

# 移動通信の基盤技術 その2

## 3 高効率送信電力増幅器

無線装置を小型・軽量化したり、より優れた移動通信システムを実現するうえで、送信電力増幅器の果たす役割は重要である。本稿では、携帯電話ならびに基地局装置に用いる送信電力増幅器について、高効率化・低歪化の最新の技術をDoCoMoの開発技術を中心に概説する。

のじま としお にしき さだゆき ならはし しょういち  
野島 俊雄・西木 貞之・橋橋 祥一

### まえがき

ムーバに代表されるように、近年における携帯電話(以下、携帯機と略称する)の小型軽量化の進展は目覚ましく、この携帯性の向上が自動車・携帯電話の爆発的な需要の増大を可能にした原動力の1つであるといっても過言ではない。携帯機における電池の占有体積は極めて大きく、小型軽量化のためには各回路をできる限り低消費電力化して所要電池を小型化することが必須となる。この低消費電力化は、他の回路と比較して扱う電力が圧倒的に大きいことから、送信電力増幅器において特に重要である。

送信電力増幅器の基本機能は、高周波信号を所要の電力レベルまで増幅することであるが、出力が電波として空間に放出されるので余計な歪や雑音を発生してはならない。このため増幅器においては、この条件を満足しつつ、電池電力から高周波出力への電力変換効率を高めることにより、その低消費電力化を図ることが必要となる。

大容量方式などの従来のアナログ移動通信では、FMが使用されているためC級増幅器に代表される飽和増幅器が利用できる。しかし、携帯機導入当初は30%程度の効率しか得られず、高効率化が望まれていた。そこで飽和増幅器の高効率化

の検討を強力に進め、例えばムーバにおいては60%の高効率化を達成している。

一方、平成5年3月からサービスを開始したデジタル方式では、変調として $\pi/4$ QPSKが採用されているが、AM成分を有するため飽和増幅器を利用することができない。このため、従来技術を打破する高効率線形増幅器を開発して、その実用化を可能にしている。

基地局装置においても、装置の小型軽量化のため送信増幅器の高効率化は同様に重要である。携帯機と異なり1本のアンテナを利用して多くの信号を同時に送出することが必要となるため、デジタル方式では、数十キャリアの信号を同時に高効率に増幅する共通増幅器を開発することにより、基地局装置の飛躍的な小型化を達成している。

本稿では、まず高効率増幅器が携帯機や基地局装置、さらにシステムに与える効果を検討し、高効率化技術の重要性を明らかにする。次に飽和形増幅器、線形増幅器、および共通増幅器の各々に関して自主開発技術を中心に高効率化技術の概要を述べ、最後に将来動向を展望する。

### 高効率増幅器のもたらす効果

#### ■携帯電話機における効果

携帯機用送信増幅系の典型的な構成例を図1に示す。送信出力(アンテナ入力)は基地局での受信状況によって遠隔制御されて変化するが、ここでは1Wとする。送信電力増幅器は、トランジスタ2段もしくは3段で構成され30dB程度の利

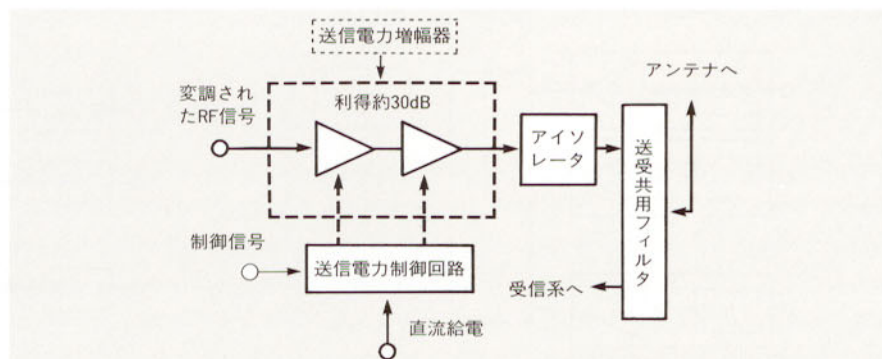


図1 携帯電話用送信増幅系の基本構成

Figure 1 Typical circuit configuration of RF transmitter section used in cellular portable telephones



得を有する。フィルタなどで2.5dB程度の損失があるので、増幅器出力としては最大1.8Wが必要となる。

この高周波電力は、電池から直流として給電されるが、高周波に変換される際

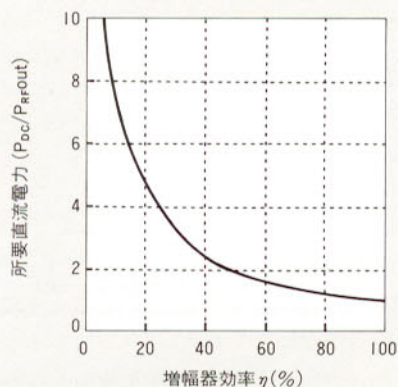


図2 増幅器所要直流電力と効率  
Figure 2 DC power supply vs. efficiency

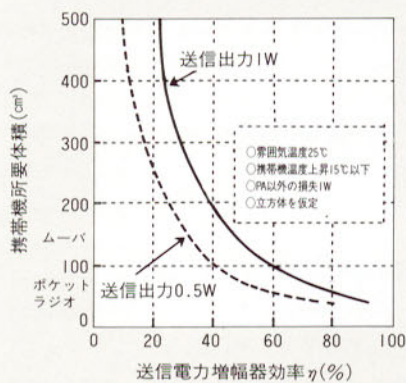


図3 携帯機の所要体積と増幅器効率  
Figure 3 Portable unit volume vs. efficiency

に増幅器が余計に電力を消費する。この増幅器の消費電力はジュール熱となるので、携帯機の温度上昇を引き起こしたり、電池電力を消耗するなどして、携帯機の性能低下を来す。この増幅器の電力変換効率の善し悪しを評価する指標が電力付加効率 $\eta$  (以下、効率と略称する)であり、次式で定義される。

$$\eta = [(P_{RFout} - P_{RFIn}) / P_{DC}] \times 100\%$$
ただし、 $P_{RFout}$ 、 $P_{RFIn}$ はそれぞれ増幅器出力および入力であり、 $P_{DC}$ は直流給電電力である。図2は、 $P_{RFIn}$ を無視して計算した所要直流電力(増幅器出力で正規化した値)と効率の関係を示す。図から、例えば効率60%の増幅器は効率20%のものと比較して、同じ出力を得るのに直流電力が1/3で済む。送信電力が1Wの携帯機では、直流電力として効率20%の場合に9W必要であったものが、効率60%では3Wでよい。

