マイクロ波増幅器の基礎 -基本原理から最新の話題まで-

Fundamentals of Microwave Power Amplifier Design -From Basis to Advanced Topics-

本城 和彦

Kazuhiko Honjo

電気通信大学 先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター

和文概要

マイクロ波電力増幅器は、通信やレーダ、さらには無線電力伝送を含めたパワーエレクトロニクスな ど、エレクトロニクス全般における基本構成要素です.本講座では、このような電力増幅器に共通する 具体的構造をデバイスと回路の両面で原点に立ち返って解説し、直面する課題ならびにこれに対する解 決手法を提示します.電力増幅器の動作は、理論的に確立している線形回路理論をベースとした小信号 動作状態と、非線形回路としてトランジスタのドレーン(コレクタ)電圧・電流の波形を制御して電力 効率やひずみ特性を改善する大信号動作状態に分類できます.これらに対する理論的および実験的な取 扱い手法について初学者向けに解説します.またマイクロ波 GaN HEMT 電力増幅器を例にとり、100% の電力効率を目指す基本波・高調波回路設計手法、ならびにこれら高効率増幅器の広帯域化ならびに複 数バンド同時増幅に関する手法を解説します.さらに、高効率増幅器の原型となる飽和型増幅器は、時 間反転双対原理により、整流器としても動作することも説明し、電力増幅器理論がエレクトロニクスの 中で有する一般性について理解します.





負荷	Class J	Class F	Class-R
$Z(f_0)$	定抵抗性	力率=-1	定力率性
$Z(2f_0)$	定抵抗性	0	$\pm jX$
$Z(3f_0)$	∞	∞	$\pm jX$
バイアス条件	В	В	В
最大効率	78.5%	100 %	100 %
帯域幅	広	狭	中位

Class-R : Harmonic Reactive Termination

高効率増幅器の分類

义

Abstract

In this course, the specific structure common to such power amplifiers will be explained back to the origin by both device and circuit viewpoints, and the challenges to be faced and solutions to those will be presented. The operation of the power amplifier is analyzed both as the small signal operating state based on the theoretically established linear circuit theory, and is analyzed as the large signal nonlinear operating state. Basically the power gain and stability is improved with the linear circuit theory and the power efficiency and distortion characteristics are improved by means of controlling voltage-current nonlinear waveforms of the transistor. Theoretical and experimental handling methods for these power amplifiers using GaN HEMT's will be explained for beginners. As examples, the load circuit design method considering the fundamental and harmonic frequencies aiming at 100% power efficiency and the broadband and concurrent design method of high efficiency power amplifiers will be explained.

1.はじめに

マイクロ波電力増幅器は,通信やレーダ,さらに は無線電力伝送を含めたパワーエレクトロニクスな ど、エレクトロニクス全般における基本構成要素で す.本講座では,このような電力増幅器に共通する 課題をデバイスと回路の両面で原点に立ち返って抽 出し,基本的な動作原理と理論,直面する技術的課 題ならびにこれに対する解決手法を解説します.

2. 電力増幅器の実情と技術的課題の把握

マイクロ波電力増幅器は、トランジスタチップの 増幅特性評価治具、ロード・ソースプル測定装置、 高出力増幅器モジュール, MM I C, 内部整合回路, 増幅器装置など数々の形態をとりますが、その動作 原理や設計手法は同じです.一例として図1に示す 増幅特性評価治具では,信号源とトランジスタゲー ト電極との間に無損失の入力整合回路、トランジス タと負荷抵抗との間には無損失出力回路が其々設け られ、直流バイアスはチョークインダクタ(RFで 無限大インピーダンス, 直流での抵抗は略零) を介 して加えられます. 信号源と負荷抵抗は直流阻止キ ャパシタで直流的に分離されています. RF信号電 圧がゲート電極に加わると, RF ドレーン電流 in (ト ランジスタに流れ込む電流)が制御され,これに応じ てRFドレーン電圧 vn が生じます.負荷に流れ込む 電流は-ipなので, 負荷インピーダンス ZLは vp/-ipに より周波数毎に定義されます. 電圧と電流の位相差 が180度で一定(逆相)の場合は、純抵抗負荷とな り、負荷線は直線となります.

ところが,実際の電圧電流波形を入出力電力特性 の各電力レベルに応じて計算してみると、図2に示 すように,信号レベルが大きくなると電圧電流位相 差は180度からずれていくことが分かります[1].



