

マイクロ波増幅器の基礎

Fundamentals of Microwave Amplifiers

高山洋一郎

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

Yoichiro Takayama

Advanced Wireless Communication Research Center, University of Electro-Communications

Chofu-Shi, Tokyo 182-8585 Japan

Abstract - In advanced wireless communication systems, microwave amplifiers are key components determining the quality of transmission signals, power consumption, and realization of compact size. This lecture explains the topic of microwave impedance matching, which is basic design process for a microwave amplifier. Then, basic power amplifying operations and nonlinear distortion behaviors of microwave power amplifiers are explained.

1. はじめに

ワイヤレス通信においてマイクロ波増幅器はキーテクノロジーである。マイクロ波低雑音増幅器の設計では、最小雑音指数を実現する最適信号源インピーダンスに整合する入力回路、電力増幅器の設計では、出力電力、電力効率、ひずみ特性を考慮した最適信号源及び負荷インピーダンスに整合する入出力回路の実現が課題となる。

現在、マイクロ波増幅器の開発設計に際しては回路シミュレータが利用されるが、シミュレータは増幅器の動作モードの情報や回路構成法を与えることはできないため、用途に応じた各種条件・特性を勘案して回路設計者が決定しなければならない。

その第一歩は、トランジスタの評価であり、増幅回路の設計ではインピーダンス整合回路の構成法及びその振る舞いの理解である。更に電力増幅器の設計においては、電力効率及びひずみ特性が重要な課題となり、増幅器の高効率動作及びひずみ発生動作及びその特性についての理解が求められる。

本稿では、マイクロ波回路を設計する初心者にとって最も重要な基礎技術について解説する。第2章ではマイクロ波トランジスタの回路応用に有用なトランジスタ特性のパラメータ評価について、第3章

では、マイクロ波回路設計の基礎となるリアクタンス形インピーダンス整合回路の基本技術及びその増幅器応用について、スミス図表を利用しながら具体的な例を交えて解説する。第4章では、トランジスタ電力増幅器の大信号非線形動作の基本的な特性振る舞いを、第5章は、トランジスタの非線形性及び増幅器のひずみ特性について基礎的な解説を行なう。

2. マイクロ波トランジスタの評価

マイクロ波増幅器用に用途に合わせて様々なトランジスタが製品化されている。デバイス評価及び回路応用の観点から、多くの有用なマイクロ波特性パラメータが小信号Sパラメータ値から得られる。

2.1 トランジスタ評価パラメータ

マイクロ波増幅利得には、通常、電力利得を用いる。トランジスタの基本増幅利得は最大有能電力利得 G_{\max} (Maximum available power gain: MAG)

$$G_{\max} = \begin{cases} \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right), & K > 1 \\ \left(G_S = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \right), & K \leq 1 \end{cases}$$
$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \quad \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (1)$$

及び最大単方向電力利得 U (Maximum unilateral power gain)

$$U = \frac{|S_{21}/S_{12}-1|^2}{2K|S_{21}/S_{12}-2\text{Re}(S_{21}/S_{12})|} = \frac{|y_{12}-y_{21}|^2}{4(\text{Re}[y_{11}] \cdot \text{Re}[y_{22}] - \text{Re}[y_{12}] \cdot \text{Re}[y_{21}])} \quad (2)$$

である[1]. K は安定化係数であり, $K \geq 1$ が回路の絶対安定の条件である. G_{Amax} は入出力整合を取ったときの電力利得, U は無損失かつ相反的な帰還回路を付加して $S_{12}=0$ かつ入出力整合をとったときの電力利得である. $K < 1$ では G_{max} は定義できないため最大安定利得 G_S (Maximum stable gain: MSG)を定義する. 通常, 測定される増幅器の電力利得は信号源から供給可能な電力 P_{IA} 即ち信号源から整合負荷に供給される電力に対する負荷に供給される電力 P_O の比である. この電力利得を変換器電力利得 G_T (Transducer power gain)と呼ぶ.

$$G_T = P_O/P_{\text{IA}} \quad (3)$$

通常, トランジスタは周波数が低い領域では K は1より小さいが, 高周波域で1より大きくなり, 絶対安定となる. K が1より小さい周波数域では増幅帯域外を含めた回路条件の適切な設定により安定化を計りスプリアス発振などの不安定状態を抑える.

GaAs MESFETのSパラメータ測定値例を図1に, このSパラメータ値から計算した U , MAG, MSG及び $|h_{21}|$ を図2に示す. トランジスタの高周波性能を表す電流利得遮断周波数 f_T 及び最大発振周波数 f_{max} はそれぞれ $|h_{21}|$ 及び U (または G_{max}) が1となる周波数で定義される. 次章で示すようにこれらの周波数特性はほぼ-6dB/Octaveで減少するため, 図2において直線で外挿することにより利得が1(0dB)となる周波数から $f_T=15\text{GHz}$ 及び $f_{\text{max}}=48\text{GHz}$ を得る.

2.2 トランジスタの小信号等価回路

トランジスタ構造解析, 周波数特性の予測などのデバイス評価及び回路解析・設計には等価回路解析が利用される. 図3にGaAs FET, 図4にバイポーラトランジスタの小信号等価回路の例を示す. 破線内は真性FETである.

FETの図3に示す等価回路真性FETのソース接地2端子対 y パラメータは次式で与えられる[1].

