

通信用高出力増幅器の設計および実装技術の基礎

—役に立つ高出力増幅器設計とその実現について—

Basics of Design and Implementation Techniques for Power Amplifier for Communication

—Useful Design and the Realizing for Power Amplifier—

戸谷 一幸[†]

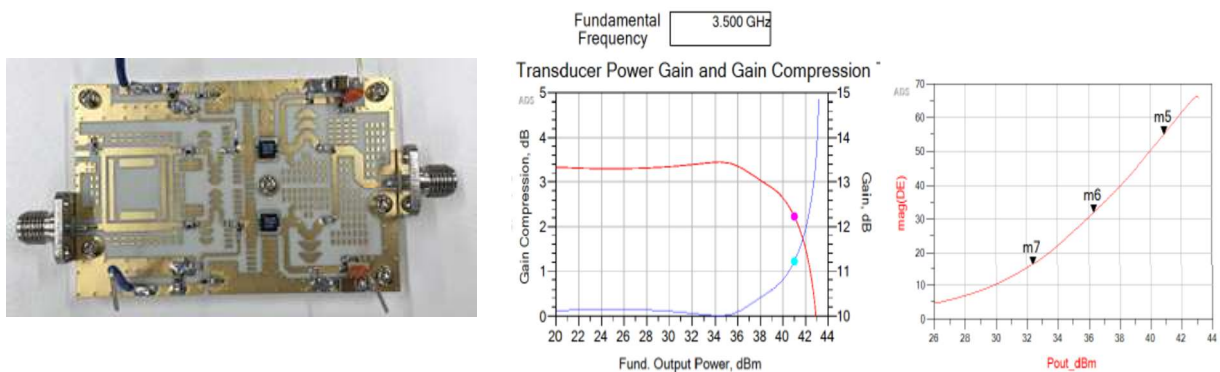
Kazuyuki TOTANI[†]

[†]株式会社 ディレクト・アール・エフ

概要

5G/6G などの移動体通信向けのマイクロ波およびミリ波帯の送信系高出力増幅器について解説します。限られた周波数資源を有効活用するため、スペクトル帯域以上の通信情報量を送ることは、スマホへの動画配信やあらゆるものがインターネット接続される IoT サービスなど、我々の生活を快適にするためには重要な技術です。一方で、無線信号は時間的に大きな振幅変動をもつことになり、高出力増幅器にとって大きな負担となっています。高出力増幅器には、平均出力電力の 10 倍以上の出力能力が求められ、入力電力に対して出力電力の高い直線性が必要となりました。結果、消費電力と非線形性が増し、その対策が求められています。

本セッションでは、高出力増幅器の高性能、差別化にとって重要な化合物半導体素子の特長、増幅器の動作級、高効率化技術と歪補償技術、その実装技術について、理論から実践まで解説します。



Abstract

In this course, we will explain microwave and millimeter-wave band high-power amplifiers for communications such as 5G / 6G. For effective use of limited frequency resources, sending large volume of communication traffic in or over spectral band is quite important technology in the IoT age these days where everything is connected online and we can watch movies on our smartphones easily. Meanwhile wireless signals have wide timewise fluctuation of amplitude which is quite a burden for high-power amplifiers. Those high-power amplifiers are needed to facilitate more than ten-times output capacity than average and high linearity output power is required to input power. As a result, power consumption and non-linearity performance are critical and we have to deal with it.

This session will explain from the logic to the practice of efficiency optimization, distortion compensation and implementation technologies for high-spec and outstanding high-power amplifiers.

1. はじめに

移動体通信のベースバンド信号がデジタル化された第2世代(2G)の1995年の頃[1]から、この無線通信技術、特に、基地局用高出力増幅器の開発に携わってきました。2000年からスタートしたW-CDMAに代表されるIMT-2000規格(第3世代(3G))[2]は、移動体通信の高速化、広帯域化の始まりで、増幅器に求められる仕様も単純に広帯域に高出力のRF信号が出力できればよいという事ではなく、如何に低歪みで、低消費電力であるか、というある種、矛盾ともいえる要求が突きつけられるようになりました。

2000年頃には、まだ国内では珍しかった10W級GaN-HEMTデバイスもCREE社からサンプルが提供され、ドレイン電圧が+48Vという高い電圧に驚かされた記憶があります。特性は、今ほど十分なものではなく、貴重なサンプルをよく破損させてしまっていた記憶があります。

GaN-HEMTのように大きなエネルギーバンドギャップを持つデバイスの登場は、増幅器の設計にも大きな影響を与えました。いわゆるドレインソース間容量Cdsが小さいことにより、GaAs-FETやSi-LDMOSでは得られないアンプ動作級、J級動作というアンプ動作が実現し、B級動作のような高効率動作とAB級のような直線性を得ることが出来るようになりました。

さらに、1937年に論文発表され、当時は真空管の直線性を上げるために開発されたドハティアンプ[3]が高速通信に必須であるベースバンド信号の多値化変調波技術と相まってその最大出力より低い出力での効率向上に有効であると注目され、移動体通信用高出力増幅器で採用されるようになりました。その後も、エンベロップトトラッキング(ET)技術やアウトフェーシング技術など高効率化技術[3][10][13]や線形化改善技術[4][5][6][7][8][9]が提案されています。

2020年に入り、第5世代(5G)がスタートし、さらなる高速通信化に向け、高周波化と広帯域化が進み、PCB基板上に実装したデバイス端面で容量性回路や誘導性回路といった外部回路で高効率化技術を駆使する、増幅器の姿はなくなりました。信号波長が短くなりすぎ、デバイスの外部で反射位相をコントロールすることが難しくなったのです。