さらに、送信電力増幅器以外の回路が消費する電力は1W以下であるから、効率の低い増幅器を使用すると、電池電力の大半が熱として無駄に消費されてしまい携帯機の使用時間を低下させる。例えば、増幅器以外での消費電力と送信出力がそれぞれ1Wとすれば、1回の充電における送信可能時間に関して、効率が60%と20%の増幅器を使用する場合は2.5倍の差が生じる。

また、ジュール熱は携帯機温度を上昇させるので使用者に不快感を与える。図3は、雰囲気温度を25°Cとして、送信出

力1Wまたは0.5Wで送信を続けたときの携帯機の温度上昇を15°以下に抑えるために必要な携帯機体積と、効率 $\eta$ の関係の一例を示す。ただし、増幅器以外の消費電力は1Wとし、放熱は黒体放射を仮定した。例えば、出力1Wで100cm<sup>3</sup>の携帯機を実現するには、60%以上の効率が必要になることがわかる。

このように、携帯機を小型軽量化するとともに、長時間の利用を可能にするためには、送信電力増幅器の高効率化が必要である。

### ■基地局装置における効果

基地局では多数の無線チャンネル信号を1つのアンテナに一括して給電する。この要求に対応できる送信増幅系の基本構成法として、図4(a)、(b)に示すような2つの方法がある。

(a)は個別増幅法と呼ばれ、各無線チャンネル信号(正確にはキャリア)を個別に増幅した後で、狭帯域フィルタを用いて1つの信号に合成するもので(チャンネル合成器)、従来より自動車・携帯電話をはじめ、無線呼出しなどに広く利用されている。送信増幅器として携帯機と同様の構成のものを利用できる長所があるが、低損失で高選択度なフィルタが必要なため小型化に限界がある、その周波数の変更が容易ではない、またチャンネル間に300kHz以上の周波数間隔を設ける必要がある、さらに束ねるチャンネル数の増大に伴ってチャンネル合成段での通過損失が増大するなどの技術的問題点がある。

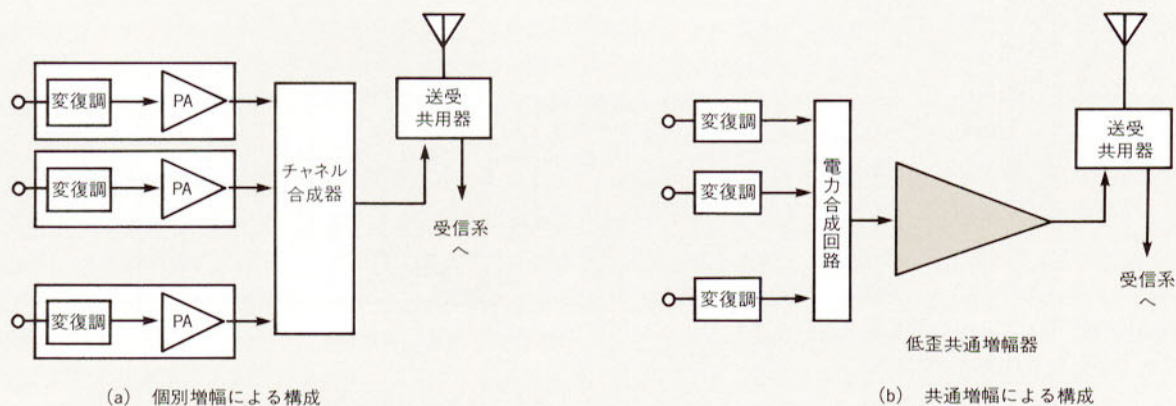


図4 基地局送信系の基本構成  
Figure 4 Transmitter constructions of base station



最新技術を適用して小型化されている大容量方式用基地局装置の場合でも、送受信装置およびチャンネル合成器ともにINS架1つで最大64チャンネルしか処理できないので、例えば300チャンネルの容量の送信系を構成するためには、両装置合計で少なくとも10架は必要である。

一方、(b)は共通増幅法と呼ばれ、電力レベルの低い増幅器入力前段において無線チャンネル信号を電力合成した後、大電力の低歪共通増幅器で一括して増幅するものである。この構成は、チャンネル合成段での損失を許容できるため、フィルタを使用せずに小型なHICで合成器を構成でき、装置の小型化を図るうえで断然有利となる。

さて、多周波信号を実際の線形増幅器

で一括増幅すると、増幅器が有する不完全性により、多数の相互変調歪（以下、IMと略称する）が発生する〔図16(b)の信号以外の成分〕。IMは、自システムや他システムに干渉する妨害波となるので、共通増幅法を用いるためにはIM発生を抑圧が必須となる。所要の抑圧量は電波法とシステム影響の2点から決定する必要があるが、電波法では信号1波に対するIM成分1波の減衰量（以下、IM減衰量と呼ぶ）が $-60\text{dB}$ 以下と規定される。

IMの発生は、飽和出力の大きい増幅器を小出力で動作させることで低減できるが、 $-60\text{dB}$ の規格を満足して、例えば1Wの信号を100チャンネル一括増幅するためには、飽和出力で数十kW以上、消費電力では百kW以上の放送局なみの増幅器が必要

となり基地局装置としては利用できない。これに対して、IMを歪補償法により低減できれば飽和出力の小さい増幅器で所要の規格を達成できる。例えば、 $30\text{dB}$ の歪補償ができれば、増幅器の飽和出力と消費電力を約 $1/40$ に低減でき、チャンネル合成器と併せてINS1架で送信装置を構成することも可能となる。