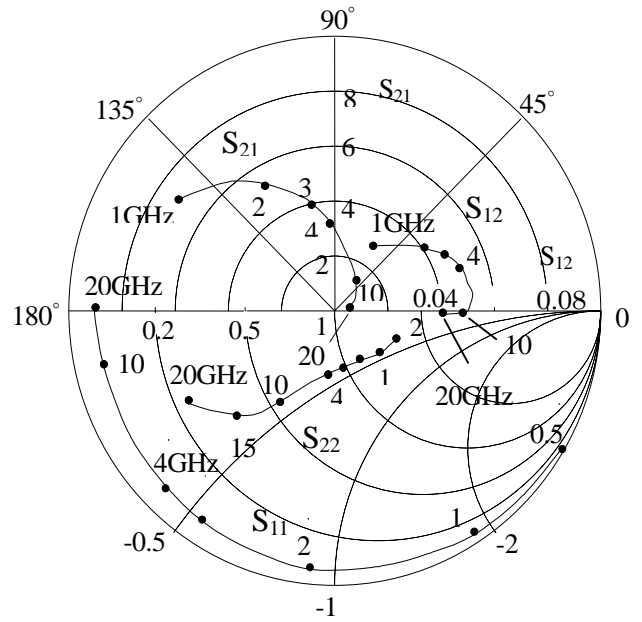


図1 GaAs MESFETのSパラメータ測定値例 (ゲート長 $0.5 \mu\text{m}$, ゲート幅 1.5mm ; $V_{\text{ds}}=9\text{V}$, $I_{\text{ds}}=140\text{mA}$)

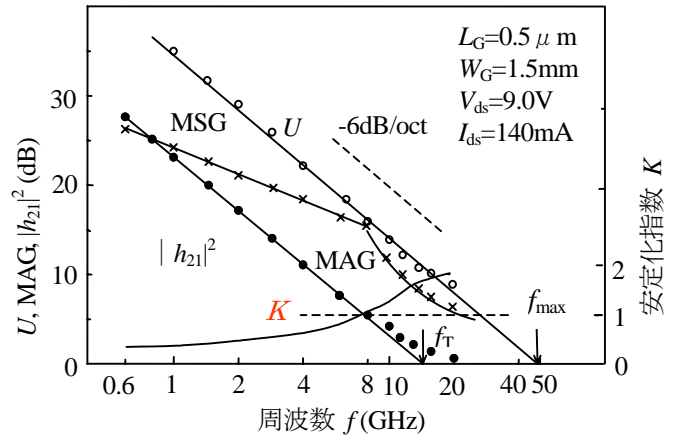


図2 Sパラメータから求めたGaAs MESFETの周波数特性

$$\begin{aligned} y_{11} &= j\omega(C_{gs} + C_{gd}), & y_{12} &= -j\omega C_{gd} \\ y_{21} &= g_m - j\omega C_{gd}, & y_{22} &= g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)を用いると

$$|h_{21}| = \left| \frac{y_{21}}{y_{11}} \right| \cong \frac{g_m}{\omega C_{gs}}$$

となるから, 電流利得遮断周波数 f_T は $|h_{21}|=1$ の周波数の定義により

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (5)$$

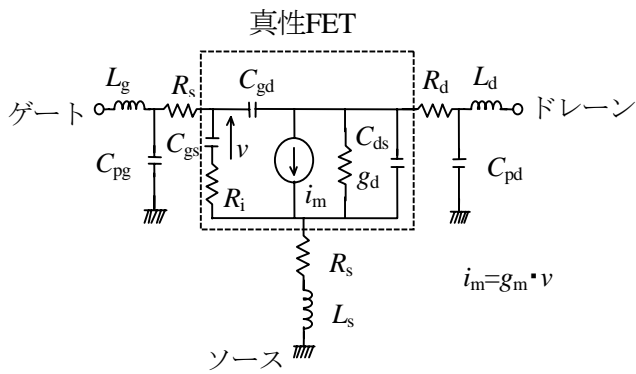


図3 GaAs FETの小信号等価回路

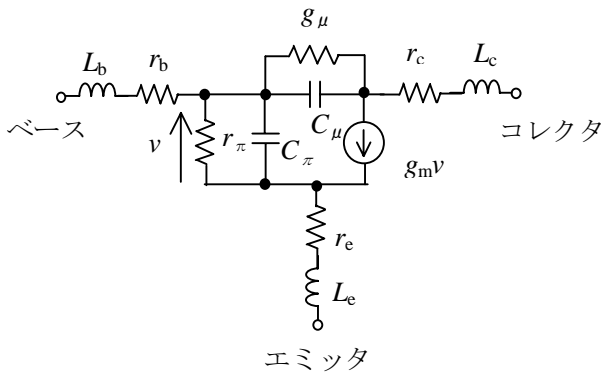


図4 バイポーラトランジスタの小信号等価回路

を得る。さらに、式(4)を用いて式(2)の U を計算すると次式を得る。

$$U = \frac{g_m^2 (1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2)}{4\omega^2 C_{gs}^2 R_i g_d} \quad (6)$$

$$\cong \frac{g_m^2}{4\omega^2 C_{gs}^2 g_d \omega^2} = \frac{1}{4R_i g_d} \left(\frac{f_T}{f} \right)^2$$

式(6)から U は -6dB/Oct の周波数特性を示す。最大発振周波数 f_{max} は $U=1$ となる周波数であるから

$$f_{max} = \frac{f_T}{2\sqrt{R_i g_d}} \quad (7)$$

を得る。バイポーラトランジスタについても同様に次の関係式を得る[1].

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_\pi}, \quad f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_b C_u}} \quad (8)$$

3. マイクロ波増幅回路の基本構成

典型的なマイクロ波トランジスタ増幅回路の基本構成を図5に示す。増幅器の設計手順は、まず、所

望の増幅器特性を実現するトランジスタの最適信号源インピーダンス Z_S 及び負荷インピーダンス Z_L をソースプル・ロードプル測定あるいは回路シミュレーションにより求め、この Z_S 及び Z_L を実現する入力回路及び出力回路を設計する。最適信号源インピーダンス及び負荷インピーダンスは増幅器の用途に応じて、低雑音増幅器では、最小雑音信号源インピーダンスであり、電力増幅器においては、最大電力効率あるいは最小ひずみ信号源インピーダンス及び負荷インピーダンスが設計目標となる。

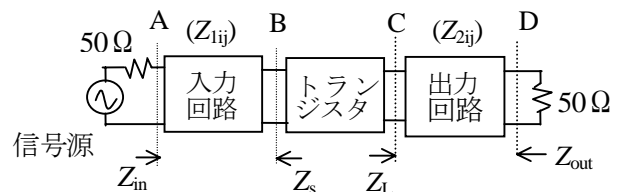


図5 典型的なマイクロ波増幅器の基本構成

これらの最適信号源及び負荷インピーダンスを実現する入力及び出力回路を広義のインピーダンス整合回路と呼ぶ。回路設計において、入力回路の整合条件は基準面AあるいはBのいずれにおいて求めることが可能であり、出力回路についても基準面CあるいはDのいずれにおいても可能である。通常、ソースプル・ロードプル測定ではトランジスタの適当な入出力端子面での信号源及び負荷インピーダンスをもとめるため、基準面B及びCで考えるのが自然である。