そして、2030年から始まる第6世代(6G)の増幅器の姿はどうなるのでしょうか。

本講演では、日本のお家芸ともいえる化合物半導体から増幅器の動作級、高効率技術に至るまで、その設計と実現、将来の無線通信基地局用増幅器の姿について、お話します。

2. 高出力増幅器が完成するまで

多くの高周波装置と同じように、部品や構造を決めるだけでは、高出力増幅器は完成しません。ここでの高出力増幅器とは、デバイス外部に整合回路や分配合成回路、バイアス回路を必要とする高周波装置を言います。図1のフロー図のように、目標仕様が得られてから、電源電圧、部品選定、基板材質、回路構成、バイアス回路、入出力形状、基板実装状態、放熱条件、コスト等々検討しなければならないことが多くあります。

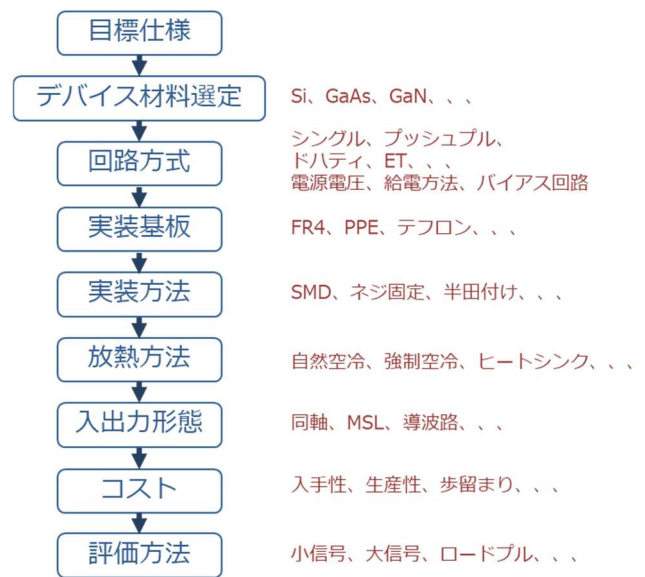


図1：高出力増幅器の設計フロー

それらの条件は、目標性能の周波数帯域、出力電力、動作温度、実装基板サイズなどから検討を進めます。現在、デバイスメーカーから推奨パターンという事で設計事例や小信号パラメータ(Sパラメータ)が提供されていることが多いので、参考になります。しかしながら、10Wを超える出力の増幅器を設計する場合、それらの情報だけでは、十分に目標仕様を満足することが出来ず、実際にデバイス端面での線形特性としてSパラメータを、非線形特性として大信号出力時の特性をロードプル/ソースプル装置を活用して抽出しなければならないことがあります。特に、デバイスメーカーからコンパクトモデルが提供されていない、もしくは、コンパクトモデルとは異なる動作条件で増幅器を設計したい場合には、ロードプル/ソースプル測定[2][12]はとても有効になります。

高出力増幅器は、他の能動素子とは異なり、最大出力電力(Pmax)、最大効率(η_{max})、低歪み(IMmin)、最大利得(Gmax)が異なる最適出力インピーダンス条件(Zopt)を持ち、動作周波数帯域が狭くなったり、K値

が「1」下回る条件になったり、発熱によりデバイス信頼性を低下させたりと、多くの高出力増幅器設計者が頭を抱えることが多く、加えてコストの要求も設計上の大きな課題になっているのが現状です。

3. FET 構造の動作原理

高周波増幅器用デバイス構造には、バイポーラ (Bipole) 構造と FET (Field Effect Transistor) 構造があります。バイポーラ構造は半導体のバルク方向に電流を流すので、低コストで高出力増幅用途のデバイスに採用されることが多いですが、高周波化するためには、ベース厚を薄くするか、キャリアのモビリティを上げるしかありません。一方で、FET 構造は、半導体製造装置のゲート幅の微細化技術で高周波化でき、利得も高く取れるので、4G 以降で適応されるような 3GHz を超える帯域では、FET 構造が主流となります。

図 2 に、FET の断面構造 (クロスセクション) を示します[6]。構造は非常にシンプルです。ゲートと呼ばれる端子の電圧を変化させると、そのゲート下の半導体キャリアの極性が反転し、ソースとドレインが導通します。いわゆるスイッチング動作になりますが、高出力増幅器に使われる半導体は、そのスイッチング途中段階の状態 (非飽和状態) を活用し、小さなゲート電圧 V_g 振幅で、大きなドレイン電流 I_d 振幅にします。この変換が増幅という作用になります。

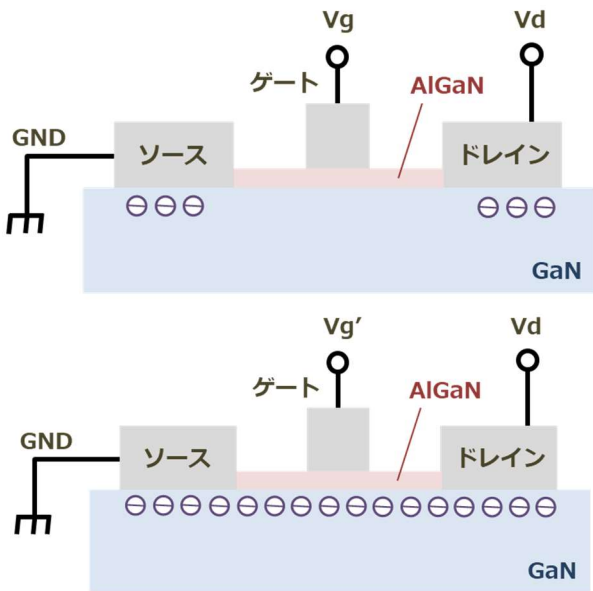


図 2 : FET 断面構造と基本動作(GaN-HEMT)

