

# 電力増幅器の低歪み・高効率化の手法 Techniques for Low Distortion and High Efficiency Power Amplifiers

中山 正敏    高木 直  
三菱電機情報技術総合研究所  
Masatoshi Nakayama and Tadashi Takagi  
Mitsubishi Electric Corporation

5-1-1 Ofuna, Kamakura, Kanagawa, 247-8501 Japan

Tel: +81-467-41-2683, Fax: +81-467-41-2519, mnaka@isl.melco.co.jp

## Abstract

This tutorial paper describes distortion of microwave power amplifiers with modulated signals such as CDMA, OFDM, and introduces distortion compensation techniques (feed-back, feed forward, pre-distortion) and efficiency improvements methods (Doherty amplifier, LINC, EER) for communication systems. Principles and features of these techniques are summarized.

## 1. はじめに

遙か昔のAM放送の時代から増幅器の歪みは重要な問題であった。通常、増幅器の歪みと言う場合に大きく分けると、キャリア周波数の2倍、3倍、...の高調波と、増幅周波数の近傍に現われる成分とがあるが、一般に通信において問題となるものはキャリア周波数の近傍に現われるものである。高調波は周波数が大きく離れているために、フィルタなどの外部回路で除去できるが、近傍に現われる成分を除去するためには非常に狭帯域なフィルタが要求され、一般に実現困難なためである。

キャリア周波数の近傍に現われる歪みは、増幅される高周波信号が変調され、変調の周波数によって時間的に（高周波の周期より、はるかに遅い時間で）振幅（包絡線）が変化することによって発生する。従って、時間的に高周波信号の振幅が変化しない定包絡線変調では、増幅器の歪みは、それほど大きな問題にならない。AM通信の次に現われたFM通信の大きな利点の一つは、定包絡線変調であるため、送信用増幅器の歪みが深刻な問題では無く、飽和動作に近く高効率な増幅器を用いることが出来るという点であった。

しかしながら、増幅器の効率よりも周波数の利用効率が重要視されたり、複数のチャンネルを同時に増幅する必要のある固定間通信や衛星通信などでは、

以前から増幅器の歪みは重要な問題であった。また、近年は移動体通信においても、周波数利用効率を上げるためにデジタル化が進み、QPSKなどの非定包絡線の変調方式を用いるようになったため、増幅器の歪みが大きな技術的課題となっている。

また、一般にFETなどの増幅素子は小信号動作時には歪み特性は良好であるが効率が低く、飽和に近い大信号での動作では効率が良いものの歪みが劣化するという特性を有する。従って、効率と歪み特性を、いかに両立させるかが、これらの増幅器に要求される点である。

## 2. 増幅器の AM-AM/PM 特性と変調波における歪み

増幅器の AM-AM/PM 特性は、一般には無変調キャリアの入力電力に対する出力電力(AM-AM)と通過位相の変化(AM-PM)のことを言い、マイクロ波増幅器の歪みを示す基本的な指標である。一方、実際のシステム検討などでは増幅器の歪みの指標として相互変調歪み (IM: Inter Modulation) や隣接チャンネル漏洩電力 (ACPR: Adjacent Channel Leakage Power Ratio) などのパラメータが用いられる。

当然、上記の両者の間には、なんらかの関係がある。AM-AM/PM 特性を基にして、ACPR などの歪み特性を検討する場合に、直感的に理解しやすく、

かつ実際のシミュレーションにも良く用いられる手法として、単一信号法を使った考え方が有る<sup>[1-4]</sup>。

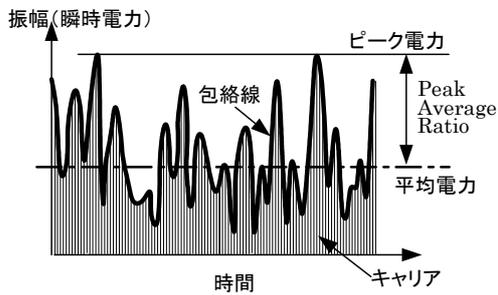


図1 変調波の時間波形

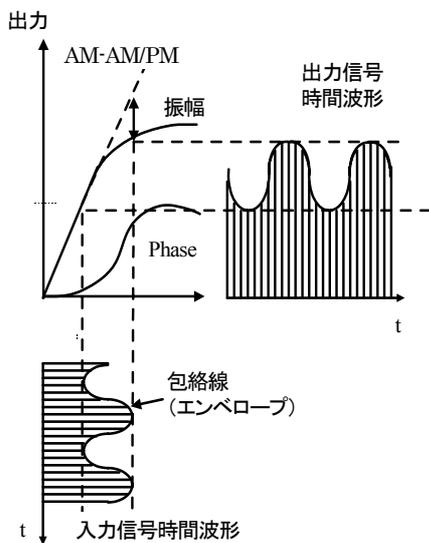


図2 AM-AM/PM 特性を用いた単一信号法による歪み計算

図2に単一信号法を用いて AM-AM/PM 特性から変調波の歪みを導出する手順を示す。OFDM などの変調波は、RF (キャリア) 信号の振幅・位相が、変調波の帯域 (数 kHz~数 MHz) に応じた時間でゆっくりと変化していると考えられる (図1)。すなわち変調波の(I,Q)に応じて RF 信号の包絡線 (エンベロープ) が変動している。このエンベロープに従って瞬時電力が変化すると考えると、各瞬間の瞬時入力電力における AM-AM/PM 特性に応じて瞬時出力電力と位相が決まる。瞬時入力電力が大きくなると瞬時出力電力が飽和し、変調波のエンベロープの形が歪む。この時間波形エンベロープを周波数軸に変換 (フーリエ変換) したものが出力波形のスペクトラムである。

