の ACLR と EVM の改善が可能なことを計算機シミュレーションで確認した。この確認では、第 4 世代の移動通信システムを想定し、非常に多くのサブキャリアをもつ OFDM 信号を仮定した。ここで、OFDM 信号の確率的性質がキャリア数の増加と共にガウス分布に近づくことを理論的に確認し、サブキャリア数の多い場合の極限的特性がサブキャリア数 400 で得られることを明らかにした。計算機シミュレーションではサブキャリア数 400 としてスペクトルを求め、PD による改善効果を確認した。3 次の PD では改善効果は不十分であったが、5 次の PD ではスペクトルが十分改善されることが分かった。これで、ACLR 評価のための情報が得られた。

また、シミュレーション方法を拡張して非線形歪の平均値と分散を入力信号レベル毎に求

めた。これにより EVM が 5 次の PD で非常に良く改善できることが確認できた。これは第 3 世代以降の移動通信に用いる RF 増幅器を設計する上で重要な情報である。

6.2 今後の課題

今後の課題として、主に以下の 3 点が考えられる。

提案したプリディストーション手法は、測定した 2 トーン IMD 特性に基づいてそのパラメータを推定する。このため、PA のデバイスに対して、事前にその特性を取得しておく必要がある。また、デバイスの非線形特性の温度変化、経年変化に対して追従できない点も問題となる。従って、増幅器の通常動作状態でプリディストーションに必要な非線形パラメータを推定できる方法を提案することが必要と考える。例えば、LTE システムの PA では OFDM 信号を増幅しているが、この OFDM 変調信号の入力に対して、PA 出力をフィードバックすることで必要なパラメータ推定を可能にするアルゴリズムを提案することが必要となる。

今回の検討では PD を 5 次までとしたが、信号レベルが高いときに少し不十分となる。特に OFDM 等の線形変調ではその PAPR が大きくなる傾向があり、電力増幅器の平均電力効率を劣化させる要因となる。従って、より高いレベルまで歪補償のできる PD を設計しなければならない。その場合に高次のインバースを計算しようとする非常に複雑となるので、インダイレクト・ラーニングのような方法も検討すべきである。

無線通信のブロードバンド化に伴い、RF 電力増幅器への広帯域化と線形性、高効率化の要求は益々強くなる傾向にある。従って、広帯域な増幅器で顕著となるメモリ効果を効率的に抑圧する技術はこれから極めて重要になると考えられる。筆者らは今後も本分野での技術の進展に貢献できるよう研究を続けていきたい。

第7章 付録

7.1 メモリ効果を含んだ IMD の数式表現

図4-1のアンプモデルに基づいてメモリ効果を含んだ IMD の数式表現を導出する。このモデルは11次の非線形まで発生するが、9次、11次の項は無視することにする。図4-1のアンプの出力 $y(t)$ は、第3章で示した式(3-39)を少し拡張して次式で得られる。

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) + \sum_{m=1}^3 b_{2m} x(t) \sum_{\ell=0}^{3-m} c_{2\ell} |x(t)|^{2\ell} \int |x(t-s)|^{2m} f(s) ds \quad (7-1)$$

但し、 $f(s)$ は前と同様にバイアス・インピーダンスのインパルス応答である。アンプ出力を非線形歪の次数で整理して変形すると、

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) + \sum_{m=1}^3 \sum_{\ell=0}^{3-m} b_{2m} c_{2\ell} p_m^{2\ell}(t) \quad (7-2)$$

ここで $p_m^{2\ell}$ は次式で与えられる。

$$p_m^{2\ell}(t) = x(t) |x(t)|^{2\ell} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^{2m} f(s) ds \quad (7-3)$$

この式の次数は $2(\ell+m)+1$ となるが、次数を k で表せば、 $\ell = k - m$ となる。IMD を計算するため等振幅の2波を入力する。式(3-40)の ω_c の項を省略して、

$$x(t) = a [\exp(j\omega_d t) + \exp(-j\omega_d t)] \quad (7-4)$$

とする。式(7-4)を用いれば、式(7-3)の積分は

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^{2m} f(s) ds \\ &= \sum_{q=0}^{2m} \binom{2m}{q} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2(m-q)\omega_d(t-s)] f(s) ds \\ &= \sum_{q=0}^{2m} \binom{2m}{q} \exp[j2(m-q)\omega_d t] \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-j2(m-q)\omega_d s] f(s) ds \\ &= \sum_{q=0}^{2m} \binom{2m}{q} \exp[j2(m-q)\omega_d t] F[2(m-q)\omega_d] \end{aligned} \quad (7-5)$$

となる。但し、 $\binom{2m}{q}$ は二項係数である。上式で示されているように s による積分はフーリエ変換となって、インパルス応答がインピーダンスに変換される。これを考慮すれば式(7-3)は

$$p_m^{2(k-m)}(t) = a^{2k+1} \sum_{r=0}^{2(k-m)+1} \sum_{q=0}^{2m} \binom{2(k-m)+1}{r} \binom{2m}{q} \cdot \exp\{j[2(k-r-q)+1]\omega_D t\} F[2(m-q)\omega_D] \quad (7-6)$$