図 3 に、小信号等価回路を示します。ゲート電圧 V_g が、 g_m という増幅率で、ドレイン電流 I_d に変換される回路になります。大信号等価回路となります

と、図 4 のように、寄生の容量性や誘導性成分が入出力信号条件で変動するパラメータになります。これらが、デバイス動作を非線形で不安定なものにします[2][3]。

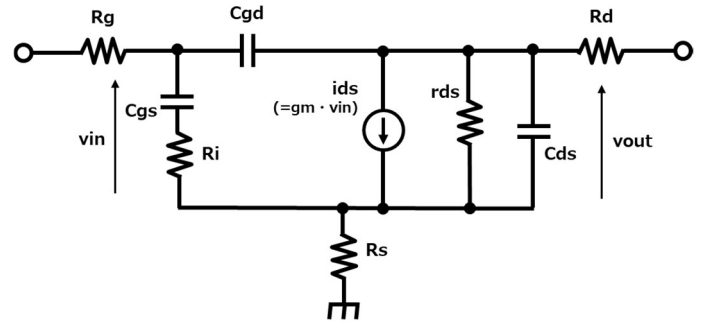


図 3 : FET の小信号等価回路

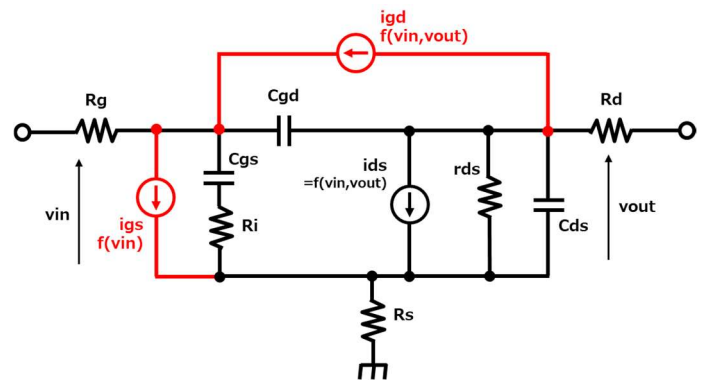


図 4 : FET の大信号等価回路

目標とする仕様の高周波増幅器の実現のために設計を難しくしている要因は、このように動作の理解や設計の取り掛かりをスムーズにするために、まずは実際の半導体デバイス構造では存在する寄生成分を省略して進めるという事が大きいと考えています。特に、高周波化が進めば、以前は無視できた寄生リアクタンス成分を無視できなくなります。

4. 高出力増幅器用化合物半導体

FET 構造は、1979 年に金属酸化膜半導体 GaAs の高電子移動度を極限まで引き出した超高速デバイスが登場し、現在の多くの高周波高出力増幅器用デバイスの基本構造となっています。富士通研究所で発明された「高電子移動度トランジスタ」(HEMT) は、1985 年に、世界一雑音の小さいマイクロ波半導体デバイス製品として富士通より製品化されました[6]。

その後、HEMT 構造は、GaN 素子にも適応され、増幅器の高効率化に大きな役割をしています。

Material	Eg (eV)	$\mu n(\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s})$	ϵ_r	Cds(pF/mm)
Si	1.12	1400	11.8	1.0
GaAs pHEMT	1.43	6000	12.5	0.25
GaN HEMT	3.39	1500	9.5	0.2
SiC	3.26	950	9.7	-
InP	1.34	-	12.4	-
Diamond	5.6	-	5.5	-

表 1：半導体材料の物性比較

表 1 に、半導体材料の物性比較を示します [2][3][6][14]。2GHz 以下の動作周波数では、Si が用いられます。LDMOS (Lateral Diffused Metal Oxide Semiconductor) 構造を有することにより、高いドレイン耐電圧が得られます。高いドレイン電圧が印可出来れば、大きなドレイン電流を流すことなく、高出力増幅が可能になります。LDMOS 構造は、ドレインゲート間距離を大きくし不純物の拡散濃度を下げることによって電界強度を下げ、高い耐圧を実現しますが、高周波動作には向かなくなります。そこで、重要になるパラメータが、エネルギーバンドギャップ(以下、Eg)です。Eg の大きな材料は物質自身が、高い耐圧を有しているという事です。GaAs は電子移動度が優れているので高周波増幅器としては有利なのですが、Eg は大きくなく、大きなドレイン耐電圧を得られません。ここで注目されるのが GaN です。GaN は大きな Eg を有し、高出力増幅器用デバイスに使われるようになりました。

また、GaN のように Cds 値が小さい材料は、AB 級条件にて J 級動作となるので、特別な回路を設けることなく高効率動作を実現できる利点があります。

5. 高出力増幅器の動作級

本稿での高出力増幅器とは、送信系最終段増幅器をイメージしていますが、その設計の大きなポイントは、出力インピーダンスを非線形共役整合にするという事です。ここが受信系増幅器の設計とは大きく異なる点です。非線形共役整合 (Non-Linear Conjugate Match) といいますと分かりにくいですが、負荷線整合 (Load-line Match) するという事になります。そして、最大出力インピーダンスや最大効率インピーダンス、低歪みインピーダンスに整合していきます。

一般的に、受信系増幅器は、出力電力も小さいことから、少々動作効率の悪い条件で動作させても、消費

電力も小さいのでシステム上はあまり気にしません。それより、NF や増幅器動作の線形性、直線性を気にします。設計手法も、小信号パラメータである S パラメータを用います。図 4 に、高出力増幅器の小信号設計のための模式図を示します。