このように共通増幅においては歪補償という高効率化技術の適用により、基地局装置の飛躍的な小型軽量化を図ることができる。

### ■システムに与える効果

前記の携帯電話機の項で述べたように、携帯機の小型軽量化のために高効率増幅器の適用が必須である。従来、UHF帯以上では数十%以上の効率は、飽和増幅器

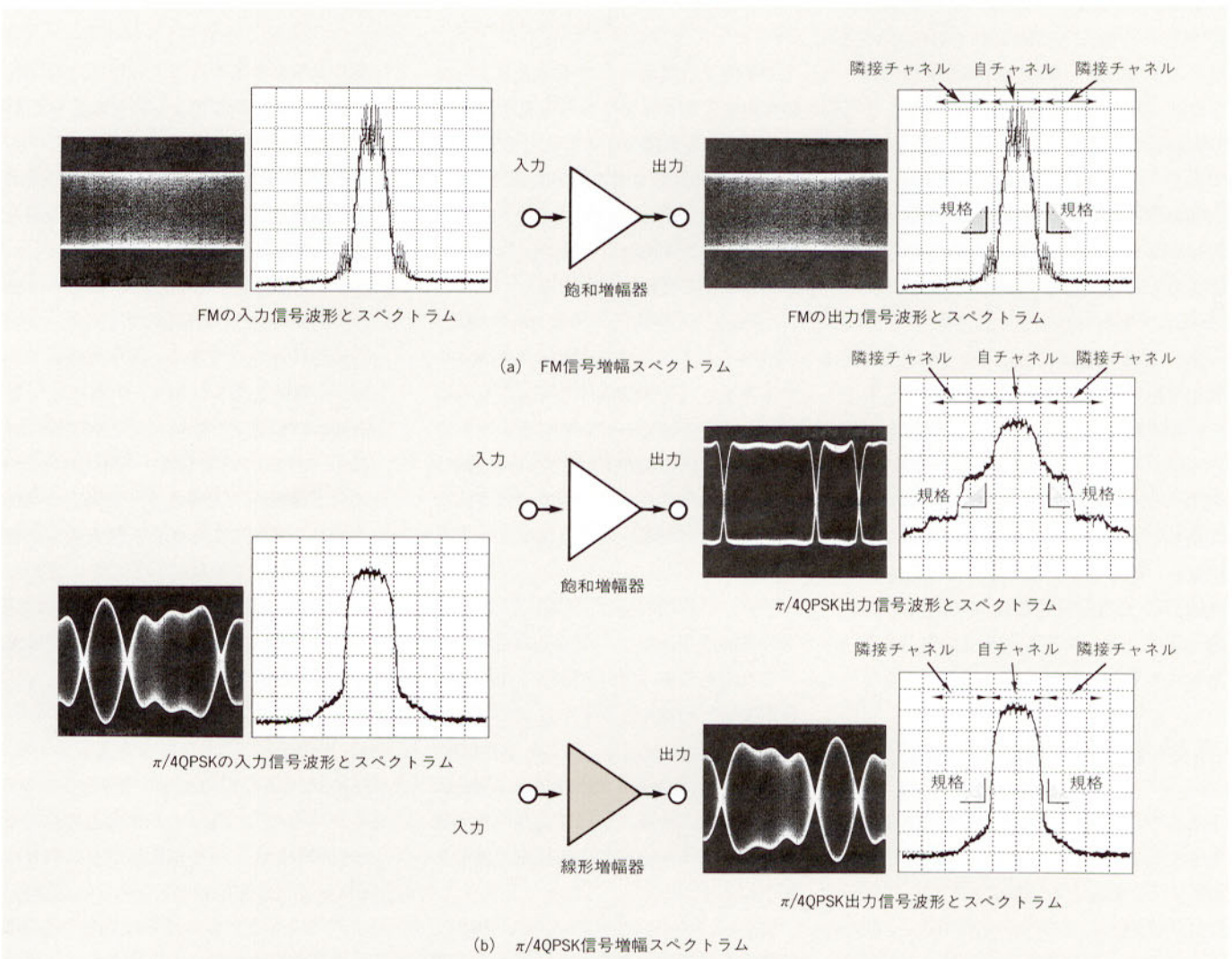


図5 FMおよび $\pi/4\text{QPSK}$ 信号を増幅したときの出力スペクトラム  
 Figure 5 Frequency spectra of amplified FM and  $\pi/4\text{QPSK}$  signals



でのみしか達成できなかった。飽和増幅器は、出力が増幅器の飽和レベルで一定になるように動作させるから、FMに代表される定振幅変調信号を高効率に増幅できるが、AM成分を有する変調信号には適用できない欠点がある。

図5(a),(b)はそれぞれ、FM信号と、AM成分を有する $\pi/4$ QPSK信号を実際の飽和増幅器で増幅したときの出力スペクトラム例である。FM信号では全く問題ないが、 $\pi/4$ QPSK信号では信号帯域外に歪雑音が発生する。このような歪雑音は、隣接するチャネル信号や自チャネル信号に干渉して通信品質を劣化したり、場合によっては通信を不能にする。この理由により、従来より移动通信システムでは定振幅変調が広く利用されていた。

しかし、周波数利用率の観点からはAM成分を有する変調が有利であり、歪の発生が少ない高効率線形増幅器が利用できれば、同一の周波数帯域を用いて、より大容量のシステムを構築できる。後述するように、デジタル移动通信において $\pi/4$ QPSKの利用が可能となったことは、LSA-BCなどの高効率線形増幅器の考案によるもので、高効率増幅器技術が新システムの開発を可能にした好例である。