となる。

式(7-2)の $y(t)$ の残りの部分はメモリレス非線形であり、その応答は良く知られているので、IMD は

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 \{\hat{D}_{2k+1}^+ \exp[j(2k+1)\omega_D t] + \hat{D}_{2k+1}^- \exp[-j(2k+1)\omega_D t]\} \quad (7-7)$$

となる。ここで係数 \hat{D}_{2k+1}^\pm はメモリ効果と非メモリ効果による非線形歪成分の和で表される。

$$\hat{D}_{2k+1}^\pm(\omega_D) = \hat{L}_{2k+1} + \hat{M}_{2k+1}^\pm(\omega_D) \quad (7-8)$$

ここで \hat{L}_{2k+1} はメモリレスの非線形歪による寄与を表す。尚、メモリレスの場合、IMD は周波数対称なので、符号 \pm は不要となり、以下で与えられる。

$$\hat{L}_1 = a(A_1 + 3a^2 A_3 + 10a^4 A_5 + 35a^6 A_7) \quad (7-9a)$$

$$\hat{L}_3 = a^3(A_3 + 5a^2 A_5 + 21a^4 A_7) \quad (7-9b)$$

$$\hat{L}_5 = a^5(A_5 + 7a^2 A_7) \quad (7-9c)$$

$$L_7 = a^7 A_7 \quad (7-9d)$$

一方、 $\hat{M}_{2k+1}^\pm(\omega_D)$ はメモリ効果による IMD の周波数特性を表す。

$$\hat{M}_{2k+1}^\pm(\omega_D) = \sum_{s=1}^3 m_{2k+1,s} F(K_{k,s} \omega_D) \quad (7-10)$$

$$K_{k,s} = \begin{cases} \mp 2 & k \leq 1, s = 3 \\ \pm 2s & \text{else} \end{cases} \quad (7-11)$$

係数 $m_{2k+1,s}$ は以下のとおり、式(7-12a)~(7-12l)で与えられる。

$$m_{11} = a^3[C_{11} + a^2(3C_{21} + 4C_{22}) + a^4(10C_{31} + 12C_{32} + 15C_{33})] \quad (7-12a)$$

$$m_{12} = a^7 C_{32} \quad (7-12b)$$

$$m_{13} = a^5 [C_{21} + a^2 (5C_{31} + 4C_{32})] \quad (7-12c)$$

$$m_{31} = m_{11} \quad (7-12d)$$

$$m_{32} = a^5 [C_{22} + 3a^2 (C_{32} + 2C_{33})] \quad (7-12e)$$

$$m_{33} = a^7 C_{31} \quad (7-12f)$$

$$m_{51} = m_{13} \quad (7-12g)$$

$$m_{52} = m_{32} \quad (7-12h)$$

$$m_{53} = a^7 C_{33} \quad (7-12i)$$

$$m_{71} = a^7 C_{31} \quad (7-12j)$$

$$m_{72} = m_{12} \quad (7-12k)$$

$$m_{73} = m_{53} \quad (7-12l)$$

但し、 C_{km} は

$$C_{km} = b_{2m} c_{2(k-m)} \quad (7-13)$$

である。式(7-9a)~(7-9d)により、線形項は次式で表される。

$$aA_1 = \hat{L}_1 - 3\hat{L}_3 + 5\hat{L}_5 - 7\hat{L}_7 \quad (7-14)$$

基本波成分の周波数依存性のある成分は式(7-12a)~(7-12c)の m_{1j} ($j = 1 \sim 3$) が寄与するが、これらは式(7-12d), (7-12k), (7-12g)の m_{31} , m_{72} 及び m_{51} に等しいので、3次、5次、7次の IMD の計算値から決定した値を用いる。

$$\hat{M}_1^\pm(\omega_D) = m_{31}F(\pm 2\omega_D) + m_{51}F(\mp 2\omega_D) + m_{72}F(\pm 4\omega_D) \quad (7-15)$$

これを式(7-8)の D_1^\pm から引き、式(7-14)を考慮して線形応答の推定値として次式を得る。

$$\begin{aligned} a\hat{A}_1 &= \hat{D}_1^\pm(\omega_D) - 3\hat{L}_3 + 5\hat{L}_5 - 7\hat{L}_7 \\ &\quad - m_{31}F(\pm 2\omega_D) - m_{51}F(\mp 2\omega_D) - m_{72}F(\pm 4\omega_D) \end{aligned} \quad (7-16)$$

リファレンス位相が正しい場合、式(7-16)は線形応答に一致する。

7.2 3次、5次のプリディストーション補償信号の導出

図5-1のアンプモデルに基づいて、プリディストーション (PD) に用いる3次、5次の補償信号の導出について説明する。

アンプ出力 $y(t)$ は

$$y(t) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} x(t) |x(t)|^{2k} + \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^{k-1} b_{2(k-l)} c_{2l} x(t) \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^{2(k-l)} f(s) ds \quad (7-17)$$