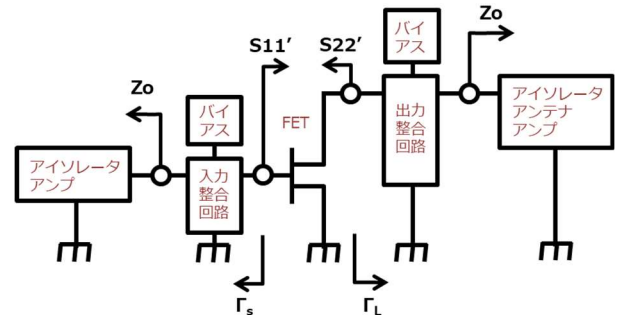


図 4：小信号設計のための模式図

$$\Gamma_s = \left(s_{11} + \frac{s_{22} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \right)^* \quad \dots (5-1)$$

$$\Gamma_L = \left(s_{22} + \frac{s_{22} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_s}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_s} \right)^* \quad \dots (5-2)$$

高出力増幅器の設計においても、出発は S パラメータを用い設計を進めます。

そして、(5-1)、(5-2)式から得られる K ファクタが 1 以上であるよう設計を行います [12]。

$$k = \left(\frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |D|^2}{2 \cdot |s_{21}| \cdot |s_{12}|} \right) \quad \dots (5-3)$$

$$D = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21} \quad \dots (5-4)$$

増幅器の安定性を重要視するため、K ファクタは 1 より大きな値を選択したくなりますが、実際の設計では、増幅器のコストパフォーマンスを上げるために、必要帯域内では K ファクタを 1 より少し大きい 1~2 の間を狙います。K ファクタを 1 近くに追い込むことは、増幅器の利得を上げることになります。また、動作効率が向上し、発熱量が抑制されます。増幅器のトータルのコストパフォーマンスが向上します。

また、実際の高出力増幅器は多段増幅器の最終段増幅器として用いられることが多いことから、その入力負荷は能動素子となります。そのため、さらに高出力増幅器の設計を複雑にします。このような複雑さを少しでも和らげるため、その前段増幅器は、比較的線形領域で動作させたり、アイソレータを挿入したりします。

厳密な話をしますと、受信系増幅器も非線形動作をしています。ボルテラ級数といった式で現しますが、送信系高出力増幅器は、出力信号のピークカットが支配的になるような条件まで動作条件を追い込むので、3次5次といった高次の非線形性が強くなります。完全に、出力信号波形は正弦波ではなくなります。動作条件によっては、瞬時出力インピーダンスがオープン（出力電流がゼロ）になります。

表2に、動作級の特長をまとめます[11][12]。

動作級	Idq	高調波処理	最大効率	特長
A級	Idss/2	なし	50%	線形性が高い
AB級	≒0	なし	<78.5%	高出力増幅器でよく使われる。比較的、線形性と効率が高い。
J級	≒0	なし	78.5%	GaN-HEMT増幅器でのAB級条件動作。広帯域動作に有利。
B級	=0 (Vg=Vth)	なし	78.5%	ドハティアンプのピークアンプに使われる。
C級	=0 (Vg<Vth)	なし	100%	レーダーやドハティアンプのピークアンプに使われる。
D級	=0	なし	100%	13.56MHz未満の増幅器で使われる。GaN-HEMTが活用される。
E級	≒0	あり	100%	13.56MHz以上の増幅器で使われる。比較的動作帯域が狭い。
F級	≒0	あり	100%	2倍波、3倍波の高調波処理を必要とするので、2GHz帯以下増幅器で使われる。
R級	≒0	あり	100%	2倍波、3倍波の高調波条件の自由度が高い。比較的広帯域に動作有利。

表2：増幅器動作級の特長と比較

A級動作は、動作点をドレイン電流 Id-ドレイン電圧 Vd の静特性の中央に置く動作級です。

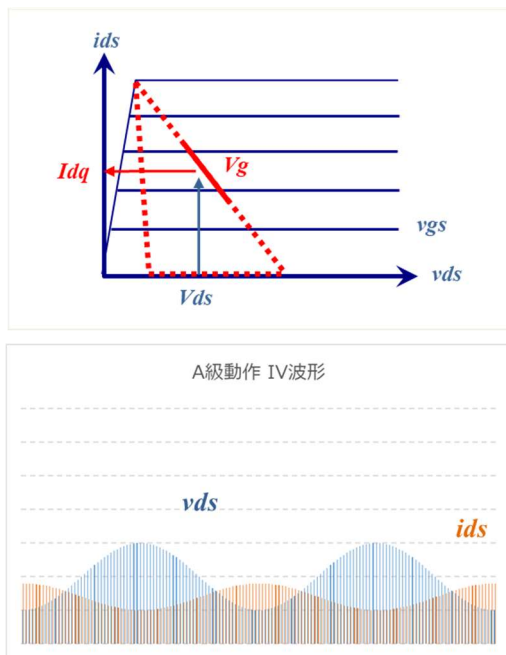


図5：A級動作の負荷曲線とIV波形

図5に、中信号出力電力(P1dB から 10dB程小さい

出力電力)時のA級動作の負荷曲線とIV波形を示します。中信号電力出力でのA級動作の負荷曲線は直線性を示し、時間波形も正弦波を描きます。この動作状態では、波形には高調波成分を有することはありませので、線形性の高い動作をしますので、相互変調波歪みIMが発生しにくく、低歪み増幅器として利用されます。

一方で、時間的に、ドレイン電圧（以下、vds）とドレイン電流（以下、ids）が同時に発生する時間が多くなるので、それが発熱電力となって増幅器の動作効率を低下させます（IV波形の重なる部分）。このvdsとidsをいかに同時発生させてないか高効率化のポイントになります。