図1 増幅器の一般的構成と動作



電力増幅器の入出力電力特性と電圧電流波形



図2

図3 図2の電圧電流波形から求めた動的負荷線

電圧と電流の時間周期波形から、それぞれ電流・ 電圧の座標を読み取り、トランジスタ I V 特性上に プロットすると、図3に示す動的負荷線が得られま す.マイクロ波増幅器では負荷インピーダンスは純 抵抗とはならず一般に楕円状になり、大信号状態で は波形はさらに歪みます. トランジスタの内部消費 電力は瞬時消費電力の時間平均値となりますが. 図 3中にL字型で示す理想負荷線が実現されると,電圧 が生じているときには電流は零で、電流が流れてい るときには電圧は零であるため時間平均消費電力は 零となりトランジスタは発熱しません。このとき高 調波電力が無効電力化処理されていれば、ドレーン 効率は100%となります. 図2中Eからも分るよう に電流波形、電圧波形ともに高調波成分を含み、こ れは前述したように高調波負荷インピーダンスの存 在と同義で、これらの制御が高効率化達成には重要 であることが分かります.

図4にGaN HEMT の静特性と直流消費電力が示されています. IV特性上の各点にバイアスを固定すると、それぞれにおいて直流消費電力が異なりデバイスのチャンネル温度も異なります.バイアス点に



図4 GaN HEMT の静特性と直流消費電力

応じたデバイスパラメータを抽出する際に, チャネ ル温度が異なったパラメータを抽出してしまうこと になるので注意が必要です.またデバイスの温度時 定数は熱抵抗と熱容量(実際は多段回路で表現され る) で決まりますが, 通常は数十マイクロ秒程度あ り, 搬送波そのものには追従しないが, 数 Mbps から 数十 Mbps の変調波とは干渉するという問題(熱メモ リ効果)が生じます[2]. なお図4中には高効率増幅 器のマイクロ波動的負荷線の例も表示されています が、この動的負荷線の平均の消費電力(発熱)に対 応したチャネル温度でのデバイスパラメータを用い て回路設計する必要があります.パラメータ抽出は、 温度制御された恒温槽内で熱応答が追従しない短パ ルスを用いて行われます. また図 2 からも分るよう に回路が線形となる小信号状態と回路が非線形とな る大信号状態に分かれます.線形回路理論は確立し た理論であり、非線形回路理論は種々工夫が必要で 研究が進められています.

3. 線形回路理論による電力利得の把握

能動素子はバイポーラトランジスタ系と電界効果 トランジスタ(FET)系の2種類に大別できます. バイポーラ系では図5に示すように,低入力抵抗で 導入された入力電流が,そのまま高抵抗の出力側に 現れることにより、出力側が整合されたときに得ら れる出力有能電力と正味入力電力(入力回路発熱量) の比が大きくとれることが電力増幅発生の原理です. このときのメカニズムである電流の抵抗遷移

(Transfer Resister) が Transistor の語源です.

一方FET系では図6に示すように、電子管と同様、入力電流により生ずるゲート端子電圧によって 出力電流が変調されます.このときの出力有能電力 と正味入力電力の比は、出力抵抗と入力抵抗の比と 相互コンダクタンスの自乗に比例し、この意味でト ランジスタの範疇に入ります.







図6 FETの電力利得発生の原理

能動素子に対しては、入力抵抗をできるだけ小さ く、出力抵抗(出力コンダクタンス)をできるだけ 大きく(小さく)するとともに、入力容量をできる だけ小さくし、相互コンダクタンスをできるだけ大 きくすることが重要です.

電力利得の一般的表現をするために、同じ増幅器 を図7で示すS行列とY行列で表現します. S行列で用いる入射電力波 a_1 ,反射電力波 b_1 とY行 列で用いる入力端子フェーザ電圧 $V_1 = V_1^+ + V_1^-$ と入力 端子フェーザ電流 $I_1 = (V_1^+ - V_1^-)/Z_0$ の間には(1)式の 関係があります.ただし V_1^+, V_1^- はそれぞれ電圧進行 波、電圧後進波で、 $a_1 = V_1^+/\sqrt{Z_0}$ $b_1 = V_1^-/\sqrt{Z_0}$ です.

$$a_{1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{1}}{\sqrt{Z_{0}}} + \sqrt{Z_{0}} I_{1} \right) \qquad b_{1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{1}}{\sqrt{Z_{0}}} - \sqrt{Z_{0}} I_{1} \right)$$
(1)

正味入力電力 P_{1NET} は電力波, 端子電圧電流を用いて, $P_{1NET} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = \frac{1}{2} (I_1 V_1^* + I_1^* V_1) = \operatorname{Re}(I_1 V_1^*)$ (2) 同様に正味出力電力 P_{2NET} も $|b_2|^2 - |a_2|^2$ となります.