で与えられる。式(7-17)を離散時間表現で表すと、 n 番目のサンプリング点の時刻 Δt を n とし、アンプ出力 $y(n)$ は

$$y(n) = \sum_{k=0}^3 A_{2k+1} x(n) |x(n)|^{2k} + x(n) \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^{k-1} b_{2(k-l)} c_{2l} \sum_{q=0}^Q f(q) |x(n-q)|^{2(k-l)} \quad (7-18)$$

となる。また、第4章で示したようにアンプの逆関数 (PD の出力信号) は

$$z(t) = x(t) + u_3(t) + u_5(t) \quad (7-19)$$

と仮定できる。ここで $u(t)$ は補償信号で、3次、5次の補償信号は、それぞれ

$$u_3(t) = -\frac{x(t)}{A_1} \left[A_3 |x(t)|^2 + b_2 \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^2 f(s) ds \right] \quad (7-20)$$

$$u_5(t) = -\frac{x(t)}{A_1} \left[A_5 |x(t)|^4 + \sum_{\ell=0}^1 b_{4-2\ell} c_{2\ell} |x(n)|^{2\ell} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^{4-2\ell} f(s) ds \right] - \frac{w_{35}[x, u_3]}{A_1} \quad (7-21)$$

で与えられる。ここで、 $G = A_1$ であるので、第3章で与えた式の G を A_1 に置き換えた。

また、 w_{35} は3次の補償信号が発生する5次歪で、次式で与えられる。式(7-21)の $\ell = 0$ の場合、 $c_0 = 1$ であるとする。

$$\begin{aligned} w_{35}[x, u_3] &= A_3 \{ 2u_3(t) |x(t)|^2 + [x(t)]^2 u_3^*(t) \} \\ &\quad + b_2 u_3(t) \int_{-\infty}^{\infty} |x(t-s)|^2 f(s) ds \\ &\quad + b_2 x(t) \int_{-\infty}^{\infty} [u_3(t-s) x^*(t-s) + u_3^*(t-s) x(t-s)] f(s) ds \end{aligned} \quad (7-22)$$

ここで積分範囲について考える。式(7-20)~(7-22)の $s < 0$ の範囲に対して、 $x(t-s)$ は未来の x の値であるから、 s の積分範囲は正の値のみである。また、 $s > t$ の範囲では x の引数が負になるが、通信の開始時刻を 0 とすれば、この範囲の x はゼロである。従って積分範囲は

$$0 \leq s \leq t \quad (7-23)$$

でなければならない。これらを考慮して式(7-19)~(7-22)を離散時間で表す。

$$z(n) = x(n) + u_3(n) + u_5(n) \quad (7-24)$$

$$u_3(n) = -\frac{x(n)}{A_1} \left[A_3 |x(n)|^2 + b_2 \sum_{q=0}^n f(q) |x(n-q)|^2 \right] \quad (7-25)$$

$$u_5(n) = -\frac{x(n)}{A_1} \left[A_5 |x(n)|^2 + \sum_{l=0}^1 b_{2(2-l)} c_{2l} |x(n)|^{2l} \sum_{q=0}^n f(q) |x(n-q)|^{4-2l} \right] - \frac{w_{35}[x, u_3]}{A_1} \quad (7-26)$$

また、 w_{35} は

$$\begin{aligned} w_{35}[x, u_3] &= x(n) A_3 [2u_3(n)x^*(n) + u_3^*(n)x(n)] \\ &\quad + b_2 u_3(n) \sum_{q=0}^n f(q) |x(n-q)|^2 \\ &\quad + b_2 x(n) \sum_{q=0}^n f(q) [u_3(n-q)x^*(n-q) + u_3^*(n-q)x(n-q)] \end{aligned} \quad (7-27)$$

ここで、時間の経過と共に n は大きくなる、5.2節で示すアルゴリズムは n がどんなに大きくなっても Σ の範囲を制限せずに適用できるが、実質は q の大きな値に対して $f(q)$ は無視できる程度の値となる。よって、 q の上限を Q とする。補償信号を時々刻々更新するために便利なように整理し、そのために必要なパラメータを定義する。ここで、 $u_3(n)$ が $x(n)$ と 2 次の項との積であり、 $u_5(n)$ も w_{35} 以外は $x(n)$ と偶数次の積である。更に、式(7-27)から、 w_{35} も $u_3(n)$ か $x(n)$ と偶数次の積である。従って、式(7-24)の右辺の項は $x(n)$ と偶数次の項の積で表せる。

$$z(n) = x(n)[1 + U_2(n) + U_4(n)] \quad (7-28)$$

ここで、

$$u_3(n) = U_2(n)x(n) \quad (7-29)$$

$$u_5(n) = U_4(n)x(n) \quad (7-30)$$

ここで、次のパラメータを定義する。

$$V_{2k}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f(q)|x(n-q)|^{2k} \quad (7-31)$$