A級動作でも大信号出力では、IV波形は高調波成分を有することになり、vdsとidsの波形位相差θは完全な180°とはならず、動的な負荷曲線はヒステリシス曲線のようになります（図5負荷曲線の破線軌跡）。理想A級動作での最大信号出力時の効率は50%となります。

図6に、J級の負荷曲線とvdsとidsの時間波形を示します。J級動作は、B級動作の特殊動作条件と言えます。

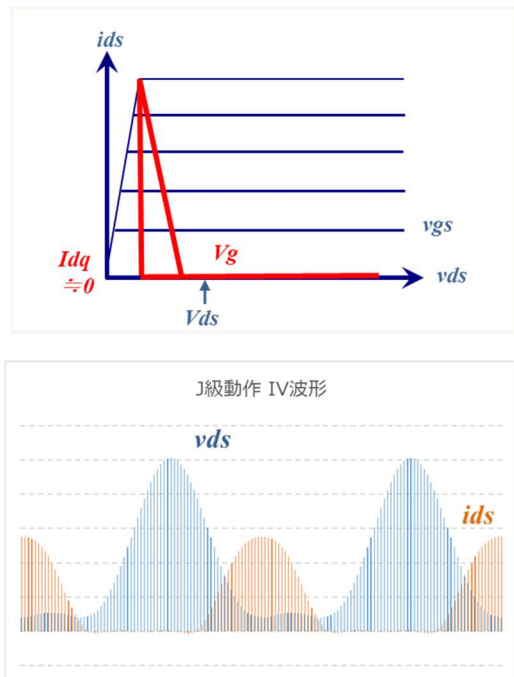


図6：J級動作の負荷曲線とIV波形

無信号時のドレイン電流（以下、Idq）はAB級やB級での動作条件で、デバイスの負荷容量成分（以下、Cds）が小さいデバイスでこの現象が発生します。vdsのピーク電圧がドレイン電源電圧の約3倍(π倍)

になるのが特徴で、ドレインソース間耐圧が高く、Cds が小さな GaN-HEMT デバイスでの動作条件としてよく紹介されています[2][3][14]。AB 級動作点で比較的低い歪み特性と B 級動作に近い効率が得られます。Idq=0 とした動作級は、アンプの温度特性や特性バラツキから実際的ではなく、Idq≒0 の AB 級の動作点在实际の増幅器設計ではよく用いられます。

さらに、C 級動作となります Idq<0 の動作点は、増幅器条件を最大出力時のみに限定するアプリケーションでよく用いられます。レーダ装置の送信増幅器やドハティアンプのピークアンプに多く用いられます。非線形性は高くなりますが、Vg の調整のみで高効率動作が実現できます。

図 7 に、F 級動作の負荷曲線と vds と ids の時間波形を示します。

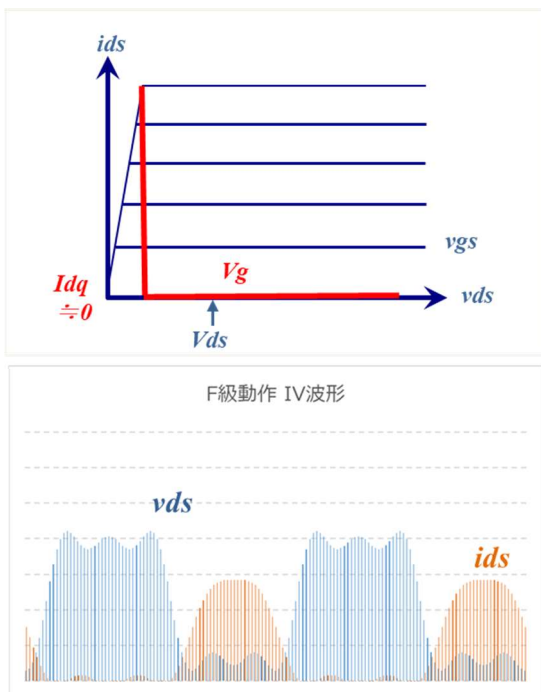


図 7 : F 級動作の負荷曲線と IV 波形

実際のデバイスには、必ずドレインソース間には抵抗成分が存在し、これがオン抵抗 Ron としてドレイン電流が流れると損失になりますが、理想的な F 級動作では効率は 100% となります。

大信号出力時に発生する高次高調波成分を、出力回路によって、デバイス動作端面で奇数次高調波をオープン(∞Ω)に、偶数次高調波をショート(0Ω)にすることによって、vds 波形を矩形パターンに、ids 波形を半波整流波形にします。

基本波周波数に対して、3 倍波といった高い周波数を、損失無くデバイス動作端面に戻すことが重要な

ので、3GHz を超えるような増幅器では、その 3 倍波は 9GHz となり、理想的な F 級動作を、PCB 基板上で作成することは難しくなります。

理想動作条件で、効率は 100% となる E 級動作や R 級動作は、高調波の位相差条件で、F 級動作ほど制約がないので実用的と言えます[11]。

6. 高出力増幅器の高効率化技術

増幅器の効率は、出力電力が最大出力電力に近づくにつれ、向上していきます。従いまして、J 級や F 級といった高効率動作条件であっても、最大出力電力値より低いレベルでは効率は大きく低下します。

一方で、3G 以降のデジタル変調信号は大きな振幅変調を伴い、増幅器の消費電力を決める平均出力電力値は最大電力値より、1/10(10dB)ほど小さな値です。近年のデジタル信号処理技術により、8dB ほどまでには改善しておりますが、依然増幅器の最大出力電力値より小さな値です。