図5は入出力回路を信号源及び負荷インピーダンスに取り入れて図6のように書き換えることができる。 Z_S 及び Z_L は次式で与えられる。

$$Z_S = Z_{122} - \frac{Z_{112}Z_{121}}{50 + Z_{111}}, \quad Z_L = Z_{211} - \frac{Z_{212}Z_{221}}{50 + Z_{222}} \quad (9)$$

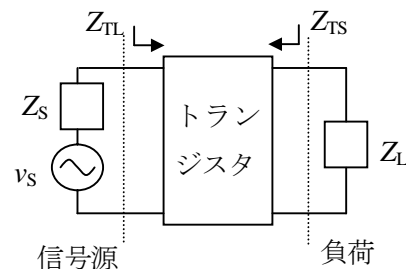


図6 トランジスタ回路の基本構成

ソースプル及びロードプル測定での信号源及び負荷インピーダンスは図6の Z_S 及び Z_L である。小信号動作のトランジスタ回路においては、トランジスタを二端子対パラメータ (Z_{ij}) により表すことができ、図6のトランジスタ入力及び出力インピーダンス Z_{TL} , Z_{TS} は以下になる。ただし Z_{TS} は v_S 短絡での値として定義される。

$$Z_{TL} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_L + Z_{22}}, \quad Z_{TS} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_S + Z_{11}} \quad (10)$$

4. インピーダンス整合回路

4.1 インピーダンス整合回路の構成

所望の信号源及び負荷インピーダンス条件を満たす整合回路は、通常、複数存在する。回路構成（直列、並列等）、回路を構成する回路要素（集中定数素子、分布線路、スタブ等）及び回路要素数について選択肢はいくつも存在する。実際には、所望特性、回路要素数、回路の大きさ、コスト、実現性などを考慮して選択する。以下ではリアクタンス集中定数素子構成の回路を例に整合回路の構成法及び整合回路の基本性質について具体例を交えて解説する。

整合回路の設計とは所望の特性を得るために、整合条件を満たす回路構成及び回路素子値を求めることである。ある周波数での整合条件は数学的には複素数の方程式であるから、リアクタンス集中定数回路の場合、回路素子数は最低2個必要であり、両者が独立したインピーダンス変換機能を持つためには図7に示す直列及び並列の組み合わせとなる。

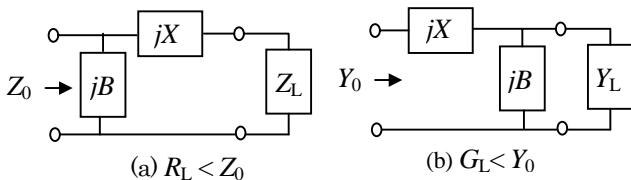


図7 二集中定数素子整合回路の構成

負荷 Z_L (Y_L) を $Z_0=50\Omega$ ($Y_L=1/50S$) に整合する条件は (a), (b) に対してそれぞれ以下になる。

$$Z_0 = \left(jB + \frac{1}{Z_L + jX} \right)^{-1}, \quad Y_0 = \left(jX + \frac{1}{Y_L + jB} \right)^{-1} \quad (11)$$

図7(a)に対応する式(11)の第一式は $Z_L=R_L+jX_L$, $R_L < Z_0$ ($r=1$ の円外) で、二通りの解（回路は四種）が存在する。

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L, \quad B = \pm \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L}} \quad (12)$$

図7(b)に対応する式(11)の第二式は同様に $G_L < Y_0$ ($g=1$ の円外) のとき解が存在する。

図7(a)に対する式(12)の解のインダクタンス L 及びキャパシタンス C による回路は図8(a), (b), (c), (d)がある。 Z_L から Z_0 へのインピーダンス変換の様子をスミス図表により図式的に示すと図9(a)及び(b)のようになる。

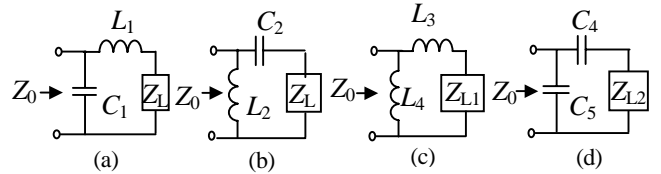


図8 二素子インピーダンス整合回路（図7(a)構成）

なお、図9(b)に示した Z_{L1} 及び Z_{L2} については、図には示していないが、図8(a)及び(b)の構成も可能である（帯域特性面で望ましくない）。

決められたインピーダンス（あるいはアドミタンス）に対するインピーダンス整合回路の設計の第一歩は回路構成の選択であるが、回路解析的に求めるよりもスミス図表を利用の方が直感的かつ俯瞰的に選択することができる。回路素子値の決定には回路シミュレータを利用すればよい。

以上に説明したように、与えられたインピーダンスに対する整合回路の構成は原理的には一通りではない。選択の第一の基準は特性である。実際の増幅回路設計に際しては、帯域外インピーダンスの不安定性への影響、帯域特性（後述）、バイアス供給、素子実装の容易さ等を考慮して選択する。

以上に説明した回路構成は直列キャパシタ以外は分布線路に置き換えることができる。またLC一段回路は分布線路に置き換えが可能であり、線路長及び特性インピーダンスをパラメータとするインピーダンス変換回路として用いる。