これを用いると、式(7-25), (7-26)から

$$U_2(n) = -\frac{1}{A_1} \left[A_3|x(n)|^2 + b_2V_2(n) \right] \quad (7-32)$$

$$U_4(n) = -\frac{1}{A_1} \left[A_5|x(n)|^4 + b_4V_4 + b_2c_2|x(n)|^2V_2 + W_{24} \right] \quad (7-33)$$

となる。但し、 W_{24} は $\frac{W_{35}}{x(n)}$ で、式(7-29), (7-32)を式(7-27)に用いて、

$$\begin{aligned} W_{24}(n) &= A_3[2U_2(n) + U_2^*(n)]|x(n)|^2 + b_2\{U_2(n)V_2(n) \\ &\quad + \sum_{q=0}^n f(q)[U_2(n-q) + U_2^*(n-q)]|x(n-q)|^2\} \\ &= A_3[2U_2(n) + U_2^*(n)]|x(n)|^2 + b_2U_2(n)V_2(n) \\ &\quad - b_2\left(\frac{A_3}{A_1} + \frac{A_3^*}{A_1^*}\right)V_4(n) - b_2\left(\frac{b_2}{A_1} + \frac{b_2^*}{A_1^*}\right)P_{22}(n) \end{aligned} \quad (7-34)$$

ここで、 P_{22} は

$$P_{22}(n) = \sum_{q=0}^{\max(n,Q)} f(q)|x(n-q)|^2V_2(n-q) \quad (7-35)$$

これで、補償信号を更新するために必要なパラメータが示された。

7.3 特性関数法を用いた OFDM 信号の累積分布関数の導出

特性関数法を用いて OFDM 信号の厳密な累積分布関数を求める方法について説明する。

OFDM 信号は

$$v(t) = \sum_{n=1}^N [a_k^{(n)} \cos(\omega_n t) - b_k^{(n)} \sin(\omega_n t)] \quad (7-36)$$

で表せる。但し、累積分布 $a_k^{(n)}$, $b_k^{(n)}$ は n 番目のサブキャリアの I -, Q -チャンネルデータであり、下添え字 k はデータ系列の k 番目のデータであることを示す。この信号の特性関数は次式で定義される。

$$F(\lambda) = \langle \exp[j\lambda v(t)] \rangle \quad (7-37)$$

但し、 $\langle x \rangle$ は確率変数 x の統計的平均を意味する。ここで、指数関数の引数が式(7-36)で示される和であることに注目し、これを積で表すと次式が得られる。

$$F(\lambda) = \langle \prod_{n=1}^N \{ \exp[j\lambda a_k^{(n)} \cos(\omega_n t)] \bullet \exp[-j\lambda b_k^{(n)} \sin(\omega_n t)] \} \rangle \quad (7-38)$$

ここで、異なるサブキャリアのデータが互いに独立であること、及び I -, Q -チャンネルのデータも独立であることを考慮すると、独立事象の積の平均は平均の積であるので、次式を得る。

$$F(\lambda) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \prod_{n=1}^N \{ \langle \exp[j\lambda a_k^{(n)} \cos(\omega_n t)] \rangle \langle \exp[-j\lambda b_k^{(n)} \sin(\omega_n t)] \rangle \} dt \quad (7-39)$$

ここで $\langle . \rangle$ は期待値 (平均値) を表す。QPSK、16QAM に対する期待値は以下で与えられる。

$$\langle \exp[j\lambda a_k^{(n)} \cos(\omega_n t)] \rangle = \begin{cases} \cos[\lambda \eta \cos(\omega_n t)] & \text{QPSK} \\ \frac{1}{2} \{ \cos[\lambda \eta \cos(\omega_n t)] + \cos[3\lambda \eta \cos(\omega_n t)] \} & \text{16QAM} \end{cases} \quad (7-40)$$

$$\langle \exp[-j\lambda b_k^{(n)} \sin(\omega_n t)] \rangle = \begin{cases} \cos[\lambda \eta \sin(\omega_n t)] & \text{QPSK} \\ \frac{1}{2} \{ \cos[\lambda \eta \sin(\omega_n t)] + \cos[3\lambda \eta \sin(\omega_n t)] \} & \text{16QAM} \end{cases} \quad (7-41)$$

また、確率密度関数 (pdf) は特性関数のフーリエ逆変換で与えられるので、確率密度関数 $P(x)$ は次式で与えられる。

$$P(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\lambda) \exp(-j\lambda x) d\lambda = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F(\lambda) \cos(\lambda x) d\lambda \quad (7-42)$$