最大出力電力と平均出力電力の比 PAPR (Peak Average Power Ratio) の大きな RF 信号入力の高出力増幅器の高効率化は 3G 以降重要なテーマとなっています。

振幅変調を有する入力信号時の高出力増幅器の高効率化技術は多くの文献で紹介されています[2][3][4][10]。ここでは、特に実用化されているドハティアンプとエンベロップトラッキングアンプ(ETアンプ)の 2 つの方式についてお話します。

図 8 に、ドハティアンプの回路構成図を示します。

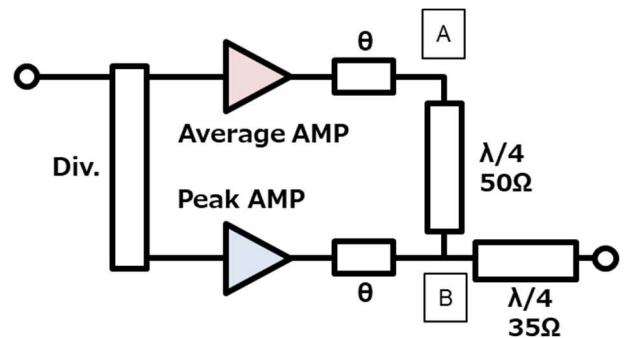


図 8 : ドハティアンプ回路構成図

ドハティアンプは負荷インピーダンス変動型の高効率化技術です。表 3 に示しますように、入力信号の振幅レベルによって、増幅器の負荷インピーダンスが変化し、中出力電力での効率が向上します。ポイントは、中出力電力レベルでは、C 級動作のピークアンプはオフ状態で、かつ、AB 級動作のアベレージアンプが最大出力電力を迎え、効率が大幅に向上することです。その後、ピークアンプもオンし、ピーク

プとアベレージアンプの出力電力が合成され、6dB 高い最大出力電力値を示します。

入力信号レベル	アベレージアンプ	A地点インピーダンス	ピークアンプ	B地点インピーダンス
小信号	ON	100Ω	OFF	オープン
中信号 6dB バックオフ	ON 最大出力	100Ω	OFF	オープン
大信号 2合成出力	ON 最大出力	50Ω	ON 最大出力	100Ω

表 3 : ドハティアンプの動作原理

ここでドハティアンプ動作を実現するために重要なところは、中信号入力時のピークアンプの出力インピーダンスがオープンになっており、かつ、アベレージアンプの負荷インピーダンスが 100Ω になっていることです。そのため、図 9 のような接続で、ピークアンプがオフ条件での合成点で、オープン(スミスチャート上で 0deg の位置)になるように、ライン長 θ を調整します。さらに、図 10 のような接続で、アベレージアンプの最大出力電力レベルが、50Ω 負荷に比べ、1/2 のレベルになっているか確認する必要があります。

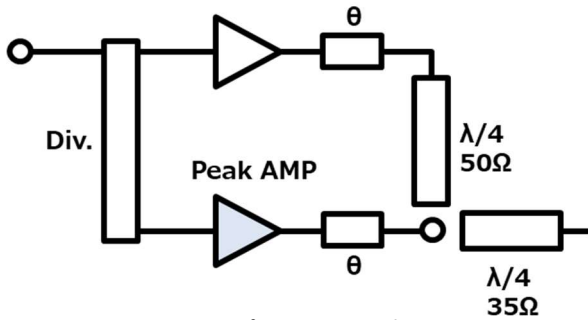


図 9 : ピークアンプ評価

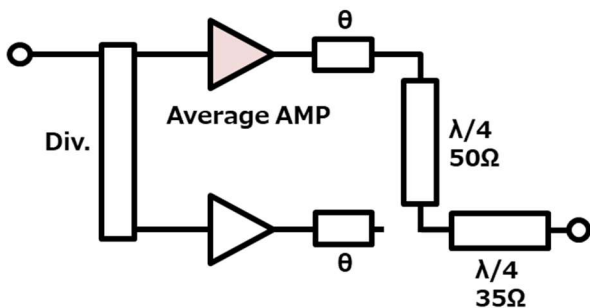


図 10 : アベレージアンプ評価

ドハティアンプの調整手順は、図 11 のようになります。

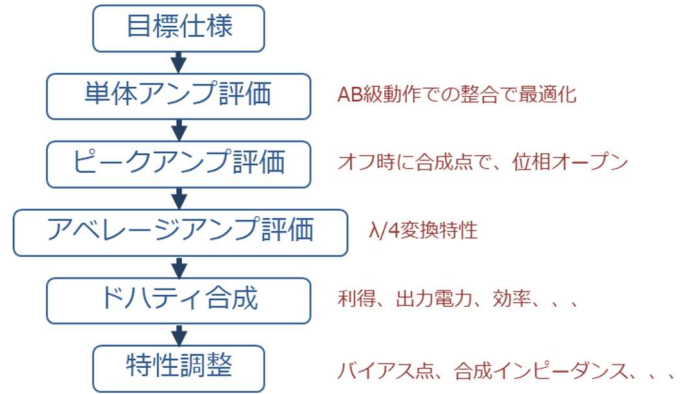


図 11 : ドハティアンプの調整手順

図 12 に、ET アンプの回路構成図を示します。ET アンプは、RF 入力信号の変調振幅 (エンベロープ) に合わせて (トラッキング)、増幅器の電源電圧を変化させる高効率化技術です。