図3に無変調2キャリアの相互変調歪み(IM)発

生の様子を示す。この場合、2波の差周波数で決まる周期でエンベロープが変化する一種の変調波であるとみなせる。平均電力と最大瞬時電力 (ピーク電力) の比は2倍(3dB)となる。瞬時電力が大きな状態では増幅器の非線形性によって時間波形が歪み、結果として周波数軸上で IM3,IM5 などの成分として現れている様子が示されている。

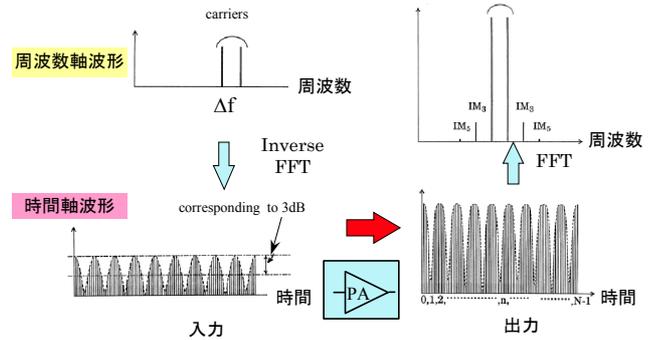


図3 無変調2キャリアにおけるIMの発生

$\pi/4$  シフト QPSK や OFDM 変調波なども、瞬時電力 (エンベロープ振幅) が時間によって変化する信号であり同様に考えることができる。

デジタル携帯電話 (PDC) などで用いられている  $\pi/4$  シフト QPSK 変調波ではピーク電力は平均電力に対して 3dB 程度、また無線 LAN やデジタル TV 放送などで用いられる OFDM 変調波では 10dB 程度大きい。平均電力とピーク電力の比を PAR (Peak Average Ratio) あるいはピークファクタなどと称する。IM あるいは ACPR などを測定すると、飽和電力近傍では急激に歪みが大きくなることが多いが、これは変調波のピークが増幅器の飽和でクリッピングされるためと理解できる。そのため、これらの変調波をある程度の低歪みで増幅するためには、一般的に言えば PAR 以上のバックオフ領域で動作させることが必要である。

### 3. 増幅器の歪み補償

マイクロ波増幅器では、高効率を得られる非線形領域で動作させると歪み特性が劣化し、逆に歪み特性が良い線形領域で用いると効率が劣化する。これを解決するために、各種の歪み補償が用いられる<sup>[5]</sup>。大きくは、フィードバック、フィードフォワード、プレディストーションの3つの方式に分類できる。

歪み補償方式は、増幅器で発生する歪みを打ち消すこと（逆の歪みでキャンセルする）で実現される。補償される増幅器で発生した歪みそのものを使う場合と（フィードバック、フィードフォワード）、補償される増幅器とは異なる素子で発生する歪みを用いる場合（プレディストーション）がある。原理的に異なる素子の歪みを用いる場合には、精度良く逆の歪みを作ることが難しい。したがって増幅器の歪みそのものを用いる方式に比べて、歪み補償量としては本質的に小さい。

また、フィードバック方式では、変調波の振幅相変化に対して十分に高速で追従するようにフィードバックが行われる必要があり、系の安定性の問題が発生する。そのため広帯域の変調波に対しては不利である。

表1に3つの方式の特徴をまとめる。

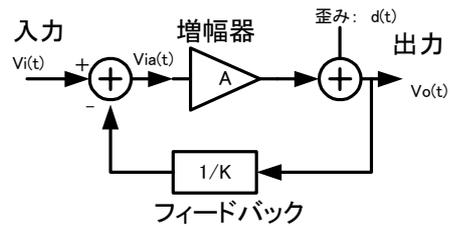
表1 各歪み補償方式の特徴

	歪み補償量 (増幅器自身の歪みを利用しているか)	広帯域特性 (ループの安定性)	高効率化、小型化
フィードバック	◎ (~30dB)	△	◎
フィードフォワード	◎ (20dB~30dB)	◎ RF回路の広帯域化が課題	△
プレディストーション	アナログ: △ (~10dB) デジタル: ○ (~20dB)	◎ デジタル回路高速化が課題	◎~○

### 3.1 フィードバック歪み補償

フィードバックによる歪み補償(低減)の原理を図4に示す。入出力電圧を  $V_i(t)$ 、 $V_o(t)$  とし、出力の一部(1/K)を入力側に負帰還させると、ループゲイン(A/K)の分だけ歪みの値が低減する(式1)。

キャリア (RF) 信号を直接フィードバックする手法は、オーディオなどの低い周波数では良く用いられる方法であるが、マイクロ波では増幅素子（トランジスタ）やフィードバック回路、整合回路における位相変化が大きく、正のフィードバックとなって発振する可能性などの問題があること、さらに各段での増幅素子利得も小さいため実用的ではない。



フィードバック無し  
 $V_o(t) = A \cdot V_i(t) + d(t)$   
 フィードバックループ有り  
 ( $A \gg K$ の場合)  
 $V_o(t) = K \cdot V_i(t) + (K/A) \cdot d(t)$  (1)