図7 S行列とY行列

以上より,正味出力電力と正味入力電力の比を電力 利得 G_Pと定義すると,

$$G_{P} = \frac{|b_{2}|^{2} - |a_{2}|^{2}}{|a_{1}|^{2} - |b_{1}|^{2}} = \frac{-I_{2}V_{2}^{*} - I_{2}^{*}V_{2}}{I_{1}V_{1}^{*} + I_{1}^{*}V_{1}} = \frac{\operatorname{Re}(-I_{2}^{*}V_{1})}{\operatorname{Re}(I_{1}^{*}V_{1})}$$
(3)

と表現でき,信号源反射係数 Γ_{s} ,入力反射係数 Γ_{IN} , 出力反射係数 Γ_{OUT} ,負荷反射係数 Γ_{L} には以下の関 係があるので, G_{P} は(4)式のようにも表現できます.

$$\Gamma_{S} = \frac{a_{1}}{b_{1}} \qquad \Gamma_{IN} = \frac{b_{1}}{a_{1}} \qquad \Gamma_{OUT} = \frac{b_{2}}{a_{2}} \qquad \Gamma_{L} = \frac{a_{2}}{b_{2}}$$

$$G_{P} = \frac{|b_{2}|^{2} - |a_{2}|^{2}}{|a_{1}|^{2} - |b_{1}|^{2}} = \frac{|S_{21}|^{2} (1 - |\Gamma_{L}|^{2})}{|1 - S_{22} \Gamma_{L}|^{2} (1 - |\Gamma_{IN}|^{2})}$$
(4)

しかしながら、入力電力を単にトランジスタに入 力される正味電力として捉えるよりも、信号源が供 給できる最大の電力を意味する信号源有能電力 P_{AVI} として捉えた方が、システム全体の最適化の指標と いう観点では実用に近い状態になります.この場合、 信号源有能電力を増幅器が有効に使いきっているか 否かは新たな別の問題です.なお信号源有能電力は、 ノルトンの定理から得られる短絡電流 $I_{\rm S}$ と信号源ア ドミタンス $Y_{\rm S}$ 、または信号源反射係数 $\Gamma_{\rm S}$ から以下の ように求まります.

$$P_{AV1} = \frac{|I_s|^2}{4\operatorname{Re}[Y_s]} = \frac{|I_s|^2}{4Y_0\operatorname{Re}\left(\frac{1-\Gamma_s}{1+\Gamma_s}\right)} = \frac{|I_s|^2|1+\Gamma_s|^2}{4Y_0(1-|\Gamma_s|^2)} \quad (5)$$

また負荷側もインピーダンス整合条件が常時維持 されている場合と、50 Ω で一定である場合とでは電 力の値が異なります.そこで、図8に示されたよう に、トランスデューサ電力利得 G_{T} ,有能電力利得GA,および最大有能電力利得 G_{AMAX} の3つの電力利 得が定義されます.このなかで最も有効でよく使わ れる指標は、最大有能電力利得 G_{AMAX} で、信号源側 と負荷側で共役インピーダンス整合が同時に成り立 っているときの電力利得です.



図8 トフンステューサ電力利得,有能電力利得と 最大有能電力利得

 G_{AMAX} は入力側と出力側の両方における共役整合条件である $\Gamma_{S}=\Gamma_{IN}^{*}$ と $\Gamma_{L}=\Gamma_{OUT}^{*}$ を連立させて二次方程式の根から求めることができ、(6)式で表される. G_{AMAX} は増幅器の限界電力利得を表しています.

$$G_{AMAX} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$$
(6)

(6)式中のKは、Kファクタと呼ばれ1より大きな値 も、小さな値もとりえます.K<1はトランジスタ の内部帰還による不安定性から生じますが、もとも と実数で定義された G_{AMAX} の値は虚数となり、(6)式 は使用できなります.このため(6)式において K=1 の ときの G_{AMAX} を最大安定電力利得 MSG として定義 します.