また、OFDM 信号の振幅がある値 X を越える確率は累積分布関数 $Q(X)$ として与えられるが、それは以下のように $P(x)$ の積分として定義される。

$$Q(X) = \int_X^{\infty} P(x) dx \quad (7-43)$$

ここで式(7-42)を式(7-43)に用いれば

$$Q(X) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F(\lambda) \int_X^{\infty} \cos(\lambda x) dx d\lambda \quad (7-44)$$

となる。ここで、振幅の取りうる値 x の分解能を δx とすれば、サンプリング定理から λ の値の範囲は $\pm \pi / \delta x$ である。従って、式(7-43)及び式(7-44)の λ の積分の上限 ∞ は $\pi / \delta x$ に置き換えるべきである。同様に λ の積分を数値積分とし、その刻みを $\delta \lambda$ とするならば、式(7-42)で記述できる x の範囲は $-\pi / \delta \lambda \leq x \leq \pi / \delta \lambda$ となる。従って、式(7-44)の x での積分の上限は $\pi / \delta \lambda$ で置き換えるべきである。上限が有限となるので、式(7-44)の x に対する積分は実行できる。従って、 $Q(X)$ は次式で与えられる。

$$Q(X) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi / \delta x} F(\lambda) \frac{\sin(\lambda x) - \sin(\lambda \pi / \delta x)}{\lambda} d\lambda \quad (7-45)$$

ここで、式(7-45)を数値積分で計算する場合、 $\delta \lambda$ の整数倍の点を用いて行えば、式(7-45)の被積分関数の分数部の $\sin(\lambda \pi / \delta x)$ はゼロとなり、

$$Q(X) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=0}^M F(m\delta\lambda) \frac{\sin(m\delta\lambda x)}{m} \quad (7-46)$$

但し、積分点数 M は

$$M = \frac{\lambda_{\max}}{\delta\lambda} = \frac{\pi / \delta x}{\pi / x_{\max}} = \frac{x_{\max}}{\delta x} \quad (7-47)$$

である。

7.4 記号の定義

ACLR	Adjacent Channel Leakage Power Ratio	隣接チャネル漏洩電力比
A/D	Analog-to-Digital Converter	A/D コンバータ
AM-AM	Amplitude-Amplitude Characteristics	振幅歪
AM-PM	Amplitude-Phase Characteristics	位相歪
ATT	Attenuator	減衰器
LUT	Look Up Table	参照テーブル
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
CDMA	Code Division Multiple Access	符号分割多重
CFB	Cartesian Feed Back	カルテジアンフィードバック
D/A	Digital-to-Analog converter	D/A コンバータ
DFT	Discrete Fourier Transform	離散フーリエ変換
DPD	Digital Pre-distortion	デジタル・プリディストーション
DUT	Device Under Test	検査対象デバイス
DVC	Drain Voltage Control	ドレイン電圧制御
EB Model	Even order nonlinearity and Bias impedance Model	
FIR	Finite Impulse Response	有限インパルス応答
EPS	Endless Phase Shifter	無限移相器
EVM	Error Vector Magnitude	変調精度
FF	Feed Forward	フィードフォワード
GaN HEMT	Galium Arsenide Nitrogen High Electron Mobility Transister	
GaAs FET	Galium Arsenide Field Effect Transister	
HBT	Hetero Bipolar Transister	
IIR	Infinite Impulse Response	無限インパルス応答
IMD	Inter Modulation Distortion	混変調歪
LD-MOS	Low Delay Metal Oxide Silicon	
LINC	Linear amplification with Nonlinear Components	
LPF	Low Pass Filter	低域通過フィルタ
LSB	Lower Side Band	下側波帯
LTE	Long Term Evolution	
LTI	Linear Time Invariant	線形時不変
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小二乗誤差

RF	Radio Frequency	無線周波数
SoC	System On Chip	
OBO	Output Back-off	出力バックオフ
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	直交周波数多重
PA	Power Amplifier	電力増幅器
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	ピーク対平均電力比
PD	Pre-distorter	プリディストorter
TDMA/FDD	Time Division Multiple Access / Frequency Division Duplex	
QMOD	Quadrature Modulator	直交変調器
QDEM	Quadrature Demodulator	直交復調器
USB	Upper Side Band	上側波帯
W-CDMA	Wide-band Code Division Multiple Access	