図4 フィードバックによる歪み補償

マイクロ波の増幅器で通常用いられる手法は、RFを直接フィードバックする代わりに、変調波の帯域成分（ベースバンド）でフィードバックを行なう手法である。

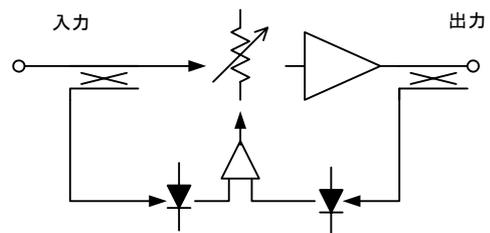


図5 エンベロープフィードバック

図5はエンベロープフィードバックと呼ばれる手法である<sup>6)</sup>。入出力の瞬時電力を検波器で検出し、変調波の瞬時電力変動に応じて可変減衰器を高速に動作させる。キャリア信号 (RF) を直接フィードバックする訳では無い為、キャリア周波数が高くとともフィードバックが可能となる。

上記のエンベロープフィードバックの構成では、利得歪み(AM-AM 成分)のみを補償する形であるが、ポーラーレープと呼ばれるフィードバックでは位相成分も補償する(図6)。振幅成分 (AM-AM) と位相成分 (AM-PM) 成分をそれぞれフィードバックして補償する手法で、“極座標”成分に分けてループを構成することが、名前の由来である。

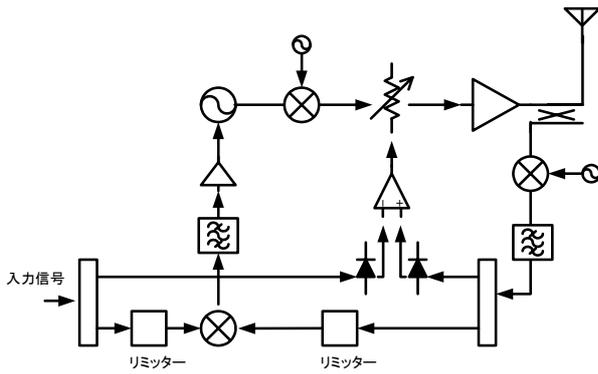


図6 ポーラーループ

ポーラーループでは、0点を通過するような変調波では位相の制御が困難となる。この問題に対応するために、IQ成分すなわち“直交座標（デカルト座標）”成分に分けてフィードバックを行なう手法がある<sup>[7,8]</sup>。そのためカルテシアン（Cartesian）ループと呼ばれる。図7にカルテシアンループの構成例を示す。増幅器の出力信号の一部を取り出し、ダウンコンバートした後、IQ成分に直交復調した後に、IQそれぞれの入力に負のフィードバック信号として与え、歪みを低減する手法である。

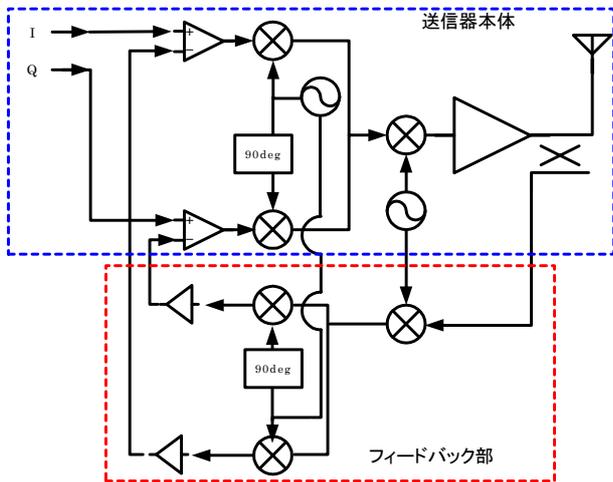


図7 カルテシアンループ

エンベロープフィードバックからカルテシアンループまで、いずれにせよ変調波の変化に比較して、充分高速にフィードバックループが動作する必要がある。すなわち変調波のエンベロープ変化に対してリアルタイムでフィードバック系が動作する必要がある。変調波の帯域が広がった場合

には位相変化が無視できず、安定にフィードバック系を構成することは困難となる。そのため近年の広帯域化したデジタル変調波を用いるシステムや、複数チャンネルを同時に用いる基地局などに適用することは難しい。

しかしながら補償される増幅器の出力信号をフィードバックする構成は、増幅器自身の歪み成分で補償を行なっていると言うことができる。そのため（特に狭帯域の変調波信号に対しては）大きな歪み補償量が得られる。

さらにフィードバック方式は、それ自身がクローズドループで自動的に制御が行われることになり、原理上はその他の制御回路などは不要となる。良好な歪み補償特性を常に確保するために、別途、制御回路を設ける必要があるフィードフォワードやプレディストーション歪み補償に比べ、この点は有利と言える。

以上の様な特徴があるため、カルテシアンループなどは、比較的帯域の狭い変調波を用いるシステムにおいて通信端末増幅器（あるいは通信端末そのもの）における歪み補償として用いられることが多い。

### 3.2 フィードフォワード歪み補償

図8にフィードフォワード歪み補償<sup>[9]</sup>（増幅器）の構成図と動作原理を示す。入力信号として無変調の2キャリアからなる信号を考える（A）。入力信号は2つの経路に分けられ、一方は主増幅器で増幅される。主増幅器の出力端では歪みを有した信号（B）となる。入力信号の他方は遅延線路1を通過した後、主増幅器の出力信号の一部と合成される。この時に同振幅・逆位相で合成することによって、歪み成分のみ（D）を取り出すことができる。この歪み成分を副増幅器（歪み増幅器）で増幅し、フィードフォワード系の出力端にあるカップラ（合成器）において、歪み成分を含む主増幅器からの信号と合成する。この時に歪み成分が同振幅・逆位相で合成される様にすれば歪み成分を打ち消すことができる。フィードフォワード増幅器は、2つのループから構成され、主増幅器を含む前側のループは入力信号成分を打ち消すことから信号キャンセルループ（あるいは歪み抽出