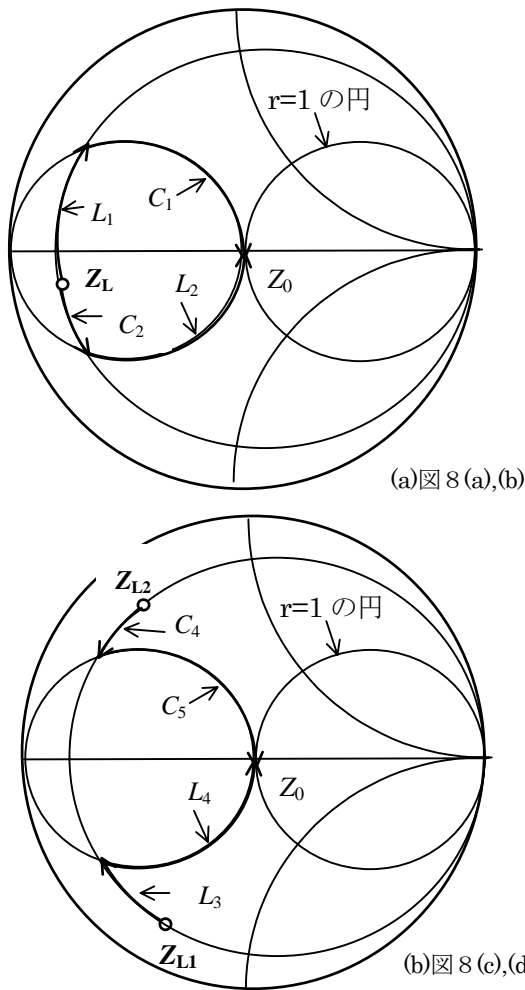


図9 二素子インピーダンス整合回路のインピーダンス変換過程 (図7(a)構成)

4.2 負荷リアクタンス成分及びインピーダンス変換比の周波数特性への影響

一般に、負荷はリアクタンス成分を持つ。図1のトランジスタ入力インピーダンス(S11)を参考にして、負荷インピーダンスが容量性のリアクタンス成分を持つ図9(a) (図8(a),(b)) の場合を例にとって二通りの回路の周波数特性を比較する。負荷 Z_L を

$$Z_L = 5 + jX, \quad X = -10 (\Omega)$$

リアクタンス成分は容量性で周波数 $f_0=6\text{GHz}$ として容量で表すと $C_1=2.65\text{pF}$ である。この場合の整合回路の素子値は

図8(a) : $L_1=0.663 \text{ (nH)}, C_1=1.59 \text{ (pF)}$

図8(b) : $L_2=0.443 \text{ (nH)}, C_2=5.33 \text{ (pF)}$

である。両者の抵抗分を負荷とする透過特性を図1

0に示す。インピーダンス変換ルートの短い回路構成の方が二倍近い帯域が得られる (1dB 帯域 : 図8 (a): 1.25GHz,(b):2.35GHz)。

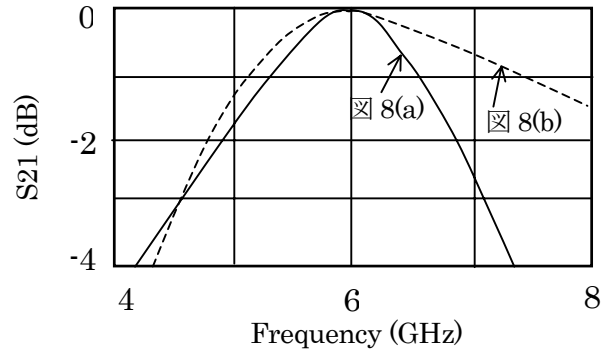


図10 負荷リアクタンス成分と整合回路構成の帯域特性への影響

次に、インピーダンス変換比の周波数帯域特性への影響を見る。6GHz での $5\Omega-50\Omega$ 変換 (インピーダンス変換比 $r=10$) 及び $10\Omega-50\Omega$ 変換 (インピーダンス変換比 $r=5$) の LC 一段インピーダンス整合回路 (図8 (a)) について周波数特性を図11に示す。変換比が大きい回路の帯域が狭くなることがわかる。トランジスタのインピーダンスは高出力用ほどドレーン電流あるいはコレクタ電流は大きく、電極間容量も大きくなり入力及び出力インピーダンスは低くなるため、インピーダンス変換比が大きくなり帯域は狭く、更には回路損失も大きくなる。

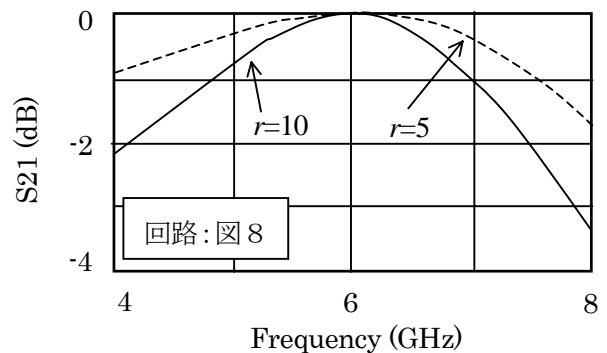


図11 インピーダンス変換比の帯域特性への影響

4.3 インピーダンス整合回路の広帯域化

以上では特定の一周波数でのインピーダンス整合について説明してきた。この節ではインピーダンス整合回路の広帯域化を説明する。

インピーダンス整合回路の広帯域化は複数周波数でインピーダンス整合を取ることにより実現できる。図12に通過特性 S_{21} について広帯域化の図式的説明図である。特性 a は一周波数 ω_0 で整合を取った回路の周波数特性（増幅器の利得特性）であり、b は周波数 ω_1 及び ω_2 の二周波で整合を取った周波数特性である。二周波数で整合条件を満たすには独立した集中定数素子数が4個以上必要である。L-C 低域通過フィルタ構成の例を図12(b)(c)に示す。(b)はL-C 一段構成、(c)はL-C 二段構成である。(b)については前節で説明した。(c)の二段構成チェビシェフ形については文献により回路素子定数を求めることができる[1]。回路シミュレータを用いる場合は、二周波で整合が取れるように素子値を最適化すればよい。なお、帯域を広く取るとリップル L が大きくなるので帯域幅は制約される。