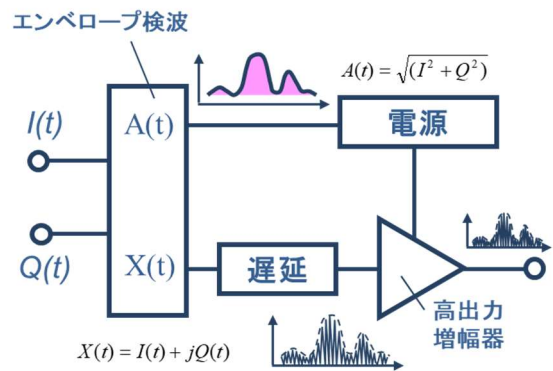


図 12 : ET アンプ回路構成図

変調電源の効率も、増幅器全体の効率に影響をしますが、ドハティアンプのように信号波長に依存した回路がないので、X 帯のような高い周波数アンプでの高効率化に有利な技術です。

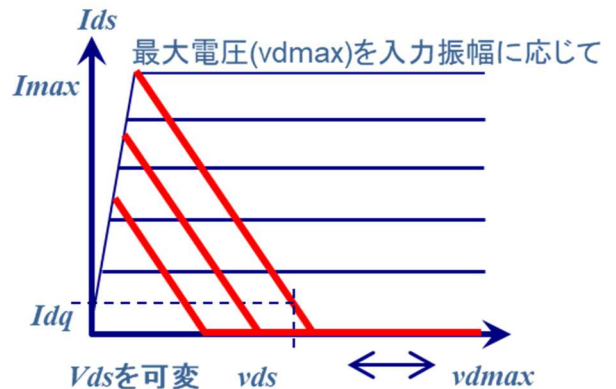


図 13 : ET アンプの負荷曲線

図 13 に、ET アンプの負荷曲線を示します。負荷曲線が平行移動するような負荷曲線になります。図 14 に、ET アンプのデバイス等価回路を示します。ET アンプを高効率に動作させるためには、 C_{ds} の変化が v_{ds} よって小さいことが重要です。

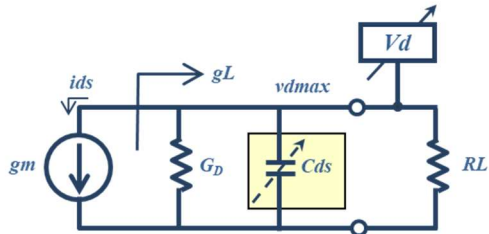


図 14 : ET アンプのデバイス等価回路

一方で、先のドハティアンプは負荷変動型の高効率化技術となります。図 15 に、ドハティアンプの負荷曲線を示します。先ほどの ET アンプと異なり、負荷曲線の傾きが変化します。

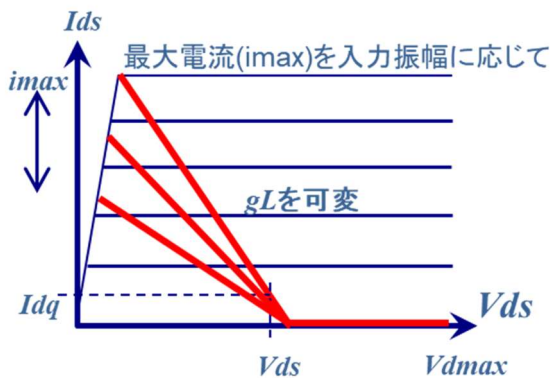


図 15 : ドハティアンプの負荷曲線

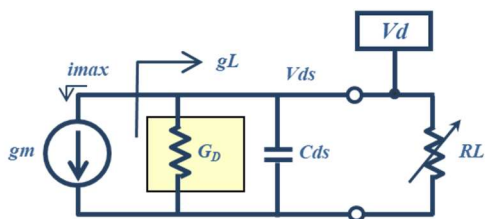


図 16 : ドハティアンプのデバイス等価回路

図 16 に、ドハティアンプのデバイス等価回路を示します。ここで高効率動作をさせるために、ドレインコンダクタンス G_p が大きなカギを占めます。

7. これからの高出力増幅器

昨年 5G がスタートしました。5G は、4G に比べ、(1)高速大容量化(2)低遅延化(3)多接続化が、さらに推

し進められ、高画質動画や自動運転など遠隔操作、高度 IoT によって豊かで快適、安全な社会に向けたインフラとして期待されています[16]。周波数帯域も周波数帯域幅も高周波化、広帯域化しています。表 4 に、世代別の対比表を示します[18]。

当面は、いわゆる Sub6 帯域でのサービスがメインとは思われますが、ミリ波 5G と言われる 28GHz 帯域も割り当てされました。これで、いよいよ無線通信もミリ波の時代が到来しました。従来ミリ波の利用は、車載レーダなど検知装置での利用に限られておりました。

世代	変調方式/名称	周波数帯域	帯域幅
3G	LTE	2.1GHz帯他	20MHz
4G	LTE-advanced	3.4~3.6GHz 4.5GHz帯	40MHz
5G	SUB6	3.6~4.1GHz	100MHz
↑	ミリ波	28GHz帯	400MHz
6G	サブテラヘルツ波	92~100GHz(*)	8GHz
↑	↑	152~164GHz(*)	12GHz
↑	↑	287.6~312.6GHz(*)	25GHz

(*) 6G特定実験試験局への割当て周波数

表 4 : 移動体通信の世代別割当て周波数比較

ミリ波は大容量、高速通信でき、装置も小型化するので、無線通信には向いておりますが、指向性が高く広いエリアへの伝搬を得意としません。アンテナ出力を大きくすることで、広いエリアを確保することは出来ます。しかしながら、高周波化するという事は、ゲート長を短くし、ドレイン耐圧を下げる必要があります。これは高出力化にとっては不利な構造となってしまう、現実的ではなくなります。また、LTE-advanced で既に実績がありますが、アンテナ構造も従来のヘリカルやダイポールといった線状アンテナから MIMO という平面アンテナに変わっていくに従い、送信系増幅器へのニーズに変化をもたらしてきております。