ループ), 副増幅器を含む後側のループを歪みキャンセルループと呼ぶ。

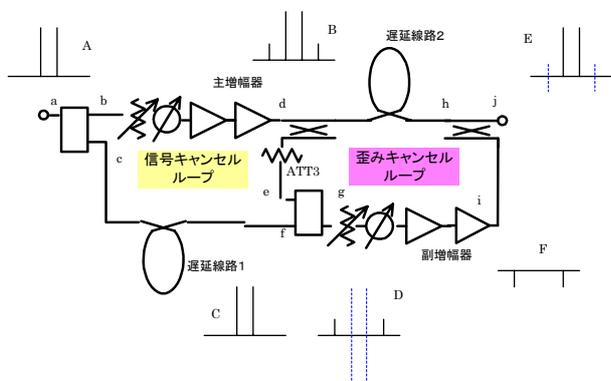


図8 フィードフォワード増幅器

フィードフォワード増幅器では主増幅器で発生した歪み自体を使って歪み補償を行なうので、歪み補償量としても大きな値が期待できる。さらにフィードバック方式の様な広帯域信号に対する安定性の問題が発生しないので比較的広帯域な変調波やマルチキャリア信号用の増幅器としても用いることが可能である。

一方、副増幅器や遅延線路が必要なことから系全体が大型になることや消費電力が大きくなる点で、他の方式に比べると不利である。すなわち、理想的には副増幅器では歪みが発生しないことが望まれ、結果としてある程度の大きさが必要で、無視できない消費電力が発生する。さらに、主増幅器、副増幅器いずれでも、いくらかの遅延が発生するため、広帯域にわたって良好なキャンセルを満足するために遅延線路1ならびに遅延線路2が必要となる。特に遅延線路2は主増幅器の出力側に有る為、この線路での損失によって増幅器全体の効率を低下させるという問題がある。

また、温度変化・経年変化などによって増幅器の利得・位相が変化すると歪み補償量が急激に低下するため、なんらかの制御回路が必要となる。キャンセルループの2つの経路間で同振幅・逆位相が理想的な場合(完全にキャンセルされている状態)に対して、増幅器の利得ならびに位相が $\Delta G$ (dB),  $\Delta d$ (deg)変動したとすると、その時の歪みキャンセル量  $P$ (dB)は式(2)で表わされる。例えば 30dB 程度の歪み補償量を実現するために

は、0.27dB ないしは 1.8deg 以下の精度で増幅器の利得、位相を一定に保つ必要がある。高性能・高安定性が要求されるシステムでは、これらの制御のために、主・副増幅器の経路に可変減衰器や可変移相器などを設け、各ループの信号や歪みキャンセルの状態を検出しながら自動制御をかける手法が使われている<sup>[10]</sup>。

フィードフォワード歪み補償は、原理的に歪み補償能力が大きく、広帯域変調波信号にも用いることができる利点はあるものの、高効率化が難しく、系が大型で高コストになるという問題点が挙げられる。この歪み補償方式を用いた増幅器は、PDCやCDMA移動体通信のマルチキャリア(マルチチャンネル)用基地局などで用いられることが多い。

$$P = -20 * \log(\sqrt{\alpha^2 + \beta^2})$$

$$\text{ただし } \alpha = 10^{\Delta G/20} - 1 \quad (2)$$

$$\beta = \Delta d * \frac{2\pi}{360}$$

### 3.3 プレディストーション歪み補償

図9にプレディストーション(Pre Distortion)歪み補償の原理を示す。高出力増幅器で発生する歪みに対して逆の歪みを前もって発生しておいて系全体では歪みを低減するものである。AM-AM/PM 特性で表現すれば、高出力増幅器特性と逆の特性を有する回路とみなすことができる。この逆歪みを発生する部分をプレディストータと呼ぶ。フィードフォワードやフィードバック方式の場合と違い、歪み補償回路部分が高出力増幅器とは別に分けることができるため、単にリニアライザと呼ぶ場合もある。

フィードバック方式やフィードフォワード方式では、歪み補償のための“逆歪み”として高出力増幅器で発生した歪みを用いているのに対して、プレディストーション方式では高出力増幅器とは別の素子(回路)で発生させる歪みを用いているため、正確に完全な逆歪みを発生させることが難しく、原理的に歪み補償量が小さいという問題がある。しかしながらフィードバック方式で問題となる安定性に伴う帯域制限は無く、原理上は広帯

域な変調波に対して適用することも可能である。また、フィードフォワード方式と比較すると副増幅器の消費電力や遅延回路の損失などの問題も無く、効率や系のサイズの点で有利である。

アナログ素子の非線形性を用いて逆歪み回路を構成するものをアナログプレディストータ、デジタル回路で等価的に逆歪み回路を構成するものをデジタルプレディストータと称する。