図12(c)のチェビシェフ形二段低域通過形インピーダンス整合回路の具体的な構成及び特性例を示す。設計データ

$$Z_0=50\Omega, Z_L=5\Omega \text{ (インピーダンス比 } r=10)$$

$$\omega_m=6\text{GHz, 比帯域 } w=(\omega_b-\omega_a)/\omega_m=0.6$$

として、以下の回路素子値が得られる[1]。

$$L_1=0.240\text{nH, } C_1=2.77\text{pF}$$

$$L_2=0.692\text{nH, } C_2=0.96\text{pF}$$

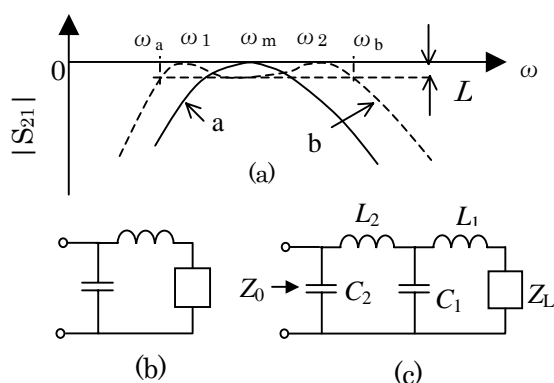


図12 多段化による広帯域化インピーダンス整合回路及びその周波数特性

この回路の入力反射特性 S_{11} 及び透過特性 S_{21} の周波数特性を図13に示す。インピーダンス整合は $f=4.9\text{GHz}$ 及び 7.4GHz で取れている。

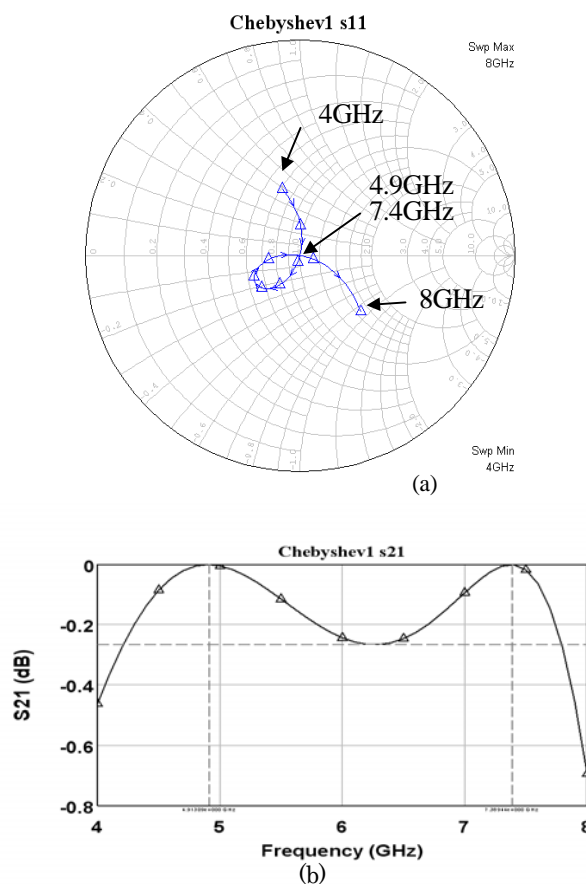


図13 二段インピーダンス整合回路の入力反射特性 S_{11} 及び透過特性 S_{21} の周波数特性

さらにこの回路の $f=4.9\text{GHz}$ での四素子によるインピーダンス変換過程を図14に示す。 5Ω が L_1 及び C_1 により 30Ω に変換され L_2 及び C_2 により 50Ω に変換される。

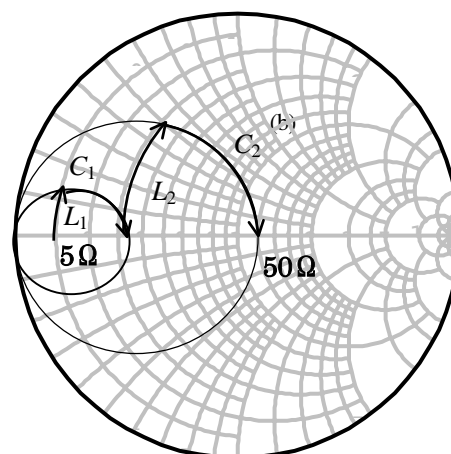


図14 二段インピーダンス整合回路のインピーダンス変換過程 ($5\Omega-50\Omega$)

4.4 多周波インピーダンス整合回路の応用

近年、注目されているマルチモード・マルチバンド通信システムに必要なマルチバンド増幅器などには多周波インピーダンス整合技術が応用できる[2].

また、次章で述べる電力増幅器には D 級, E 級, F 級など高効率動作が知られている (本稿では取り上げない[3],[4]) が, オートドックスな高効率化の手法は最適高調波回路条件を満足する回路を実現する方法である. 例えば, 高調波ソースプル・ロードプル測定 (あるいはシミュレーション) により基本波 f_0 及び二次高調波 $2f_0$ の最適信号源インピーダンス及び負荷インピーダンスを求め, f_0 及び $2f_0$ の二周波で整合条件を満たす回路を設計すればよい.

5. マイクロ波電力増幅器の基礎

5.1 増幅器の電力効率

トランジスタの消費電力 P_T は加わる電圧 $V_d(t)$ と流れる電流 $I_d(t)$ の積で与えられる. 周期 T の動作を想定すると

$$P_T = \frac{1}{T} \int I_d \cdot V_d dt \quad (13)$$

となる. P_T はトランジスタへバイアス直流電源から供給される電力 P_{DC} からトランジスタ外部へ取り出される RF 電力 P_{RF} を引いた値

$$P_T = P_{DC} - P_{RF} \quad (14)$$

であり, 熱となる. 式(13)から時間軸上で見て電流 I_d と電圧 V_d の積が常に零, すなわち波形が重ならない状態に近いほど P_T は零に, P_{RF} は P_{DC} に近づき, 電力効率 P_{RF}/P_{DC} は 1 すなわち 100% に近づく. 従って, 電圧及び電流波形の重なりが少ない動作の実現が高効率動作の実現を意味する. また, 波形が重なっても一周期において正負の積分が打消し合って零に近づく波形になれば効率は良くなる. なお, $P_T = 0$ であっても基本波以外の高調波やひずみ成分, 放射などを多く発生する場合は信号電力の効率が低下する. このため同じ次数の高調波電流及び電圧が同時に存在しない波形駆動でなければならない.