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \qquad MSG[dB] = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \tag{7}$$

MSG は図9の増幅器の出力側完全反射時のループ 利得を,減衰器により(8)式に示すように零に抑えた ときの順方向電力利得 $10\log|S_{21}|^2 - L$ と一致します.

$$\frac{10\log|S_{21}|^2 - L}{10\log|S_{12}|^2 - L} \Rightarrow 0 \tag{8}$$



図9 出力端子が完全反射した場合の安定性確保

K<1の状態は、逆方向の利得となる S12 の存在に より生じ、トランジスタ内部の寄生容量や寄生インダ クタンスによる帰還回路の形成が原因です. そこで 電力利得を計算するときに、図10に示すようにトラ ンジスタのドレーン・ソース間容量 C_{DG} を,相反回 路(y₂₁=y₁₂)である並列外部インダクタにより常に 中和(並列共振)させることにすると,計算上増幅 器は単方向化され安定化します.単方向化は能動素 子内部に複雑な帰還回路を有していても計算上実施 することができ、この時の電力利得をメイソンのユ ニラテラル電力利得Uと呼びます. なお電力利得が 1となる場合には帰還回路の有無が利得に影響を与 えないため,0dB 利得の周波数(最大発振周波数 fmax) は U から求めても、G_{AMAX}から求めても同じ値とな ります.表1にSパラメーラ,Yパラメータによる G_{AMAX}, MSG, およびUの表式を示します.



図10 内部帰還素子の中和による単方向化

表1 G_{AMAX}, MSG, およびUの表式

	Y parameter	S parameter
Maximum Available Power Gain G _{AMAX}	$x = \frac{\frac{ y_{21}/y_{12} }{x + \sqrt{x^2}}}{ y_{21}y_{12} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21}) - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}$	$\frac{\left \frac{S_{21}}{S_{12}}\right \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)}{K = \frac{1 - S_{11} ^2 - S_{22} ^2 + S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} ^2}{2 S_{12} S_{21} }$
Maximum Stable Power Gain MSG	$\frac{y_{21}}{y_{12}}$	$\frac{ S_{21} }{ S_{12} }$
Mason's Unilateral Power Gain U	$\frac{ y_{21}y_{12} ^2}{4\{\operatorname{Re}(y_{11})\operatorname{Re}(y_{22})-\operatorname{Re}(y_{12})\operatorname{Re}(y_{21})\}}$	$\frac{\left \frac{S_{21}}{S_{12}}-1\right ^2}{2K\left \frac{S_{21}}{S_{12}}\right -2\operatorname{Re}\left(\frac{S_{21}}{S_{12}}\right)}$

4. 半波整流電流波形に対する電圧波形最適化

電力増幅器に入力する信号レベルが、大信号レベ ルに達すると、高調波の発生を伴う非線形動作トな り、出力波形整形による増幅器設計が行われます. このとき、ゲート直流バイアスをドレーン直流電流 カットオフ点に置くB級バイアスを実施し、半波整 流電流波形の存在を前提とすることが基本です.

図11に4次高調波までを含む規格化ドレーン半波 整流電流と、直流ドレーン電圧 $V_{\rm D}$ を中心として零と $2V_{\rm D}$ の間の無ひずみ規格化ドレーン電圧を考えます. この状態では、電流成分には直流、基本波、二倍波 と四倍波が存在し、電圧成分としては直流と基本波 成分のみが存在します.したがって規格化基本波負 荷インピーダンスは1となり、規格化二倍波および 四倍波負荷インピーダンスは零となります.

トランジスタ時間平均消費電力は(9)式で計算され、 最右辺第一項は直流消費電力、第二項は基本波出力 電力となり、ドレーン効率 η_D は $\pi/4$ (=78.5%)とな ります.このようにB級増幅器は単にB級バイアス するだけでは高効率は得られず、高調波負荷インピ ーダンスの調整が必要です.



図11 B級増幅器の電圧・電流波形

B級増幅器のドレーン電圧に 1-sin θ の項を掛けて図 12 のように歪ませると,規格化負荷インピーダンス は基本波に対して 1+j で,二倍波に対しては-j3π/4, 4 倍波に対しては零となります.この場合のドレー ン効率 $η_D$ はB級増幅器と同様 78.5%となり[3] [4], B級増幅器の,負荷の変動に対する耐性(負荷デザ インスペース)を示しています.