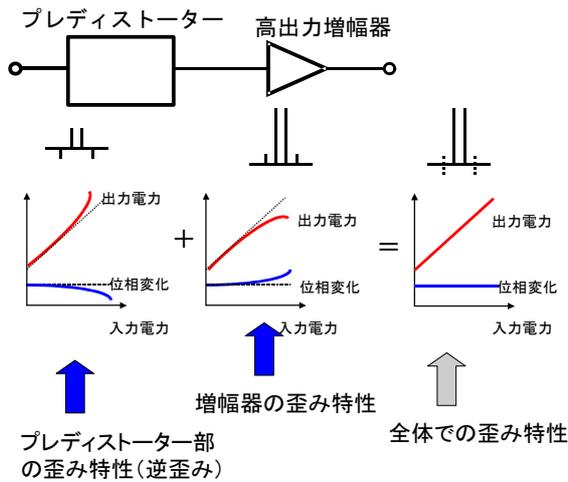


図9 プレディストーション歪み補償

### アナログプレディストータ

アナログプレディストータでは、一般的に非線形回路として、小電力のトランジスタ増幅器やダイオードなどが使われる。様々な構成が提案されている[11-15]。

図10は非線形回路として小信号増幅器が用いられる構成である。2つに分けられた入力信号の一方は歪み発生用の小信号増幅器で歪みを発生する。他方の信号は減衰器を通過後、小信号増幅器を通過するので殆ど歪みは発生しない。上記2つの経路の信号を合成して入力信号成分をキャンセルし歪み成分のみを抽出する。この歪み成分の振幅と位相を調整し別経路からの歪みの無い信号成分と合成することで、補償される高出力増幅器に対して逆歪み成分を含んだ信号を入力することになる。この構成のアナログプレディストータでは、構成が複雑という課題はあるが、歪み補償される高出力増幅器と歪み発生用小信号増幅器が歪み特性を有していれば(例えば同じプロセスの素子で

バイアス条件も同じなど)、比較的広いダイナミックレンジにわたって良好な歪み補償特性が得られるという利点がある。

図11は、ダイオードを用いた非常に簡単な構成のアナログプレディストータの例である。ダイオードの非線形性を利用している。ダイオードのバイアス条件などを調整し補償される高出力増幅器と逆の AM-AM/PM 特性を実現することで、ある程度のダイナミックレンジで歪み補償が可能である。

衛星搭載用のマイクロ波増幅器では高効率化と小型化が重要な要求事項である。一方、歪み特性に関しては移動体通信ほど厳しい値は要求されない。これらの点から衛星搭載用高出力増幅器では、もっぱらアナログプレディストーション方式の歪み補償が使われて来た。

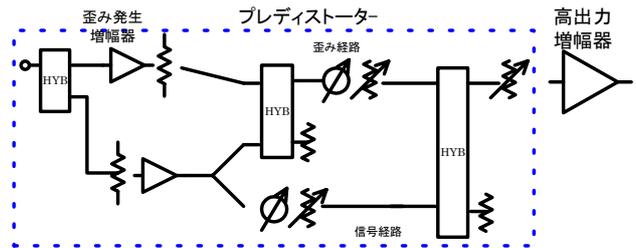


図10 歪み発生増幅器を用いたアナログプレディストータ

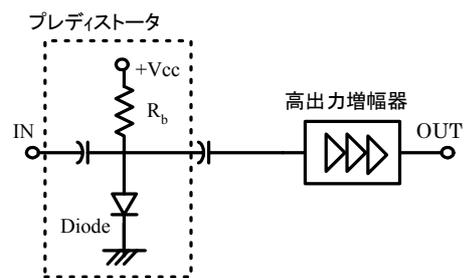


図11 ダイオード1素子を用いたプレディストータ

### デジタルプレディストータ

アナログプレディストーション方式では、逆歪みを発生する非線形素子にアナログ素子を用いるために、歪み補償される高出力増幅器に対して精度良く完全に逆の歪みを生成することは困難で、これが歪み補償量が十分に得られない原因でもある。これに対して、より精度良く逆歪みを生成す

るためにデジタルプレディストーション方式が開発されてきた<sup>[16,17]</sup>。

図 1 2 に一般的なデジタルプレディストータの構成図を示す。プレディストータ内部には入力された信号の振幅あるいは(I,Q)の値をインデックスとし、補正係数を記入した LUT(Look Up Table)が存在する。入力された信号 (I,Q) に応じて、入力信号を補正することで、高出力増幅器とは逆の AM-AM/PM 特性 (すなわち逆歪み) を発生する。一般には、高出力増幅の出力信号をフィードバックし入力信号と比較することで系全体の歪みが小さくなるように LUT の値を漸近的に修正 (収束) させる構成とすることが多い (ADPD: Adaptive Digital Pre-Distortion)。この時のフィードバックは変調波の変化速度に追従して行われる訳ではないので、フィードバック歪み補償の様な安定性の問題は発生しない。

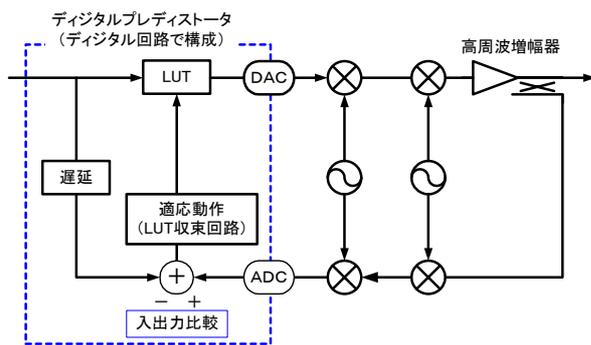


図 1 2 デジタルプレディストータ

デジタルプレディストータでは内部の演算回路ならびに AD/DA コンバータなどが、取り扱う変調波の帯域に対して十分に高速で動作する必要がある。デジタル回路の高速化によってこれらの問題は解決しつつあるが、同時に通信システムの進展により、取り扱う変調波帯域も大きくなるため、それとの競争という面もある。また、高出力増幅器で観測されるメモリ効果 (AM-AM/PM 特性に周波数依存性があるなど) などを補償するためには単純な LUT 構成では難しい。これはプレディストーション方式の本質的な問題である “歪み補償の手段として、高出力増幅器の歪み自体を使っていない” ことが現れている例である。デジタルプレディストーション歪み方式は、