参考文献

- [1] P. Amadesi, P. G. Mora, and F. Pattini, "Including a nonlinear amplifier and a predistorter in a bandlimited 16 QAM system," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., pp. 875-879, 1983.
- [2] M. Kumar, J. C. Whartenby, and H. J. Wolkstein, "Predistortion linearizer using GaAs dual-gate MESFET for TWTA and SSPA used in satellite transponders," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 33, no. 12, pp. 1479-1488, Dec. 1985.
- [3] T. Nojima, T. Murase, and N. Imai, "The design of a predistortion linearization circuit for high-level modulation radio systems," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., pp. 1466-1471, 1985.
- [4] J. K. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 39, no. 4, pp. 374-382, Nov. 1990.
- [5] A. S. Wright and W. G. Durtler, "Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier," in Proc. IEEE Microwave Symposium Digest, Z4, pp. 1105-1108, 1992.
- [6] M. Faulkner, and M. Johansson, "Adaptive linearization using predistortion experimental results," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 43, no. 2, pp. 323-332, May 1994.
- [7] S. A. Maas, "Nonlinear Microwave Circuits", IEEE Press, New York 1997, ISBN 0-7803-3403-5.
- [8] M. Schetzen, "The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems," Krieger Publishing Company, Malabar Florida, 2006, ISBN 1-57524-283-4.
- [9] J. H. Vuolevi, T. Rahkonen, J. P. A. Manninen, "Measurement Technique for Characterizing Memory Effects in RF Power Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 8, pp. 1383-1389, Aug. 2001.
- [10] J. H. Vuolevi, T. Rahkonen, J. P. A. Manninen, "Memory Effects Compensation in RF Power Amplifiers by Using Envelope Injection Technique," in Proc. IEEE Radio and Wireless Conf. 2001 (RAWCON '01), Denver, pp. 257-260, Aug. 2001.

- [11] N. B. Carvalho, and J. C. Pedro, "A Comprehensive Explanation of Distortion Sideband Asymmetries," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2090-2101, Sept. 2002.
- [12] W. R. Curtice and M. Ettenberg, "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuit for Power Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 33, no. 12, pp. 1383-1394, Dec. 1985.
- [13] P. M. Cabral, J. C. Pedro, N. B. C. Carvalho, "Nonlinear device model of microwave power GaN HEMTs for high power amplifier design," *IEEE trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 11, pp. 2585-2592, Nov. 2004.
- [14] P. M. Cabral, J. C. Pedro, J. A. Garcia, "Nonlinear Distortion Generation Mechanism in Wireless Polar Transmitters," *International Journal of RF and Microwave Computer Aided-Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 196-201, July 2008.
- [15] T. R. Cunha, E. G. Lima, J. C. Pedro, "Validation and Physical Interpretation of the Power Amplifier polar Volterra Model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 4012-4021, Dec. 2010.
- [16] J. S. Kenney, and P. Fedorenko, "Identification of RF Power Amplifier Memory Effect Origins using Third-Order Intermodulation Distortion Amplitude and Phase Asymmetry," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, pp. 1121-1124, June 2006.
- [17] C. Rey, M. Masood, J. Staudinger, and S. Kenney, "RF power amplifier modeling using polynomials with IIR bases functions," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium 2009*, pp. 43-46, Jan. 2009.
- [18] M. Masood, C. Rey, S. Kenney, G. Norris, R. Sherman, "RF power amplifier modeling for three-port applications using polynomial with IIR bases functions," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium 2010*, pp. 256-259, Jan. 2010.
- [19] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital prediction of wideband signals based on power amplifier model with memory," *IEE Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, pp. 1417-1418, Nov. 2001.
- [20] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, 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.
- [21] O. Hammi, F. M. Ghannouchi, and B. Vassilakis, "A Compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and RF-digital predistortion," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 359-361, May 2008.
- [22] T. Liu, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Deembedding static nonlinearities and accurately identifying and modeling memory effects in wide-band RF transmitters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3578-3587, Nov. 2005.
- [23] P. Gilibert, G. Montoro, and E. Bertran, "On the Wiener and Hammerstein models for power amplifier predistortion," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf. 2005 (APMC '05)*, vol. 2, Dec. 2005.
- [24] H. Ku, M. D. McKinley, J. S. Kenney, "Quantifying memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2843-2849, Dec. 2002.
- [25] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
- [26] S. Narahashi and T. Nojima, "Extremely low-distortion multi-carrier amplifier self adjusting feed forward (SAFF) amplifier," in *Proc. IEEE International Communications Conf.*, vol. 3, pp. 1485-1490, June 1991.
- [27] A. Bateman, D.M. Haines, and R.J. Wilkinson, "Linear Transceiver Architectures," in *Proc. IEEE 38th Vehicular Technology Conf.*, pp. 478-484, Jun. 1988.
- [28] Y. Oishi and T. Takano, "Cartesian feedback amplifier with soft landing," in *Proc. IEEE PIMRC Conf. 1992*, pp. 402-406, Boston, Oct. 1992.
- [29] Cox, D. C., "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, Dec. 1974.
- [30] Yoshinori Nagata, "Linear Amplification Technique for Digital Mobile Communications," in *Proc. IEEE 39th Vehicular Technology Conf.*, vol. 1, pp. 159-164, May 1989.