図12 変形 B級増幅器の電圧・電流波形

J級増幅器は図 13 に示されるように、規格化ドレ ーン電圧を(1- $\alpha \cos \theta$)(1- $\beta \sin \theta$)(1+ $\gamma \cos \theta$)と表し た波形で表されます.周波数毎の電圧と電流成分の 比をとり、規格化インピーダンスが定義されます[4]. $\alpha = \beta = 1$, で $\gamma = 0$ とすると,図 12 の変形B級動作と同 じです.図 14 に $\alpha = \beta = 1$, で $\gamma = 0.2$ のJ級増幅器と 変形 B級増幅器の負荷インピーダンスの比較を示し ます.J級増幅器では、二倍波インピーダンスがス ミスチャート外周から内側に入り回路設計し易いと 言えますが、第二高調波で損失を生じていることが 分ります.また基本波インピーダンスも低抵抗側に シフトしています. $\gamma = 0.2$ のJ級増幅器のドレーン 効率は 69.7%となり、B級増幅器より低下します.









図 14 J級増幅器 (γ=0.2)の規格化負荷インピーダンス

5. エネルギーバランスによる負荷最適化

一般化したひずみ交流理論を用いてトランジスタ ドレーン電流とドレーン電圧を(10)式で表します. 但 し高調波における電流と電圧の位相差は±90°とし て直交化されています.

$$i_{d}(t) = I_{DC} + \sqrt{2}I_{1}\sin\omega_{o}t + \sum_{n=2}\sqrt{2}I_{n}\sin\left(n\omega_{0}t + \varphi_{n}\right)$$
$$v_{d}(t) = V_{DC} + \sqrt{2}V_{1}\sin\left(\omega_{o}t + \theta_{1}\right) + \sum_{n=2}\sqrt{2}V_{n}\sin\left(n\omega_{0}t + \varphi_{n} \pm \frac{\pi}{2}\right)$$
(10)

位相差-90°の容量性負荷のみを用いる場合が E 級 高調波負荷となり,誘導性負荷と容量性負荷が混在 を許容するのが R 級高調波負荷となります[5].特に 零インピーダンスの偶数次高調波負荷と無限大イン ピーダンスの奇数次高調波負荷を有する場合は,F 級高調波負荷となります.いずれの場合もトランジ スタでの消費電力は,高調波に関しては全て無効電 力化あるいは零となり,直流と基本波のみから表現 されます.

$$P_{ave} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d i_d dt = V_{DC} I_{DC} + V_1 I_1 \cos \theta \Longrightarrow 0$$
(11)

(11)式右辺が零となるように V_{DC} , I_{DC} , V_{I} , I_{I} , および θ を調整してトランジスタでの消費電力を零と sure ば、ドレーン効率 η_{D} は 100%となります. cos θ は力 率と呼ばれ、 V_{I} と I_{I} の値を大きく保つことと並んで 効率最適化のための重要なファクタとなります[5].



図15 F級増幅器(左)とE級増幅器の電圧・電流波形

F級増幅器の場合は $\cos \theta = -1$ です. (12)式で表され るF級増幅器の電流・電圧波形を図 15 (左),(13)式 で表されるE級増幅器の電流・電圧波形を図 15 右側 に示します.ともに電流と電圧の波形の重なりはな いが,基本波電流と電圧の位相差が異なっています. (F級増幅器の電流・電圧)

$$i_{d}(t) = \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2}\sin\omega_{0}t - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{5}\frac{\cos 2n\omega_{0}t}{4n^{2}-1}$$
$$v_{ds}(t) = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sin\omega_{0}t + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{9}\frac{\sin(2n+1)\omega_{0}t}{2n+1}\right]$$
E 級増幅器の電流と電圧) (12)

$$i_{d}(t) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \cos \omega_{0} t + \left(\frac{2}{\pi} + \frac{\pi}{4}\right) \sin \omega_{0} t - \sum_{n=1}^{5} \left\{ \frac{\cos 2n\omega_{0}t}{4n^{2}-1} + \frac{1}{\pi} \frac{4n \sin 2n\omega_{0}t}{4n^{2}-1} - \frac{1}{\pi} \frac{2\sin(2n+1)\omega_{0}t}{2n+1} \right\} \right]$$
$$v_{ds}(t) = \frac{1}{\pi} + \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{4}\right) \cos \omega_{0} t - \frac{1}{2} \sin \omega_{0} t + \sum_{n=1}^{5} \left\{ \frac{\sin 2n\omega_{0}t}{2n(4n^{2}-1)} - \frac{1}{\pi} \frac{2\cos 2n\omega_{0}t}{4n^{2}-1} + \frac{1}{\pi} \frac{2\cos(2n+1)\omega_{0}t}{(2n+1)^{2}} \right\}$$
(13)