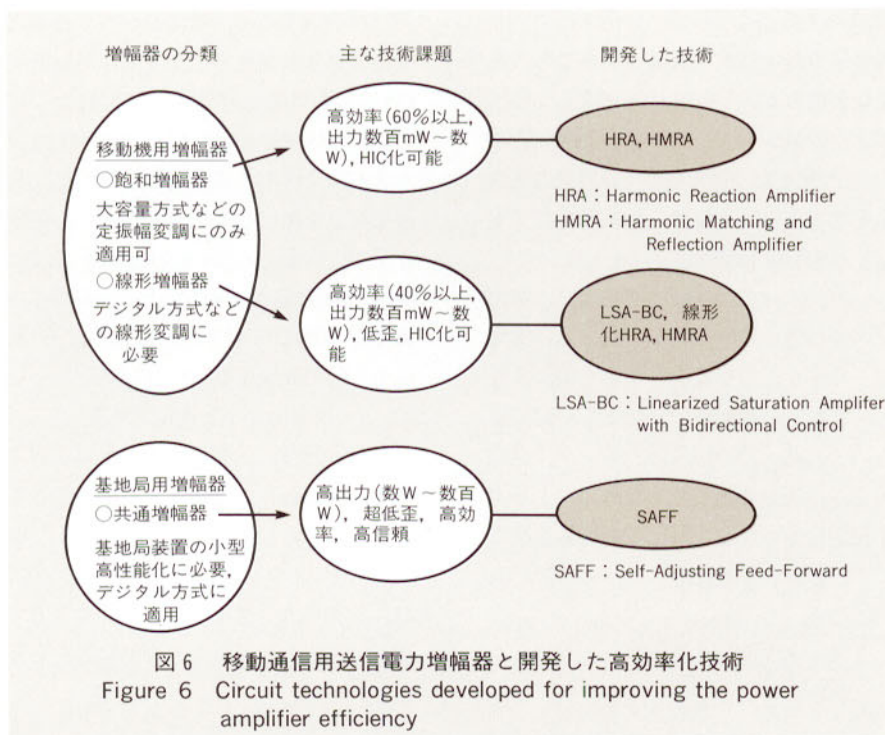
また、基地局装置において前述のように共通増幅器が利用できると、無線チャネルの周波数を任意に変えたり、変調方式を変更することが容易となる。その結果、ダイナミック周波数チャネル配置や各種の新しい変調方式を利用するシステムの構築が可能となる。このように高効率共通増幅器は、携帯機における高効率増幅器と同様に新システムの実現を左右する基盤技術の1つとして重要な役割を持つ。

## 高効率増幅器構成技術

ここでは、研究部門がこれまで開発してきた高効率化のための回路構成技術を概説する。対象となる増幅器について主な技術課題と開発した各技術の関係を図6に示す。

### ■高効率飽和増幅器

信号の基本周波数についてのみ抵抗負



荷の条件で増幅素子がスイッチのような動作をするとき、すなわち電流が流れているときに電位降下がゼロとなれば、原理的には増幅器の内部消費電力がゼロとなり効率は100%になる。このような動作をスイッチングモードと呼び、飽和増幅器高効率化の技術的鍵となる。

この動作を実現するために従来より、C級バイアスにより電流通角を小さくする方法と、F級増幅器<sup>1)</sup>と呼ばれる増幅素子の負荷インピーダンスを工夫する方法がある。携帯機が実用化された当初は、構成が容易なことからC級増幅器が広く利用されていたが、効率は高々40%であった。

一方、F級増幅器は、C級以上の高効率の可能性があるのでその名称がつけられたもので、考案は古い<sup>2)</sup>が、900MHz帯携帯機への適用性が示されたのは比較的近年のことである<sup>2)</sup>。その後、60%の効率が歩留りよく達成され携帯機に現在広く利用されている。F級増幅器の基本構成とFETドレーン端での電圧電流波形を図7に示す。

負荷回路のインピーダンスが、基本波で整合して偶数次調波および奇数次調波でそれぞれ短絡および開放となるように工夫されている(実際の増幅器では2次

調波のみを考慮すればよい)。その結果、電圧電流波形が図のようにそれぞれ矩形波および半波となりスイッチングモードが実現される。しかし、数W以上の高出力や高周波になるほど短絡素子での損失が増大する問題がある。

このF級増幅器の問題解決のために独自に開発した技術が高調波リアクション増幅器(HRA)<sup>3)</sup>である。基本回路構成と動作の特徴を図8に示す。HRAでは、F級動作に必要な、低損失な2次調波の短絡条件を2つのFET出力の相互結合を利用して等価的に実現する。短絡点の高精度調整が可能なることから、最大効率が得られる動作点を正確に設定でき、また基本波で常に整合しているため大電力に適している。図9に試作した1.7GHz帯HIC化HRAを示す。

図10に入出力特性と効率を示すように、出力3Wで効率75%を達成している。HRAはペアのFETによる構成を基本とするが、シングルFETでの構成も可能であり(HMRA)<sup>4)</sup>、その技術は渡り鳥調査に用いられた400MHz帯アルゴス送信機の小型化に寄与するとともに、次に述べる高効率線形増幅器にも応用されている。

図11は、通信用高効率増幅器について論文やカタログなどで近年報告されてい



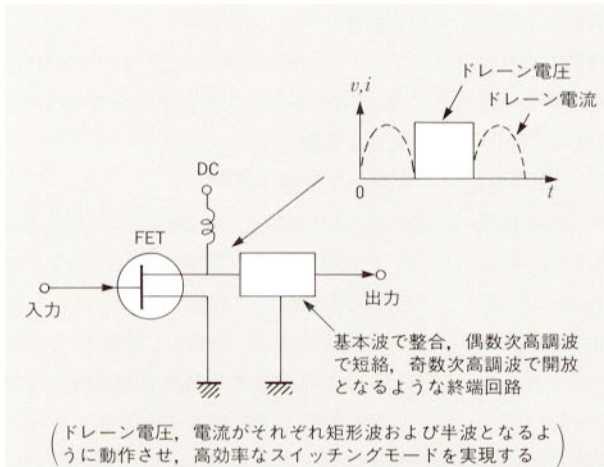


図7 F級増幅器の基本構成とドレイン電圧、電流波形  
Figure 7 Fundamental circuit configuration of class-F amplifier and ideal switching mode