そこで、無線通信信号を単純に 1 つの増幅器で高出力化するのではなく、1W 以下の小電力出力増幅器を複数並列動作させて、空間で合成するようにします。結果、高出力状態を作り出して、無線通信インフラとしての役目を果たします。

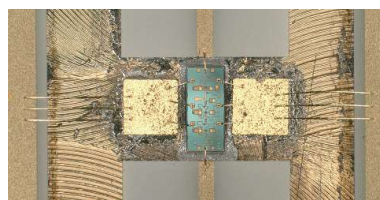
Beyond5G/6G では、さらに、(1)高速大容量化(2)低遅延化(3)多接続化は推し進められ、さらに(4)光通

信との融合(5)量子暗号化通信技術の採用など新たなテーマも提案されています[17]。無線通信帯域が sub-THz 帯域に突入し、5G までの無線通信技術の延長に、6G の無線通信装置の構想はありません。

電波と光の中間領域にあたるテラヘルツ波は電波の透過性と光の直進性を併せ持つのが大きな特徴で、また数十 GHz といった広帯域無線通信も可能です。一方で、ミリ波からさらにサブテラヘルツ波になりますと、増幅器はミリ波よりさらに大きな出力を出すことが難しくなり、広域エリアセルでの通信サービスイメージではなくなります。

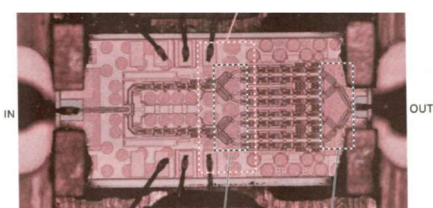
こういった電磁波の特性や関わるデバイスの得意不得意の中で、無線通信システム構造も変わっていきます。

6G の送信増幅器は、下記写真のように、半導体チップに収まっていきます[15]。プリント基板で配線、整合ができるような波長ではなくなるからです。



GaAs—MMIC

60GHz 帯増幅器



InP—MMIC

300GHz 帯増幅器

[15]

今後、100W を超えるような高出力増幅器の高性能化のニーズは、移動体通信基地局から、(a)無線電力伝送(b)レーダ装置(c)加熱装置への応用に変化していき、新たな要求性能によって、改善が続けられるようになります。

8. おわりに

本講演では、20 代や 30 代の若いエンジニアを意識して、普段あまり高周波回路や高出力増幅器の設計や評価に関わることのない方々にも分かり易く出来るように努めました。この講演を聴講頂き、少しでも高周波回路や増幅器に興味を持って頂けましたら幸いです。

9. 謝辞

このような機会を与えて頂きました MWE2021 TPC 委員会の方々に感謝致します。本書をまとめるにあたっての多くのアドバイス頂きました湘南工科

大学の伊藤先生、加保先生に感謝致します。また、本書提出期限を遅れましても我慢強くお待ち頂きました事務局のご担当者様にも感謝致します。

文 献

- [1] 伊達木隆、尾崎一幸、他 “6G に向けた無線通信技術の取り組み” 電子情報通信学会誌、vol.104 no.5 pp.420-424、May 2021
- [2] Steve C. Cripps, “RF Power Amplifier For Wireless Communications” ARTECH HOUSE, INC. 2006
- [3] John L. B. Walker, “Handbook of RF and Microwave Power Amplifier” Cambridge University Press, 2012
- [4] Peter B. Kenington, “High-Linearity RF Amplifier Design” ARTECH HOUSE, INC. 2000
- [5] Jose Carlos Pedro, Nuno Borges Carvalho, “Intermodulation Distortion In Microwave and Wireless Circuits” ARTECH HOUSE, INC. 2003
- [6] Alex Lidow, Micheal de Rooij, Johan Strydom, David Reusch, John Glaser, “GaN Transistors for Efficient Power Conversion” John Wiley & Sons Ltd, 2020
- [7] Paulo Augusto Dal Fabbro, Maher Kayal, “Linear CMOS Power Amplifier for Wireless Application” Springer Science + Business Media, 2010
- [8] Dominique Schreurs, Mairtin O’Droma, Anthony A. Goacher, Michael Gadringer, “RF Power Amplifier behavioral Modeling” Cambridge University Press, 2009
- [9] Jeol Vuolevi, Timo Rahkonen, “Distortion in RF Power Amplifier” ARTECH HOUSE, INC. 2003
- [10] Steve C. Cripps, “Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design” ARTECH HOUSE, INC. 2002
- [11] 本城和彦 “マイクロ波増幅器の基礎” MWE2017 FR1A-1、December 2017
- [12] 伊藤康之、高木直 “MMIC 技術の基礎と応用” リアライズ社、1996
- [13] Steve C. Cripps, 草野忠四郎 訳 “ワイヤレス通信用 RF 電飾増幅器の設計” CQ 出版社 2012
- [14] “GaN 系半導体デバイスの技術開発課題とその新しい応用の展望” 国立研究開発法人科学技術振興機構 低炭素社会戦略センター、2017
- [15] 濱田裕史、”化合物半導体 IC による 300GHz 帯 100Gbps 送受信機の試作” RF ワールド no.47 pp.36-47 august 2019
- [16] 萩原直彦、”第 5 世代移動体通信システム (5G) の今と将来展望” 総務省、June 2019
- [17] 総務省国際戦略局、”Beyond 5G 研究開発促進事業について” 総務省、March 2021
- [18] NTT ドコモ、”5G の高度化と 6G” ホワイトペーパー、February 2021

著者紹介

戸谷一幸

株式会社ダイレクト・アール・エフ

代表取締役社長

ktotani@directrf.co.jp