5.2 A 級, B 級, C 級増幅器

トランジスタの基礎となる増幅動作は A~C 級動作である. これらの動作はドレーン電圧 (あるいはコレクタ電圧) が正弦波駆動であり, ドレーン電流 (コレクタ電流) が正弦波の一部からなるため, 流通角をパラメータとして統一的な記述が可能である. 単純化した理想特性の FET による図 15 の増幅回路を考える. 高調波周波数でインピーダンス ($-1/\omega C$) は十分低くなるとすると, ドレーン電流源端子でのドレーン電圧は正弦波となる.

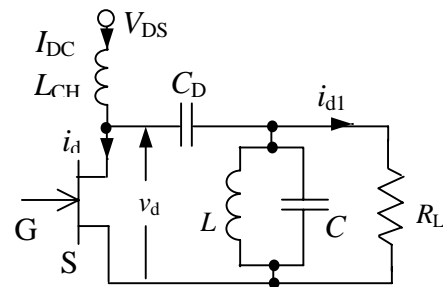


図 15 FET 電力増幅器の基本回路

RF 出力飽和到達点での RF 出力電力および効率を求めるには, ドレーン電圧及び電流波形をフーリエ級数展開して直流及び基本波成分から直流消費電力及び基本波電力を計算すればよい[1]. 図 16 において, ドレーン電流 I_d が 0 となる ωt を ϕ とおくとドレーン電流が流れている期間 2ϕ を流通角と呼び, このときのドレーン電流は次式で与えられる.

$$I_d = \begin{cases} I_0 (\cos \omega t - \cos \phi) & (-\phi < \omega t < \phi) \\ 0 & (\omega t < -\phi, \phi < \omega t) \end{cases} \quad (15)$$

$$I_0 = \frac{I_{\max}}{1 - \cos \phi}$$

I_{\max} は最大ドレーン電流値, I_0 は余弦関数の振幅であり, 次の基軸のずれから導かれる.

$$\Delta I = I_0 \cos \phi, \quad I_0 = I_{\max} + \Delta I \quad (16)$$

式(15)をフーリエ級数展開すると

$$I_d = \frac{I_0}{\pi} \{ (\sin \phi - \phi \cos \phi) + (\phi - \sin \phi \cos \phi) \cos \omega t + \frac{1}{2} (\sin \phi - \frac{1}{3} \sin 3\phi) \cos 2\omega t + \dots \} \quad (17)$$

を得る. 第 1 項は直流成分 I_{DC} , 第 2 項は信号周波数成分である. 正弦波成分, 余弦波奇数次高調波成分

は含まない。ドレーン効率 η_D は次式で与えられる。

$$\eta_D = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{\min}}{V_{DS}} \right) \frac{\phi - \sin \phi \cos \phi}{\sin \phi - \phi \cos \phi} \quad (18)$$

V_{\min} は最小ドレーン電圧で、最適値はトランジスタ飽和電圧 V_s に等しい。 $V_{\min}=0$ の場合の規格化した出力電力及びドレーン効率の計算結果を図 17 に示す。

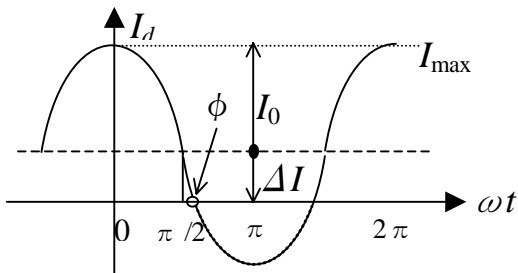


図 16 ドレーン電流波形と流通角

A 級動作は $\phi = \pi$ ($2\phi = 360^\circ$)、すなわちドレーン電流が遮断される期間はない。B 級動作すなわち $\phi = \pi/2$ ($2\phi = 180^\circ$) の場合、ドレーン電流は半周期流れている。A 及び B 級のドレーン効率は 50% 及び $\pi/4 = 78.5\%$ である。C 級動作は $\phi < \pi/2$ の場合であり、 $\phi \rightarrow 0$ のとき $\eta_D \rightarrow 100\%$ 、ただし $P_o \rightarrow 0$ である。

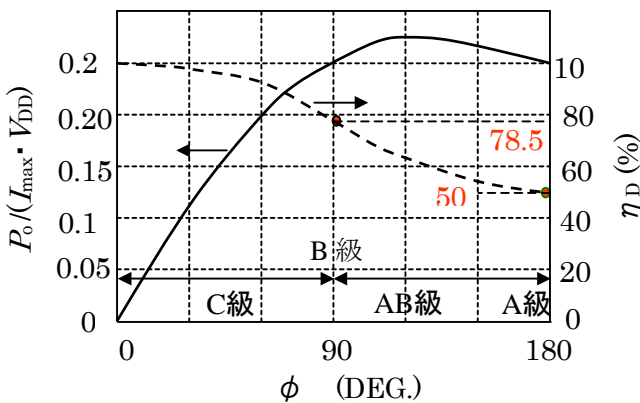


図 17 A, B 及び C 級動作出力電力及びドレーン効率の流通角依存性

5.3 電力効率の負荷依存性と飽和電圧の影響

ドレーン電流の振幅は最大に取り出力を最大にすることを前提として $V_{\min} = V_s$ とする。式(18)より

$$\eta_D \propto (1 - V_s/V_{DS})$$

である。図 18 において、負荷線 R2 に比べて負荷線 R1 の動作は実効的な V_s が小さくなり、最大電流 I_{\max} は小さくなる。このため最大電流振幅は小さくなり、