- [31] O. Hammi and F. M. Ghannouchi, "Twin nonlinear two-box models for power amplifiers and transmitters exhibiting memory effects with application to digital predistortion," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 530-532, Aug. 2009.
- [32] Lei 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.
- [33] N. Suematsu, T. Shigematsu, Y. Iyama, and O. Ishida, "Transfer characteristic of IM3 relative phase for a GaAs FET amplifier," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 901-904, June 1997.
- [34] J. H. K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1383-1389, Aug. 2001.
- [35] 高野健, "デジタルプリディストーションによる RF 電力増幅器の非線形補償方式の研究," 東京工業大学理工学研究科, 学位論文, pp. 66-108, May 2010.
- [36] 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 simplifies phase determination procedure to clarify memory effect origins," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E93-C, no.7, pp. 991-999, July 2010.
- [37] J. Vuolevi and T. Rahkonen, "Distortion in RF power amplifiers," Artech House Publishers, Boston-London, pp. 51-55, 2003.
- [38] 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 Trans. Electron.*, vol. E94-C, no. 10, pp. 1515-1523, Oct. 2011.
- [39] J. G. Proakis, "Digital Communication," McGraw-Hill, Inc., Third Edition, pp. 61-62, 1995.
- [40] A. Zhu and T. J. Brazil, "Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned Volterra series," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, no. 12, pp. 563-565, Dec. 2004.

- [41] N. Safari, T. Roeste, P. Fedorenko, and J. S. Kenney, "An approximation of Volterra series using delay envelopes, applied to digital predistortion of RF power amplifiers with memory effects," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 115-117, Feb. 2008.
- [42] M. Schetzen, "The Volterra and Wiener Theory of Nonlinear Systems," New York; Wiley 1980.
- [43] 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," in *Proc. Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM) 2010, 6th International Conf.*, pp. 1-4, Sept. 2010.
- [44] C. Yu, Y. Liu, and S. Li, "Adaptive order-decision method for memory polynomial based predistorters," in *Proc. Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM) 2009, 5th International Conf.*, pp. 1-4, Sept. 2009.
- [45] Texas Instruments 社, CPU 技術概要 TMS320C55x™ DSP コア資料, 315995_DS.pdf
- [46] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral Modeling and Predistortion," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp. 52-64, Dec. 2009.
- [47] O. Hammi, F. M. Ghannouchi, S. Boumaiza, and B. Vassilakis, "A data-based nested LUT model for RF power amplifiers exhibiting memory effects," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 10, pp. 712-714, Oct. 2007.
- [48] T. Liu, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Augmented Hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1340-1349, Apr. 2006.
- [49] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *IET Electron. Lett.*, vol. 37, no. 23, pp. 1417-1418, Nov. 2001.
- [50] R. N. Braithwaite, "Wide bandwidth adaptive digital predistortion of power amplifiers using reduced order memory correction," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 2008, pp. 1517-1520.
- [51] R. Raich, H. Qian, and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, pp. 1468-1479, Sept. 2004.

- [52] A. Zhu, J. C. Pedro, and T. J. Brazil, "Dynamic deviation reductionbased behavioral modeling of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4323–4332, Dec. 2006.
- [53] A. Zhu, J. Pedro, and T. Cunha, "Pruning the Volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 813–821, May 2007.

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工業大学理工学研究科の荒木純道教授に心より感謝の意を表します。また、本論文をまとめるにあたり、理論的なご検討を頂きました金沢工業大学情報工学系の大洞喜正教授に厚く御礼を申し上げます。

本研究は筆者が富士通研究所ネットワークシステム研究所において行った移動通信用無線システムの研究開発における高効率電力増幅技術に関する研究をまとめたものです。本研究の機会を与えて下さった富士通研究所の津田フェロー、高野フェロー、雁部顧問に深く感謝いたします。

本研究の遂行にあたり、共同研究者として常に有益なご検討を頂いた富士通研究所の福田英輔氏、同ネットワークシステム研究所の武田幸雄氏、馬庭透氏、久保徳郎氏、長谷和男氏、中村道春氏に感謝いたします。また、貴重な実験データを提供いただきました木村重一氏、玉野井健氏にお礼を申し上げます。

本論文に関する研究業績

論文

- [1] Yasuyuki Oishi, Shigekazu Kimura, Eisuke Fukuda, Takeshi Takano, Yoshimasa Daido, and Kiyomichi Araki, "Iterative Determination of Phase Reference in IMD Measurement to Characterize Nonlinear Behavior, and to Derive Inverse, for Power Amplifier with Memory Effect," IEICE Trans. Electron., vol. E94-C, no. 10, pp. 1515-1523, Oct. 2011.
- [2] Yasuyuki Oishi, Shigekazu Kimura, Eisuke Fukuda, Takeshi Takano, Daisuke Takago, Yoshimasa Daido, and Kiyomichi Araki, "Design of Predistorter with Efficient Updating Algorithm of Power Amplifier with Memory Effect," IEICE Trans. Electron., vol. E95-C, no. 3, Mar. 2012.

国際学会講演

- [3] Yasuyuki Oishi, Shigekazu Kimura, Eisuke Fukuda, Takeshi Takano, Daisuke Takago, Yoshimasa Daido, and Kiyomichi Araki, "Design of Predistorter Using Measured Nonlinear Characteristics of Power Amplifier with Memory Effect," in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. Spring 2012, (Manuscript has been accepted to the international conference of VTC-Spring 2012.)