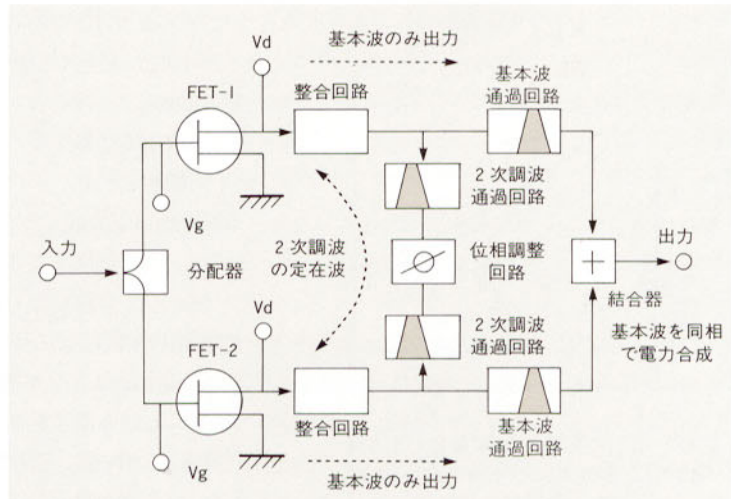


図8 HRAの基本回路構成  
Figure 8 Fundamental circuit configuration of HRA

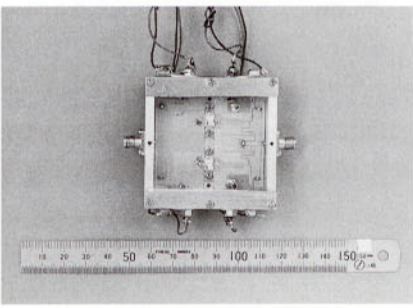


図9 部内試作した1.7GHz帯HRA  
Figure 9 A Unit packaged 1.7-GHz HRA

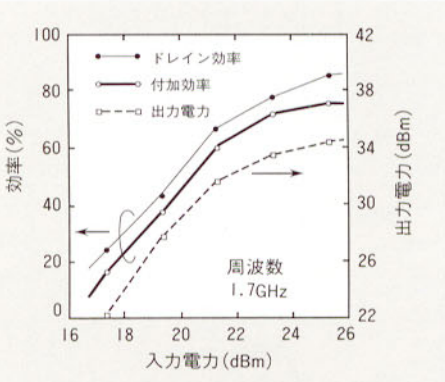


図10 1.7GHz帯3W-HRAの特性例  
Figure 10 Efficiency and output power vs. input power of a 1.7-GHz HRA

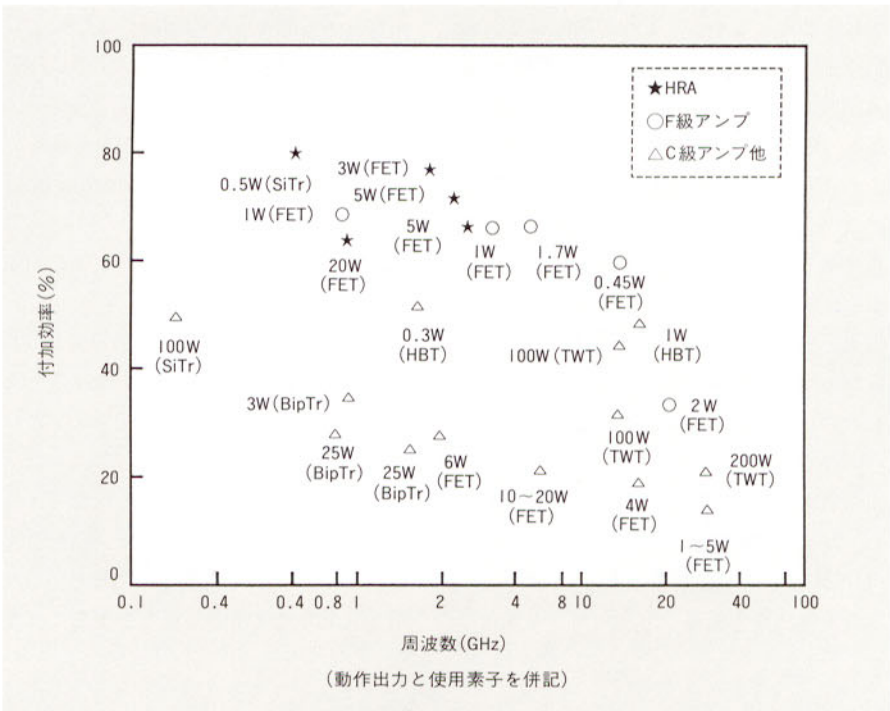


図11 通信用高効率増幅器の現状(飽和出力での効率)  
Figure 11 Power-added efficiency performance of RF amplifiers

る効率と出力の代表例をまとめたものである。ほぼいずれの周波数においてもHRAまたはF級増幅器が最高効率を達成している。特に、数W以上の高出力ではHRAが最高効率を実現している。

■高効率線形増幅器

周波数効率に優れた線形変調を移動通

信に適用するために、従来より多くの機関において高効率線形増幅器の研究が進められてきた<sup>5)</sup>。前述したように、線形変調信号はAM成分を有しており、このような信号を増幅器に入力すると出力に歪が発生する。歪の発生量を低く抑える最も簡易な方法は、出力信号の包絡線が歪まないように出力レベルと飽和レベルの差を大きく設定して増幅することである。

図12は、A級、B級増幅器およびHRA

について、理想モデルにおける理論効率と出力バックオフ(飽和出力と平均出力の比)との関係を推定したものである。この条件では、出力包絡線のピークが飽和レベルを越えない限り歪は発生しないと仮定している。最大効率は信号のピークファクタ(出力包絡線のピーク値と平均値の比)だけバックオフをとった出力点の値にほぼ一致する。したがって、例えばπ/4QPSKのピークファクタを3dB