最大出力は下がるが効率は改善される。FET 立ち上がり線形領域の抵抗 R_0 は

$$I_{\max}/V_{\min} = 1/R_0 \quad (19)$$

で与えられる。A 級及び B 級動作の出力電力 P_o 、ドレーン効率 η_D 及び負荷抵抗 R_L を表 1 にまとめる。

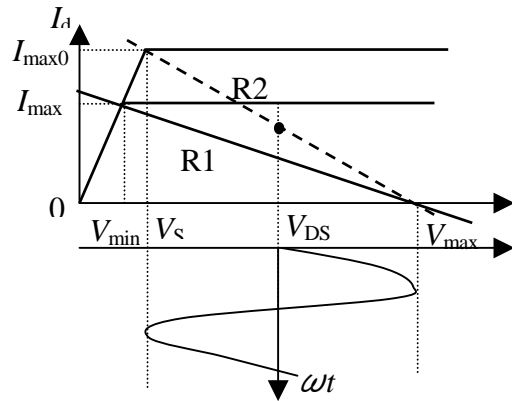


図 18 実効飽和電圧を小さくする負荷条件での動作

なお、負荷は基本波電圧と電流成分の比として求められる。B 級の場合を図 19 に図示する。トランジスタの負荷の選択は実効的なトランジスタの電流飽和電圧を選ぶことになり、その結果、出力電力とともに電力効率に影響するメカニズムがわかる。

表 1 出力電力及び効率への飽和電圧と負荷の影響

	A 級	B 級
P_o	$\frac{V_{DS}^2}{2R_L}$	$\frac{1}{(1 + 2R_0/R_L)^2}$
η_D	$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + 2R_0/R_L}$	$\frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{1 + 2R_0/R_L}$
R_L	$2(V_{DS} - V_{\min})/I_{\max}$	

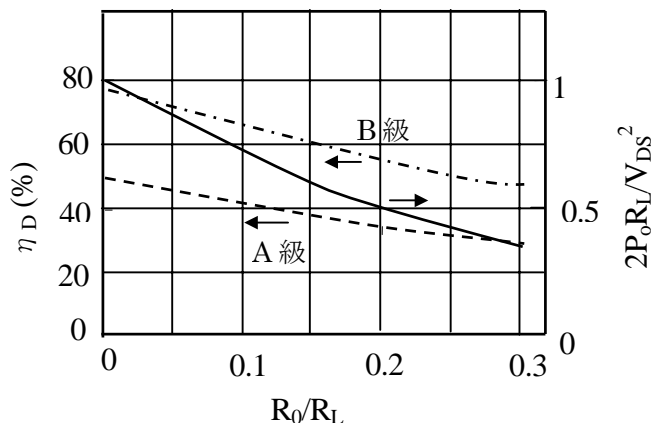


図 19 B 級増幅器ドレーン効率及び出力電力の飽和電圧及び負荷抵抗依存性

6. トランジスタ増幅器のひずみ特性

6.1 トランジスタの非線形性

高出力増幅器のひずみの発生はトランジスタの非線形に起因し、増幅ひずみ特性は回路特性にも依存する。トランジスタの非線形性要素はいくつかあるが最大の要素はFETドレーン電流、バイポーラのコレクタ電流の相互コンダクタンスである。更に電流に関してドレーンコンダクタンスが影響する。入力容量も非線形性を持つが、HEMT及びSi MOSFETでは容量の非線形性は比較的小さい。

ドレーン電流 I_d はゲート電圧 V_{gs} 及びドレーン電圧 V_{ds} の関数であり、バイアス動作点の周りでテイラー級数展開表示すると次式を得る。

$$I_d = I_{d0} + \sum_{k=1}^n (g_{mk} v_{gs}^k + g_{dk} v_{ds}^k) + g_{md11} v_{gs} v_{ds} + g_{md21} v_{gs}^2 v_{ds} + g_{md12} v_{gs} v_{ds}^2 + \dots$$

$$v_{gs} = V_{gs} - V_{g0}, \quad v_{ds} = V_{ds} - V_{d0} \quad (20)$$

図20に1WクラスGaN HEMTの電流電圧測定値から抽出した g_{mi} の値をゲートバイアス電圧の関数として示す。 $g_{m1}=0$ となる $V_{gs} \approx -3.5V$ がしきい値電圧であり、 $V_{gs} = -3.1V$ 付近で $g_{m3} \approx 0$ であり、それより以下で $g_{m3}>0$ 、以上で $g_{m3}<0$ である。

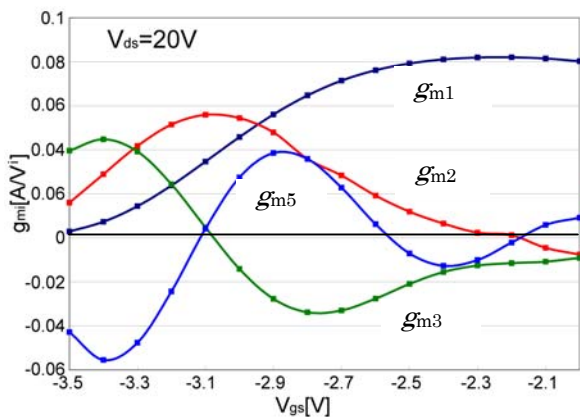


図20 GaN HEMTの相互コンダクタンス g_{mi}

6.2 三次相互変調ひずみの発生とその低減

低～中出力RFレベル動作において、三次相互変調ひずみ(IMD3)を支配する最も重要な非線形ファクタは三次相互コンダクタンス g_{m3} である。入力レ

ベルが大きくなるに伴って高次の非線形項の影響が大きくなってくる。

5.2.1 一波信号入力

一波ゲート入力信号電圧

$$v_i = A \cos \omega t \quad (21)$$

に対する三次非線形まで考慮した出力信号における信号波ドレーン電流成分 i_0 は

$$i_0 = (g_{m1}A + 0.75g_{m3}A^3) \cos \omega t \quad (22)$$

となる。第二項はAM-AM偏移を表し、 $g_{m3}>0$ のとき利得拡大(gain expansion)となり利得偏移が正、 $g_{m3}<0$ のとき利得圧縮(gain compression)となり利得偏移が負となることを表している。なお、入力RF信号レベルが増加するに伴ってさらに g_{m5} などの高次の成分が効いてくる。

5.2.2 二波信号入力

等振幅二周波ゲート入力信号電圧

$$v_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (23)$$

に対する三次非線形まで考慮した出力信号における信号波ドレーン電流成分 i_0 及び三次変調波($2\omega_1 - \omega_2$)ドレーン電流成分 i_3 は式(20)において $v_{gs}=v_i$ と置くことにより

$$i_\omega = (g_{m1}A + 2.25g_{m3}A^3) \cos \omega t$$

$$i_{2\omega_1 - \omega_2} = (0.75g_{m3}A^3 + 3.125g_{m5}A^5) \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (24)$$