インピーダンスデザインスペース

F級増幅器とR級増幅器の基本波および高調波の 負荷インピーダンスをスミス図上に示したのが図 16 です.高調波に関してはともにスミス図外周上にあ り完全反射状態であり,基本波に関しては等力率線 上にあり[6],J級増幅器とは大きく異なっています.

6. 高調波リアクタンス制御と高効率設計

これまで述べてきたように、大信号増幅器設計は、 トランジスタの電流源からみた基本波と高調波の負 荷インピーダンスを制御することを意味します. 一 般には真性トランジスタと負荷回路との間には寄生 素子が介在しているため、寄生素子を考慮した高効 率設計が必要です. 100%のドレーン効率を目指す増 幅器では、高調波の完全反射を実現するため、図 17 に示すように負荷回路には必ず高調波短絡回路を並 列に設けます. このため高調波に限っては純リアク タンス回路網となるので零点と極を交互にもちます. これら極・零点の周波数をF級動作の高調波周波数 に一致させ、さらに寄生素子によるダミー極ωDを一 つ与えることで(14)式で示す目標インピーダンス関 数 Z_{OBJ}(s) を設定することができます[8].

$$Z_{OBJ}(s) = \frac{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5}{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + a_6 s^6}$$

= $\frac{b_5}{a_6} \frac{s(s^2 + (2\omega_0)^2)(s^2 + (4\omega_0)^2)}{(s^2 + (\omega_0)^2)(s^2 + (5\omega_0)^2)}$ (14)

一方図17の梯子型回路のインピーダンスは連分数 インピーダンス関数Z₁(*s*)と直ちに表現できます.



 $Z_{OBJ}(s) & Z_L(s)を同一にすることがF級負荷回路の$ 設計作業であり、(14) 式を連分数化して係数比較することにより直ちにF級増幅器の回路パラメータが求まります[7]. また図 17 の集中定数回路は,図 18の分布定数回路に変換でき、マイクロストリップ線路等でF級負荷回路を実現できます.



図 17 寄生素子を補償する集中定数 F級回路



図18 分布定数化F級回路

一方 R級増幅器は図 19に示すように周波数 f_a での 四分の一波長開放スタブ短絡点と電気長 θ_a から f_a で の純リアクタンス値を決定し、次に f_b での短絡点と θ_a , θ_b , 前記 fa 用スタブから f_b での純リアクタンス 値を決定します. 基本波のインピーダンス整合は, 上記 4本の伝送線路で構成される基本波残留リアク タンスを含めて設計されます. 図 19 において f_a を第 二高調波, f_b を第三高調波と考えると, 3次高調波 までを処理するR級負荷回路となります[10]. 一方図 19 により, 複数バンドにおける高調波リアクティブ 終端条件を順繰りに実現し, 高効率増幅帯域の広帯 域化を計ることもできます.



7. R級 GaN HEMT 高効率電力増幅器の例

図 20 は GaN HEMT チップの基本波における最適 ソースインピーダンスと最適負荷インピーダンスを 固定した状態で,第二高調波ソース/ロードプルシミ ュレーションした結果です.一般にソース側,負荷 側ともに短絡付近で PAE (付加電力効率)の最大値 と最小値が接近し 8%程度の落差が存在します.ちな みに PAE とは,増幅器が付加する電力 P_{out} - $P_{in} \ge P_{DC}$ の比で定義され, $\eta_D(1-1/G_P)$ を意味します.第二高 調波インピーダンスを最適値付近に設定すると,帯 域が狭くなる現象が生じます.これを避けるため, 第二高調波のソースならびに負荷インピーダンスは, 規格化スミス図の j(Ω)付近に設定しています.