最近ではデジタル放送局用の送信機、移動体通信基地局用増幅器<sup>[18-20]</sup>などに適用されてきている。

#### 4. 増幅器の高効率化

増幅器の高効率化には半導体素子の改善、整合回路の最適化などが有るが、ここでは特に通信用の増幅器を想定し、複数の増幅器を組み合わせる高効率化を図る手法について紹介する。

増幅器のバックオフが小さな領域では、歪み補償を行なっても、その効果は小さい。これは変調波の瞬時電力が大きな状態 (ピーク) では、増幅器の飽和によるクリッピングが発生し歪みが急激に大きくなるため、別の言い方をすれば歪み補償では増幅器の飽和を補償することは事実上できないことによる。従って要求される歪みレベルにも依るが、増幅器は増幅する変調波のピーク比 (PAR) に応じて、ある程度のバックオフ以上で動作させることが必須である。

ところでバックオフ動作時では飽和時 (最大効率) に比べると、増幅器の効率は一般に大きく低下する。例えば A 級増幅器あるいは B 級増幅器のバックオフ時の効率は式 (3) で示される。最大出力電力を  $P_{max}$ 、その時の効率 (最大効率) を  $\eta_{max}$ 、バックオフ動作時の出力電力を  $P_b$ 、効率を  $\eta_b$  とする。例えばバックオフ 10dB では A 級増幅器の場合は最大効率の 1/10、B 級増幅器でも  $1/\sqrt{10}$  まで効率が低下する。

$$\eta_b = \eta_{max} \times \left( \frac{P_b}{P_{max}} \right) \quad A \text{級動作}$$

$$\eta_b = \eta_{max} \times \sqrt{\frac{P_b}{P_{max}}} \quad B \text{級動作} \quad (3)$$

$P_b$ : バックオフ出力  $P_{max}$ : 最大出力  $\eta_{max}$ : 最大効率

通信用増幅器の効率を向上させる方法の一つはバックオフ動作時の効率を向上させる手法であり、別な手法は増幅器を常に飽和動作させることである。前者の方法としてドハティ増幅器があり、後

者の方法としては LINC(Linear Amplification using Nonlinear Components) ならびに EER (Envelope Elimination and Restoration) が有る。

#### 4.1 ドハティ(Doherty)増幅器

ドハティ増幅器の原形はAM放送送信機用として発明されたが<sup>[21]</sup>,その後マイクロ波への適用が提案され<sup>[22]</sup>,近年,開発報告が多い。

図13にマイクロ波ドハティ増幅器の構成図と動作原理を示す。ドハティ増幅器は,キャリア増幅器とピーク増幅器と呼ばれる2つの増幅器から構成される。キャリア増幅器はA級からAB級ないしはB級にバイアスされた増幅器であり,ピーク増幅器は電流を絞った状態すなわちC級にバイアスされた増幅器である。

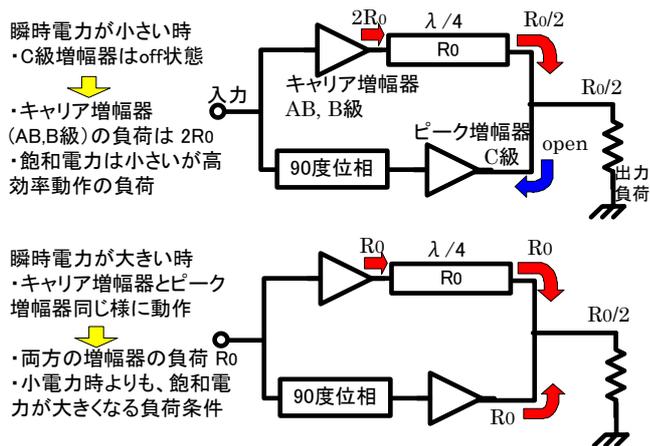


図 13 ドハティ増幅器

入力端子から入力された高周波信号は2つに分割された後,一方はキャリア増幅器に入力され,他方は90度位相差を付けて(1/4波長線路)ピーク増幅器に入力される。キャリア増幅器の出力側には1/4波長線路が設けられており,回路を通過後,ピーク増幅器の出力と合成される。出力側には $R_0/2$ の負荷が接続されている。

瞬時入力電力が小さい場合,キャリア増幅器はA級からAB級あるいはB級にバイアスされているから,入力信号の電力レベルに係らず増幅を行い出力信号を出力する。一方,ピーク増幅器はC級にバイアスされているために,瞬時入力電力が小さい場合にはオフ状態,すなわち増幅動作を行

なわず増幅出力も発生しない。またピーク増幅器の直流消費電力も0あるいは十分小さいのでドハティ増幅器全体としての効率も高い。瞬時入力電力が十分に大きい場合にはピーク増幅器がオン状態となりピーク増幅器への入力信号を増幅し,出力信号を発生する。この時キャリア増幅器の出力電力とピーク増幅器の出力電力が合成されることにより,結果として,より大きな飽和電力を有する増幅器を構成している。

ただし,ドハティ型増幅器は,単純にAB級あるいはB級増幅器とC級増幅器を組み合わせただけのものでは無い。キャリア増幅器の出力側に設けられた1/4波長線路の働きにより,キャリア増幅器の見かけの負荷インピーダンスを変化させることで,より一層の高効率化を実現している。

入力信号の電力レベルが小さい場合にはピーク増幅器はオフ状態になっているために,その出力インピーダンスは理想的には開放状態である。キャリア増幅器の出力側に設けられている1/4波長線路の特性インピーダンスは $R_0$ であるため,出力負荷 $R_0/2$ がインピーダンス変換されてキャリア増幅器の出力端で見た負荷インピーダンスは $2R_0$ となる。負荷インピーダンスが $2R_0$ の場合にはキャリア増幅器は飽和電力が小さいが効率は良好になるように設計されている。したがって,この時にキャリア増幅器は最大の効率で動作する。