関連テーマ研究業績

論文

- [4] Y. Oishi, N. Tozawa, and H. Suzuki, “Highly Efficient Power Amplifier for IMT-2000 BTS equipment,” Fujitsu Scientific and Technical Journal, vol. 38, no. 2, pp. 201-208, Dec. 2002.
- [5] Y. Yasui, Y. Tanaka, Y. Oishi, and K. Yamanaka, “New Technologies for High-Speed Mobile Communication Infrastructure,” Fujitsu Magazine, vol. 54, no. 4, pp. 323-330, July 2003 (in Japanese).
- [6] Y. Oishi, M. Minowa, and Y. Asano, “W-CDMA Field Trials,” Fujitsu Magazine, vol. 48, no. 6, pp. 468-474, Nov. 1997 (in Japanese).
- [7] Y. Oishi, M. Minowa, and T. Nakamura, “Specifications of Radio Transmission Technologies for W-CDMA System,” Fujitsu Magazine, vol. 51, no. 1, pp. 13-18, Jan. 2000 (in Japanese).
- [8] T. Takano, T. Maniwa, Y. Oishi and K. Araki, “Influence of Frequency Characteristics of RF Circuits in Digital Predistortion Type Linearizer System on Adjacent Channel Leakage Ratio for W-CDMA Power Amplifier,” IEICE Trans. Fundamentals, vol. E87-A, no. 2, pp. 324-329, Feb. 2004.
- [9] T. Takano, Y. Oishi, T. Maniwa, H. Hayashi, T. Kikkawa, and K. Araki, “Drain-voltage Dependency of Memory Effects in W-CDMA Base Station Digital Predistortion Linearizers with Compound Semiconductor Power Amplifier,” Wiley, Microwave and optical technology letters, vol. 45, no. 6, pp. 551-554, June 2005.
- [10] T. Takano, Y. Oishi, 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 Trans. Electron., vol. E93-C, no. 7, pp. 991-999, July 2010.

国際学会講演

- [11] Y. Oishi and T. Takano, “Cartesian feedback amplifier with soft landing,” in Proc. IEEE PIMRC Conf. 1992, pp. 402-406, Boston, Oct. 1992.
- [12] T. Takano, T. Minowa, Y. Oishi, and K. Araki, “Influence of the frequency characteristics of an

RF circuit in a digital predistortion type linearizer system on the distortion compensation effect,” in Proc. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC) 2003, Yokosuka, WM1-4(125), pp. 13-18, July 2003.

[13] T. Kubo, N. Fudaba, H. Ishikawa, H. Hamada, K. Nagatani, H. Hayashi, T. Maniwa, and Y. Oishi, “A Highly Efficient Adaptive Digital Predistortion Amplifier for IMT-2000 Base Stations,” in Proc. Vehicular Tech. Conf. Spring 2003, vol. 4, pp. 2206-2210, Apr. 2003.

[14] Y. Oishi, T. Takano, and H. Nakamura, “Sensitivity simulation results for a direct-conversion FSK receiver,” in Proc. IEEE 38th Vehicular Tech. Conf., pp. 588-595, June 1988.

[15] Y. Oishi, T. Kubo, E. Fukuda, T. Takano, and Y. Daido, “AFC circuit with fast acquisition for a TDMA cellular mobile communication system,” in Proc. IEEE 41th Vehicular Tech. Conf., pp. 181-185, May 1991.

[16] H. Hamada, T. Kubo, M. Minowa, M. Nakamura, and Y. Oishi, “Performance Evaluation of the Path Search Process for the W-CDMA System,” in Proc. IEEE 49th Vehicular Tech. Conf., vol. 2, pp. 980-984, Sept. 1999.

講演

[17] T. Takano, T. Maniwa, Y. Oishi, K. Araki, and Y. Daido, “Non-linear distortion caused by the electrical memory effect and its dependence on the circuit parameters of a GaAs MESFET amplifier,” Technical report of IEICE, ED2003-178, MW2003-206(2003-11), pp. 47-53, 2003.

[18] Y. Oishi, T. Takano, R. Akiyama, T. Mikami, and M. Niiyama, “Development of DES LSI for Mobile Radio Communication,” in Proc. IEICE General Conf., no. 2203, p. 10-81, Mar. 1987 (in Japanese).

[19] Y. Oishi and T. Takano, “Sensitivity Simulation Results of a Direct-Conversion FSK Receiver,” in Proc. IEICE Society Conf., B-462, p. B-1-247, Sept. 1988 (in Japanese).

[20] Y. Oishi, T. Takaharu, and T. Sato, “Development of Decoding LSI for POCSAG Frame Format,” in Proc. IEICE General Conf., B-872, p. 2-376, Sept. 1989 (in Japanese).