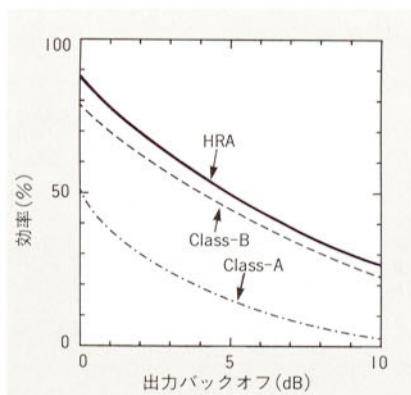


図12 線形増幅器の効率比較(理論値)  
Figure 12 Ideal efficiency vs. output power back-off of linear amplifiers

とすれば、理想的なHRAとA級増幅器とでは、それぞれ約60%および20%の効率が得られる。しかし、実際の増幅器では飽和点近傍での線形性が悪く、歪の発生量が大きいためさらにバックオフを必要とし、効率は大幅に低下する。

そこで、増幅器は飽和出力にできるだけ近い点で動作させて高効率化し、かつ歪は補償技術により低減する方法が従来より検討されてきた。歪補償として整流帰還を用いた実験例<sup>9)</sup>などが報告されているが、回路規模が大きく、また歪補償系を含めた実効効率が低く携帯機への適用が困難であった。これに対して、簡易な回路構成による実用化を主眼に研究を進め、双方向制御形線形化飽和増幅器(LSA-BC)<sup>6)</sup>と線形化HRA<sup>7)</sup>の2つの高効率化技術を開発した。

LSA-BCの基本構成を図13に示す。

LSA-BCは、高効率な飽和増幅器(HRAやF級増幅器)とそのドレイン電圧を制御する直流増幅器、さらに包絡線帰還回路から構成される。その動作は、信号の包絡線変化に追従してドレイン電圧をダイナミックに制御することにより、利得を一定としつつ飽和出力レベルを変化させて飽和増幅器をあたかも線形増幅器のように動作させる。この際、ドレイン電圧の制御における誤差を補償するために包絡線帰還を用いる。増幅器全体の総合効率は、飽和増幅器としての効率とドレイン電圧制御回路の効率の積で与えられる。

図14は、1.5GHz帯LSA-BCで $\pi/4$  QPSK信号を増幅したときの出力スペクトラム例である。飽和増幅器と比較して歪がLSA-BC動作では20dB改善されている。このときデジタル方式の所要特性を満足して40%の総合効率が得られている。本実験では、ドレイン制御用直流増幅器の効率が70%であるが、これが80%に改善された場合、総合効率として50%が達成できる。

また、考案したもう1つの方法は、HRAのバイアスをA級に近づけて線形性を改善した線形化HRAである。簡易に構成できる特長があり、効率と線形性はトレードオフとなる。800MHz帯、1.5GHz帯および2.6GHz帯において実験回路を構成し、デジタル方式の歪規格を満足して、40%以上の効率の得られることをこれま

で確認している<sup>7)</sup>。

以上の2つの新技術は、デジタル移动通信携帯機に適用され、その実用化に大きく貢献している。

### ■多周波共通増幅器

基地局用多周波共通増幅器を実現するうえでの主要技術課題は、IMの発生を抑圧して増幅器の所要飽和出力を可能な限り低減すること、ならびに平均出力で数十W以上で動作する高出力線形増幅器を小型低消費電力に構成することにあった。後者に関しては、近年の高出力トランジスタ素子技術の進展により解決できたが、歪補償技術については新技術の開発が必須であった。

増幅器の入出力非線形補償法としては、負帰還法がよく知られているが、UHF帯以上の高周波帯では帰還回路の位相推移が問題となり、その適用は技術的に困難である。これに代わる補償法として、プリディストーション<sup>8)</sup>やフィードフォワード(FF)<sup>9)</sup>が提案されている。ここでは説明を省くが、それぞれ一長一短があり、多数の無線チャネル信号を高出力に共通増幅する場合に有効な方法は確立されていなかった。

そこで開発した技術が自動調整形フィードフォワード(SAFF)<sup>10)</sup>であり、これにより、FFの実用化を妨げていた調整の困難さと、特性の不安定性を抜本的に解決して大容量移动通信に適用可能な共通増幅器を実現することができた。

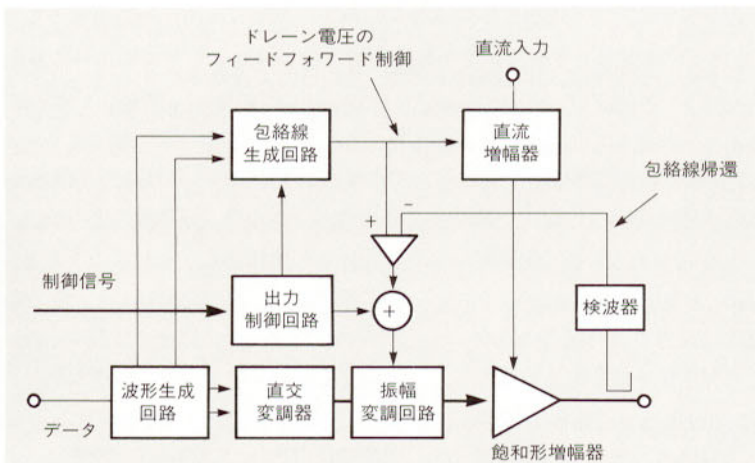


図13 LSA-BCの基本構成  
Figure 13 Fundamental circuit construction of LSA-BC

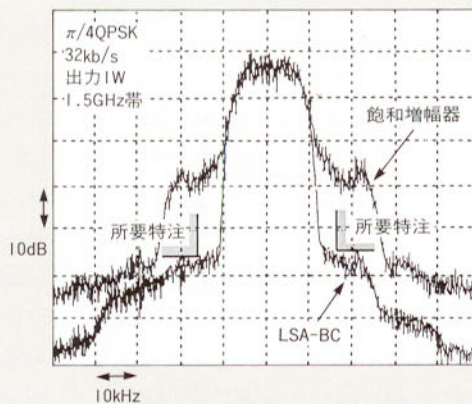


図14 LSA-BCの出力スペクトラム  
Figure 14 Frequency spectra of  $\pi/4$ QPSK signal amplified with LSA-BC