入力信号の電力レベルが大きい場合には,キャリア・ピーク増幅器の両方が電力を出力し並列に接続されているために,負荷 $R_0/2$ が接続された状態で,それぞれの増幅器が見る負荷インピーダンスは $R_0$ になる。キャリア増幅器の出力側に設けた1/4波長線路の特性インピーダンスは $R_0$ であるから,この線路によるインピーダンス変換は行われずに,キャリア増幅器の出力端から見た負荷インピーダンスも $R_0$ となる。負荷インピーダンスが $R_0$ の場合には,キャリア増幅器,ピーク増幅器共に,飽和電力が大きくなるように設計されていて,より一層大きな飽和電力が得られる。この時の動作は飽和電力に近い状態で動作するから効率も高い。

## 4.2 LINC

図 1 4 に LINC (Linear Amplification using Nonlinear Components) [23] の構造を示す。飽和増幅器 (非線形) を 2 つ用いてエンベロープが変化する信号を線形に増幅するものである。2 つの増幅器には、一定の振幅の信号が入力され、常に飽和動作を行なう。増幅器からの出力信号は出力端で合成され、二つの信号の位相関係によって再び振幅が変動する信号が現れる。

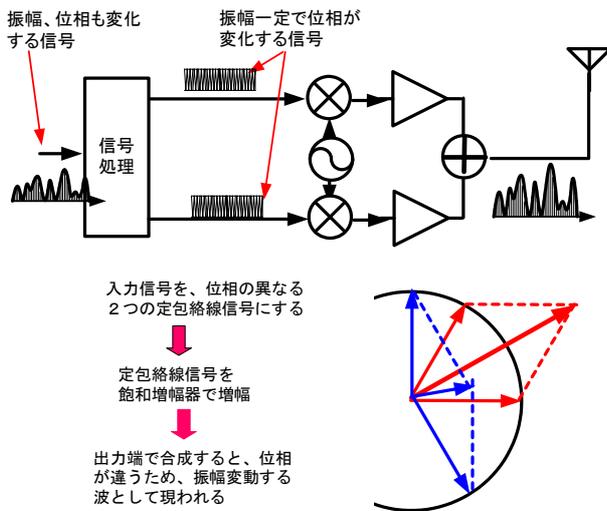


図 1 4 LINC

入力の変調波を定振幅で位相関係の変化する 2 つの信号波に分割することは、アナログ回路では回路精度上の問題があったが、デジタル回路を用いた信号処理を行なえば精度良く実現可能である。さらに LINC を構成する 2 つの増幅器のばらつきなども、デジタル信号処理系で補償可能なため、幾つかの試作結果が報告されている。また 2 つの増幅器は飽和動作しているため増幅器自身の歪みは原理的には問題にならず、精度良い制御を行なえば歪みの小さな出力信号が得られる。

2 つの増幅器はいずれも常に飽和動作しているために、それぞれの効率は非常に高い。しかしながら、出力端における信号の合成において損失が生じる。例えば一般的な 3 dB ハイブリッドを合成回路に用いた場合を考えると、2 つの増幅器の出力信号の位相が一致している場合には出力端子側 (アンテナ側) にすべての電力が出力され、合成された信号の瞬時電力は 2 つの増幅器の出力電

力の合計になる。しかしながら位相が異なる場合には、それに応じて出力端子側とダミーロード側に電力が分配されることになる。これによって出力端子では瞬時電力が変動する変調波信号が再現されるが、2 つの増幅器の出力電力の残りはダミーロードで消費されて熱になってしまう。特に PAR の大きな変調波の場合は、この問題点は深刻である。LINC における大きな課題は出力における信号の合成をいかに損失無く行なうかである。

## 4.3 EER

図 1 5 に EER (Envelope Elimination and Restoration) [24] の構成を示す。入力変調波を振幅変動を取り除いて定振幅で位相が変化する信号と、振幅情報を有する信号 (エンベロープ成分) に分ける。定振幅信号は高周波の高出力増幅器に入力される。一方エンベロープ成分は低周波増幅器を経由して、高周波高出力増幅器のバイアス (FET の場合はドレイン電圧) を変調する。これによって出力端では再び振幅変動成分を有する信号が再生される。

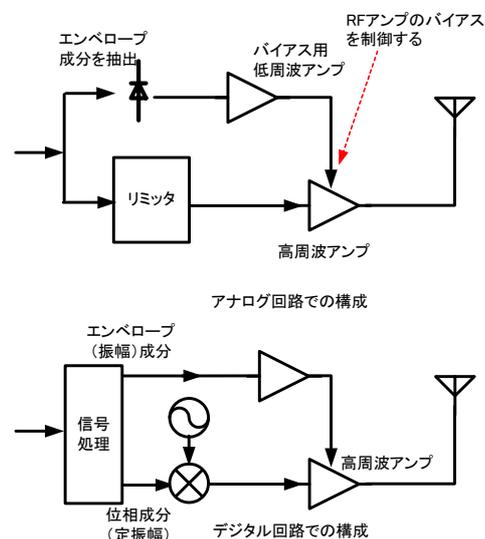


図 1 5 EER

高周波の高出力増幅器はドレイン電圧に応じた電力で常に飽和動作していることになるため、高出力増幅器部分は常に高い効率で動作することになる。さらに系全体の効率を向上させるためには、エンベロープ成分を増幅しドレイン電圧を変化させる低周波増幅器の効率を極力 100% に近づける