図 21 は試作した GaNHEMT R 級増幅器の等価回路 図および写真です.入力側および出力側ともにバイ アス給電回路と 2f₀ における短絡点を発生する回路 とを共用化していますが,等価回路は基本的に図 19 の R 級増幅器と同じで,設計法も同じです.この増 幅器は 2GHz において 85%のドレーン効率,80%の PAE,70W の出力が得られています.また 70%以上の PAE が比帯域 22%の広帯域で得られています[9].

なお、増幅器の低ひずみ化は、バイアス給電回路 の低周波帯インピーダンスの低減による電気メモリ 一効果除去や熱メモリー効果補償電気回路[2]を設置 するとともに、 AM/AM, AM/PM 増幅特性の逆特性 を発生するアナログやデジタル型式のプリディスト ータを前段に設置することで実現できます[11].



図 21 2GHz 帯 GaN HEMT 電力増幅器



図 22 入出力電力特性実験値 (2GHz)



図 20 GaNHEMT の第二高調波ソースプル(上)と 第二高調波ロードプル(下)シミュレーション



図23 R級電力増幅器の帯域特性実験値

7. コンカレントデュアルバンド化

第五世代移動体通信システムでは複数の周波数の 異なった無線システムに同時(コンカレント)にア クセスすることが求められ,電力増幅器にも複数帯 域を低ひずみ,高電力効率で同時増幅することが求 められます.一般に f₁, f₂の複数周波数をメモリー効 果を有する非線形システムに入力すると±nf₁±mf₂ の信号が発生するとともに,強い信号が弱い信号を 駆逐する弱肉強食の状態となります.これらを避け るために増幅器には高調波を発生しないことと,最 適化された電圧・電流波形を乱さないことが求めら



図 24 コンカレントデュアルバンド電力増幅器

れます. R級増幅器にはもともと高調波成分は増幅 器内部で短絡されているため出力されないという特 徴があり、さらに図 24 に示すように高アイソレーシ ョンで分波することにより基本波を除く不要な $\pm nf_1$ $\pm mf_2$ 成分を全て遮断することができます[14].

8. 時間反転双対原理 一増幅器と整流器--

端子の電圧電流が v(t), i(t)と表されたとき v(-t), -i(-t)となる状態を時間反転双対と呼びます[13].時間 反転双対回路では表 1 に示すように電力の流れが逆 転します.時間反転双対波形は一般に無損失回路に おいて信号を逆側から注入すると実現できます.電 力分配器が電力合成器としても使えることはその一 例です.増幅器は直流をRF信号に変換する機能を 有しますが,電力のフローを逆転させると RF電力が

電圧電流双対	基の回路	時間反転双対
N^*	Ν	$N^{\#}$
$v^*(t) = i(t)$	v(t)	$v^{\#}(t) = v(-t)$
$i^*(t) = v(t)$	i(t)	$i^{\#}(t) = -i(-t)$
$p^*(t) = p(t)$	p(t)	$p^{\#}(t) = -p(-t)$
$L^* = C$	L	$L^{\#} = L$
$C^* = L$	С	$C^{\#} = \mathbf{C}$
$R^*(t) = G(t)$	R(t)	$R^{\#}(t) = -R(-t)$

表1 時間反転双対と電圧電流双対

DC 電力に変換される整流器となります. 図 25 はE 級増幅器の電圧電流波形を基準として,電圧電流双 対である逆E級増幅器と,時間反転双対であるE級 整流器の関係を示しています.電圧電流双対回路で は単に電流と電圧の波形が入れ替わるだけですが, 時間反転双対では電流の向きが逆で,時間反転した 電圧と電流の波形となります.整流器では負荷が電 源となっていることが分かります.



図 25 E級増幅器と時間反転双対のE級整流器

第5章で述べた高効率電力増幅器は図26の回路構成 で表されますが、入力信号ならびに入力回路をトラ ンジスタスイッチングのための制御回路と考えると、 飽和動作時には簡略化され、図27(a)のように理想ス イッチを用いた回路で表されます.この回路の時間 反転双対は、同じ回路に逆から信号を注入してスイ ッチのタイミングを反転することにより実現され、 電力フローが逆転し高効率整流器動作を行います.