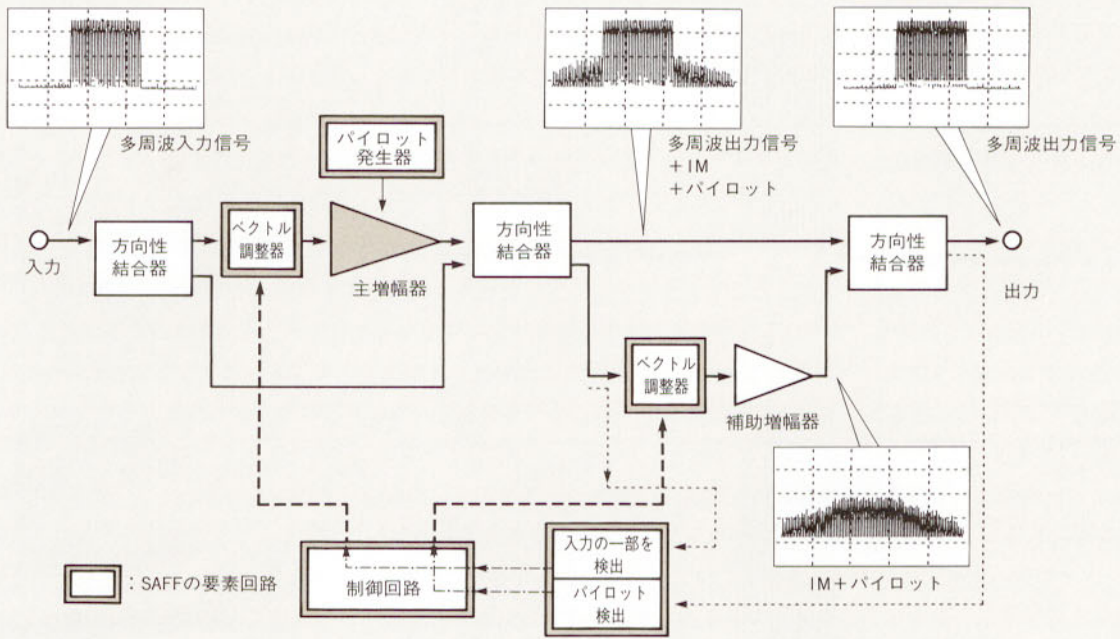


図15 SAFF増幅器の基本構成  
 Figure 15 SAFF-PA system schematic

図15にSAFFの基本構成を示す。SAFFは、歪検出ループと歪除去ループで構成されるFFの回路に加えて、パイロット発生器・検出器および2つのループの調整点を自動調整するための制御回路とベクトル調整器からなる。FFの動作原理は、主増幅器で発生した歪を歪検出ループにより抽出して補助増幅器で増幅した後、歪注入ループにより主増幅器出力に等振幅逆相で再注入することにより、主増幅器の歪成分を相殺して補償を行う。同図では、多周波信号を増幅した場合の回路各部のスペクトラムを併記しているが、それらより、主増幅器で発生したIMが分離再注入されて補償される様子が理解できる。

FFの性能は、歪検出および除去の2つのループの信号経路に対する平衡度に強く依存する。例えば、基地局用共通増幅器に適用するためには、振幅位相それぞれ $\pm 0.1\text{dB}$ および $\pm 1^\circ$ の誤差の範囲で常に平衡していることが必要であるが、実際の高電力増幅器の利得や位相は出力や温度などに依存して大きく変化するため、この達成はほとんど不可能であった。

SAFFは、パイロット信号を信号中に

注入し、ループ出力においてそのレベルが最小となるように2つのベクトル調整器をマイクロプロセッサで自動制御することによりループの高安定性を達成する。信号条件はもとより増幅器の動作状態によらずFFの歪補償効果を最大限に引き出すことができる。

図16は、このSAFF技術を適用して構成した800MHz帯共通増幅器の多周波信号出力のスペクトラム例である。16波の $\pi/4$ QPSK信号を出力2W/波で一括増幅しており、SAFF補償を行わない場合と比較して30dB以上歪レベルが低減されている。このSAFF技術を適用して実現したデジタル移動通信基地局用共通増幅装置の実体写真例を図17に示す。

3セクタ分の送信増幅器をINS 1架(実質半架)で実現しており、1W出力で最大96波、すなわちデジタル方式では最大288チャンネルの信号を増幅でき、装置の飛躍的な小型化が達成されている。本装置は、SAFFを適用して全負荷動作時の消費電力が3kW以下であるが、SAFFを用いない場合には同様な性能を得るのに120kWの電力が必要となろう。このように、SAFFにより共通増幅器の実用化が可能

となったといっても過言ではない。

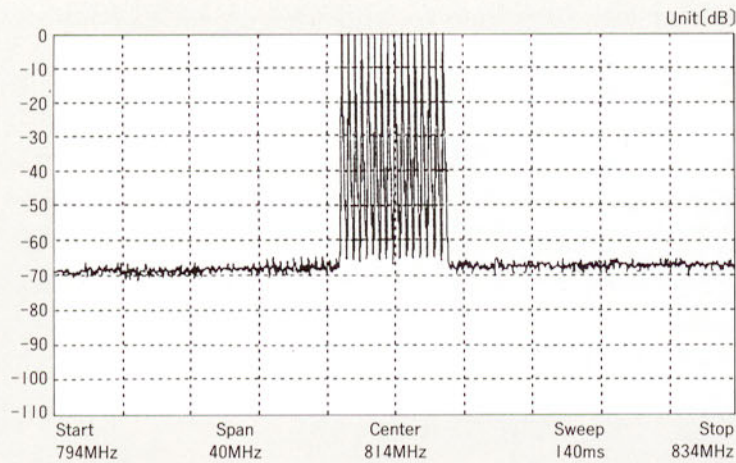
## あ と が き

移動通信における送信電力増幅器の位置づけを述べ、その高効率化が移動機や基地局装置の小型低消費電力化、さらにはシステムの高度化を図るうえで重要な技術要素となることを示した。また、DoCoMoの開発した回路技術を中心に高効率化技術を概説した。