必要がある。例えば DC/DC コンバータの出力電圧をエンベロープの速度に対して十分に高速で変えることが出来れば、高効率低周波増幅器が可能となる。

EER と類似の発想による高効率化手法として、振幅変化する変調波信号をそのまま高周波増幅器に入力し、変調波の振幅に応じてドレイン電圧を変化させることで高周波の高出力増幅器を常に飽和に近い状態で動作させて高効率動作を実現する手法が有る (ET: Envelop Tracking , DVC: Drain Voltage Control など) <sup>[25,26]</sup>。

## 5. まとめ

マイクロ波増幅器における AM-AM/PM 特性と変調波の歪みの関係を単一信号法による考えで説明した。また各種の歪み補償技術と、複数の増幅器を組み合わせる効率向上を図る手法について、それぞれの原理と特徴を紹介した。

## 参考文献

- [1]. T.Sasaki, H.Hataoka, "An Analysis of inter modulation distortion in UHF amplifiers", Journal of Television Engineers of Japan, vol.24 pp.958-964, 1970.
- [2]. G.R.Stette, "Calculation of intermodulation from a single carrier amplitude characteristic," IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp319-323, 1974.
- [3]. 中山正敏, 伊藤康之, "マルチキャリア信号の歪み解析", MWE1996 Microwave Workshop Digest, pp.483-492, 1996.
- [4]. 高木直, 森一富 "低歪み増幅器設計の基礎", MWE2000 Microwave Workshop Digest, pp.471-484, 2000.
- [5]. P.B.Kenington, "High Linearity RF Amplifier Design," Artech House, 2000.
- [6]. J.S. Cardinal, F. M. Ghannouchi , "A new adaptive double envelop feedback linearize for mobile radio feedback amplifiers," IEEE MTT-S Digest, pp.573.-576, 1994.
- [7]. V.Potrovic, A.N.Brown, "Application of Cartesian feedback to HF SSB transmitters," Proc. IEEE Conference on HF Communication Systems and techniques, 245 pp81-85,1985
- [8]. N.Suematsu, Y.Iyama, O.Ishida, "A 900MHz-band Cartesian Feedback Type Low Distortion Transmitter Having Narrow Bandwidth Loop Filter", 1998 APMC Proc. , pp.103-106, 1998.
- [9]. H.Seidel, "A microwave feed-forward experiment," Bell Syst.Tech.J., vol.50, pp.2879-2916, 1971.
- [10]. 野島俊雄, 榎橋祥一, "移動体通信用超低歪多周波共通増幅器", 信学技報, RCS-90-4, pp.21-28, 1990.
- [11]. N. Imai, T.Nojima and T.Murase, "Novel Linearize Using Balanced Circulators and its Application to Multilevel Digital Radio Systems. ", IEEE Trans. on MTT, vol. 37, No. 8, pp. 1237- 1243, 1989.
- [12]. A. Katz, R. Sudarsanam and D. Aubert, "A Reflective Diode Linearizer Spacecraft Applications. ", IEEE MTT-S Digest, pp. 661- 664, 1985.
- [13]. K. Yamauchi, K. Mori, M. Nakayama, Y. Itoh, Y. Mitsui, and O. Ishida, "A novel diode linearizer for mobile radio power amplifiers," IEEE MTT-S Digest., pp. 831-834, 1996.
- [14]. M.Nakayama, K.Mori, K.Yamauchi, Y. Itoh, Y. Mitsui. "An Amplitude and Phase Linearizing Techniques for Linear Power Amplifiers", Microwave Journal, pp96-104, 1996.
- [15]. K. Matsunaga, Y. Okamoto and M. Kanamori, "Low Distortion Ku-band Power Heterojunction FET Amplifier Utilizing an FET with Grounded Source and Drain. ", IEICE Trans. Electron, vol. E82-C, pp. 750-757, 1999.
- [16]. Y. Nagata, "Linear amplification technique for digital mobile communications," Proc. 39th IEEE VTC, pp. 159-164, 1989.
- [17]. S.Kusunoki, K.Yamamoto, T.Hatsugai, K.Tagami, H.Nagaoka, "Power Amplifier Module with Digital Adaptive Predistortion for Cellular Phone." , IEEE MTT-S Digest., 2002, pp. 765-768.
- [18]. 古本庸介, 牧山城二, 酒井和彦, 武田陽夫, 大久保博文, 常富博士, "地上デジタルテレビ送信機", 2003年映像情報メディア学会年次大会 4-3, 2003
- [19]. 横本広章, 花房浩一郎, "地上デジタル親局送信システム", 2003年映像情報メディア学会年次大会 4-4, 2003
- [20]. 石川広吉, 長谷和男, 久保徳郎, 戸澤紀雄, 濱野充晴, "W-CDMA 基地局用適応歪補償装置の開発", 2002年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会, pp.53, 2002.
- [21]. W.H.Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves," Proc. IRE vol.24 No.9 pp1163-1182, 1936
- [22]. R.J.McMorrow, D.M. Upton, P.M. Maloney, "The Microwave Doherty Amplifier", IEEE MTT-S Digest, pp.1653-1656, 1994.
- [23]. D.C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components", IEEE Trans. on Commun vol. COM-22 pp.1942-1945, 1974.
- [24]. L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," Proc. IRE, vol.40 no.7, pp.803-806, July 1952.
- [25]. F.H.Raab, "High efficiency amplification techniques," IEEE Circuits and Systems Journal, No.7 pp.3-11, 1975
- [26]. 千葉耕司, 野島俊雄, 富里繁, "双方向フィード形ドレイン電圧生業増幅器," 信学技報, RCS-89-33, pp.7-12, 1989.