図 28 高効率増幅・整流共用モジュール (5.4GHz)

トランジスタにはドレーン・ソース間容量 C_{DG}のような寄生帰還素子が内部に含まれており,外部同期 回路を設けなくても内部帰還と信号源インピーダン スの制御により反転スイッチング動作が実現できま す.図28は電圧制御により最適化ソースインピーダ ンスを実現できる 5.4GHz 帯R級増幅/整流共用モジ ュールであり,増幅器モードで76%のドレーン効率, 整流器モードで66%のRF-DC変換効率が実現できて います[12].このように,高効率の増幅器が実現でき ると高効率整流器も同様に実現できます.これによ り双方向の無線電力伝送が実現できます.また取扱 い電力はパルス幅変調を用いることにより電力効率 を低下させずに調整することができます.

9.おわりに

本講座では高効率電力増幅器を実現する上で必要 な基礎知識を,なるべく現実に直面する課題に沿っ て説明しました.古典的な線形回路理論と三角関数 列を用いた大信号波形整形理論により増幅器の高利 得化,高効率化の方向が確認できます.さらに高効 率増幅器と高効率整流器は時間反転双対原理により 同一設計手法が適用できることを示しました.また これらの原理をマイクロ波に展開する場合の技術的 課題について実例を示しながら解説しました.内容 が多岐にわたり高密度実装原稿となりましたが,皆 様の今後の研究開発の一助になれば幸いです.

最後に、本解説で紹介したコンカレントデュアルバンド増幅器の開発は平成29年度総務省電波利用料研究開発により実施されました.また高効率増幅整流共用モジュールの開発は平成26年度総務省 SCOPE により実施されました.

文

[1] 本城,"マイクロ波半導体回路 基礎と展開" 日刊工業新聞社,1993 年

[2] R.Ishikawa, J.Kimura, K.Honjo,"Analytical Design Method for a Low-Distortion Microwave InGaP/GaAs HBT Amplifier Based on Transient Thermal Behavior in a GaAs Substrate," IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol.3, No.10, pp.1705 -1712, Oct. 2013

[3] S.C.Cripps, P.J.Tasker, A.L.Clarke, J.Lees, J.Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," IEEE Microwave and Wireless Components Letters,vol.19, No.10, pp.665-669, Oct. 2009

[4] Z.Hu, C. Huang, et al,"C-Band General Class-J Power Amplifier Using GaN HEMT," IEICE ELEX, vol.13, No.12. pp.1-6, Dec. 2016.

[5] 本城,高山,石川,"マイクロ波電力増幅器の 統一的設計理論とその応用,"電子情報通信学会論 文誌,J97-C/12, pp.456-462,2014年12月

[6] Kazuhiko Honjo, Ryo Ishikawa, Yoichiro Takayama," Ultra High Efficiency Microwave Power Amplifier for Wireless Power Transmission," 2012 European Microwave Conference Proceedings, pp. 1339-1342, Oct.2012

[7] Kenta Kuroda, Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo," Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.58, No.11, pp. 2741-2750, Nov.2010

[8] Osamu Miura, Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo," Parasitic-Element Compensation Based on Factorization Method for Microwave Inverse Class-F /Class-F Amplifiers," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.22,No.10,pp.1-3, Oct. 2012

[9] Jun Enomoto, Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo," Second Harmonic Treatment Technique for Bandwidth Enhancement of GaN HEMT Amplifier With Harmonic Reactive Terminations," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, PP/ 99, 1-6, May 2017

[10] Masahiro Kamiyama, Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo," 5.65-GHz High-Efficiency GaN HEMT Power Amplifier with Harmonics Treatment up to Fourth Order," IEEE Microwave and Wireless Components Letters,vol.22,No.6,pp.315-317, June 2012.

[11] Akihiro Ando, Yoichiro Takayama, Tsuyoshi Yoshida, Ryo Ishikawa, and Kazuhiko Honjo," A predistortion diode linearizer technique with automatic average power bias control for a class-F GaN HEMT power amplifier," IEICE Transactions on Electronics, vol.E94-C,No.7,pp.1193-1198, July 2011.

[12] Kazuhiko Honjo, Ryo Ishikawa," High Efficiency GaN HEMT Power Amplifier/Rectifier Module Design Using Time Reversal Duality," 2015 IEEE Compound Semiconductor IC Symposim, pp. 227-230, Oct.2015

[13] D.C. Hamil, "Time reversal duality and the synthesis of double class E DC-DC converter," 21st Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, San Antonio, pp.512-521, 1990.

[14] Kazuhiko Honjo, Yoichiro Takayama, Ryo Ishikawa," Concurrent Dual-Band Amplifier Design Technique for 5G Wireless Systems," 12th Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics, Aug. 2107