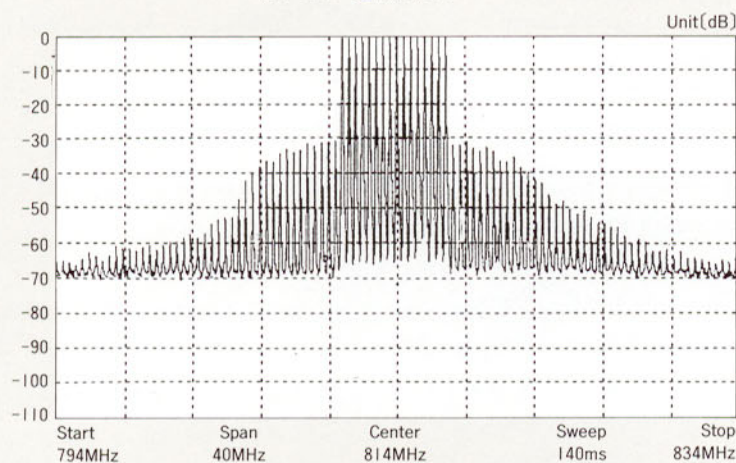
高効率化は、回路構成のみならず、トランジスタ素子の特性にも大きく依存する。素子技術は着実に進展しつつあり、より高性能な素子の開発により、今後さらなる高効率の達成が期待できる。飽和増幅器で90%、そして線形増幅器で60%以上の実現も近い将来可能となろう。

また、無線周波数のマルチバンド化や変調の高効率化・広帯域化、加えてマイクロセル化などに対応するために、基地局用共通増幅器の超広帯域化とさらなる小型・低消費電力化の達成が今後重要である。それらの研究開発の進展は、携帯機のさらなる小型軽量化と通話時間の一層の改善をもたらすとともに、いかなる





(a) SAFF(歪補償)あり



(b) SAFF(歪補償)なし

3セクタ構成PDC用基地局増幅装置の1セクタ出力,  $\pi/4$ QPSK信号×16キャリア

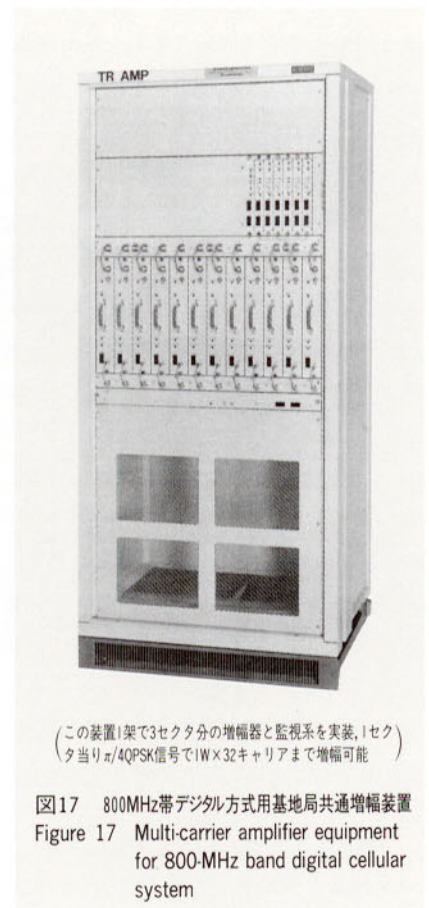
図16 共通増幅器出力スペクトラム

Figure 16 Frequency spectra of 16-carrier signal amplified with or without SAFF

場所へも容易に設置し得る基地局装置の実現に大きく寄与することになる。

### 文 献

- 1) F. H. Raab: "High efficiency amplification techniques", IEEE, Circuits and Systems News Letter, 7, 10, (1975)
- 2) k. Chiba and N. Kanmuri: "GaAs-FET power amplifier module with high efficiency", Electronics Letters, 19, 24 (1983)
- 3) S. Nishiki and T. Nojima: "Harmonic Reaction Amplifier-a novel high efficiency and high-power microwave amplifier-", IEEE, MTT-S Digest, DD-5 (1987)
- 4) 西木, 野島: "マイクロ波帯高効率高調波整合反射形増幅器(HMRA)", 信学春季全大, B368 (1991)
- 5) 例えば, Y. Akaiwa and Y. Nagata: "Highly efficient digital mobile communication with a linear modulation method", IEEE Trans. J. Sel. Area Commun., JSAC-5 (1983)
- 6) K. Chiba, T. Nojima and S. Tomisato: "Linearized Saturation Amplifier with Bidirectional Control", IEEE, GCOM'90, p.1958 (1990)
- 7) 例えば, 西木, 野島: "HRAによるQPSK波の増幅特性", 信学春季全大, B-386 (1992)
- 8) 例えば, T. Nojima and T. Konno: "Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800MHz band land mobile telephone system", IEEE, Trans. VT, VT-34 (1985)



(この装置1架で3セクタ分の増幅器と監視系を実装, 1セクタ当り $\pi/4$ QPSK信号で1W×32キャリアまで増幅可能)

図17 800MHz帯デジタル方式用基地局共通増幅装置  
Figure 17 Multi-carrier amplifier equipment for 800-MHz band digital cellular system

- 9) 例えば, H. Seidel: "A microwave feed-forward experiment", The B.S. T.J., vol. 50, no.9, p.2879 (1971)
- 10) 野島, 橋橋, 前田, 松本: "基地局用線型電力増幅器—自己調整形フィードフォワード増幅器(SAFF)", 信学春季全大, SC-1-5 (1993)