を得る。 $2\omega_2 - \omega_1$ の成分は $2\omega_1 - \omega_2$ の成分と等しい。式(24)から三次相互変調ひずみ成分は入力電力 P_{in} が低いレベルでは第一項の g_{m3} の項が優勢で入力RF電力に対して対数dB表現で傾き3となる。dBc表現では基本波成分で除して傾き2となる。RF低レベルでの基本波とIMD3成分の外挿した交点が三次インターセプトポイントIP3である。なお、現実のデバイスのひずみはドレーン電流あるいはコレクタ電流以外の成分の非線形性や更に高次の非線形性、次項で説明するメモリ効果などが存在するため小信号域を除いて単純な直線関係を示さない場合も多い。さらに変調信号を増幅する場合は精度の高い隣接チャネル漏洩電力比ACPRなどのひずみ特性を定量的

に予想するのは容易ではない。

一方、効率はA級からAB級、B級に、すなわちゲート電圧をしきい値電圧に近づけるほど良くなる。従って、一般に高効率動作では gain expansion となり、 g_{m3} が大きい動作条件になる傾向にある。ひずみと効率のトレードオフを考えると g_{m3} が 0 に近い領域にゲートバイアスを設定するのが基本になる。

6.3 メモリ効果とその抑制

相互変調ひずみは回路の影響も受ける。ベースバンド回路インピーダンス及び高調波回路インピーダンスのリアクタンス成分がトランジスタの二次非線形性により三次相互変調ひずみ成分を発生する原因となる。これらの現象はリアクタンス成分による電気メモリ効果と呼ばれる。回路リアクタンス成分によるメモリ効果はひずみの劣化および上側及び下側三次相互変調ひずみ成分の非対称性を発生する[5]。非対称性は更なるひずみ改善を目指してひずみ補償を行う場合に障害となる。トランジスタの熱発生の時間的変動も RF 信号の変化に追従できず変調信号程度の時定数となるため熱メモリ効果を生じて、IMD3 成分発生の原因となる[4]。

図 21 は二次非線形性が存在するときメモリ効果によって三次相互変調ひずみが発生する様子を模式的に示したスペクトル図である。即ち周波数 ω_1 及び ω_2 の入力信号がトランジスタの二次非線形性 g_{m2} などにより $\omega_2 - \omega_1$ 及び $2\omega_1$, $2\omega_2$ の電流成分を発生する。このときこれら周波数でのインピーダンス成分が存在すると電圧成分を誘起する。これらの電圧成分は ω_1 及び ω_2 成分と混合して $2\omega_1 - \omega_2$ 及び $2\omega_2 - \omega_1$ 成分を発生する。これらのひずみ成分をベクトル表示すると g_{m3} などによる成分に対して 90 度程度位相が異なっているため合成された $2\omega_1 - \omega_2$ 及び $2\omega_2 - \omega_1$ の成分は大きさ及び位相に差異が生じる。こうしたメモリ効果によるひずみ劣化はベースバンド及び高調波インピーダンスを短絡にして電圧成分の発生を抑えることにより低減できる。特にベースバンド周波数域のインピーダンスはバイアス回路に依存する。また高調波に対しては寄生要素の影響を考慮し

た独自技術が提案されている[5]。

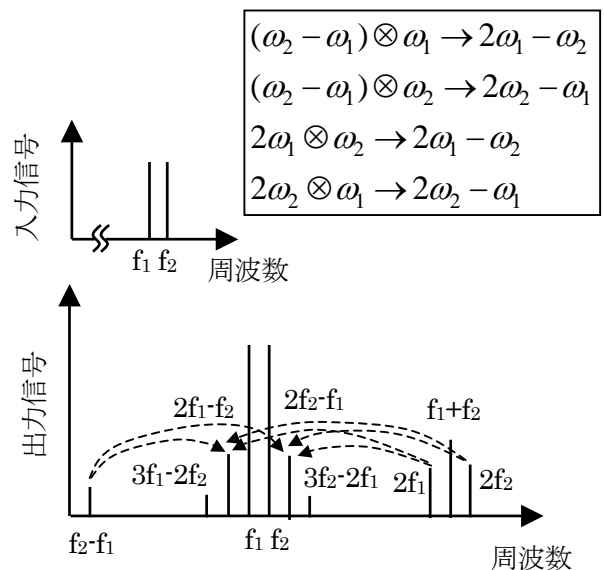


図 21 二波増幅時のベースバンド及び二次高調波インピーダンスによる三次相互変調ひずみの発生

7. むすび

マイクロ波増幅器の開発設計において、インピーダンス整合回路の構成技術を理解することは基本である。さらに電力増幅器においては高信号動作及びひずみの振る舞いの基本を理解することは増幅器の高効率設計及び低ひずみ設計への第一ステップである。本講座では、マイクロ波インピーダンス整合技術及び代表的なマイクロ波トランジスタ電力増幅器における電力効率及びひずみの基本的な振る舞い及び特性を概説した。マイクロ波増幅器の基礎を理解する一助となれば幸いである。

参考文献

- [1] 高山洋一郎、マイクロ波トランジスタ、電子情報通信学会、1998。
- [2] K. Uchida, Y. Takayama, T. Fujita and K. Maenaka, "Dual-band GaAs FET power Amplifier with two-frequency matching circuits," Asia-Pacific Microwave Conf. Proc., pp.197-200 (Dec. 2005).
- [3] 高山、本城、"マイクロ波電力増幅器の高効率化・低ひずみ化のための基礎とその応用," 信学論(C), vol. J91-C, no.12, pp.677-689, Dec., 2008.
- [4] 本城和彦、"マイクロ波増幅器の高効率化・低ひずみ化," 信学誌, vol.90, no.4, pp.263-269, April 2007.
- [5] 高山洋一郎、"超高周波トランジスタ電力増幅器のひずみ特性及びその低減," 信学誌, vol.91, no.2, pp.117-122, Nov., 2008.