

<APMC 2010 基礎講座>

1. 高周波増幅器設計の基礎
—パワーアンプを中心に—

早稲田大学
吉増敏彦氏

12月8日(水) 13:00~14:30

高周波増幅器設計の基礎

－ パワーアンプを中心に －

吉増 敏彦

早稲田大学大学院 情報生産システム研究科

福岡県北九州市若松区ひびきの2-7

yoshimasu@waseda.jp

あらまし - 高周波増幅器(小信号・狭帯域)とパワーアンプ設計手法の基礎について述べる。小信号・狭帯域増幅器では、回路の安定性の解析、安定動作のための設計が重要である。また、パワーアンプ設計では、アンプの効率向上、線形性改善が設計を困難にしている。本講座では、これらの設計課題に対して、その原因解析と解決手法について基礎から解説する。

キーワード - 高周波増幅器、パワーアンプ、電力効率、線形性、安定性解析

I. 概要

近年、トランジスタの高性能化がますます顕著となり、最大動作周波数が200GHzを超えるトランジスタも珍しくない。トランジスタの高性能化は、回路設計者にとって好ましいものであるに違いない。しかし、この高性能トランジスタが、しばしば回路設計者の悩みの種となる。具体的には、トランジスタは利得が高く、入出力インピーダンスが高い(スミスチャートの外側に近い)ため、トランジスタは動作周波数で不安定(条件付き安定)となることが多い。従って、トランジスタを安定動作させたいうえで、いかに利得を上げるか、ということが重要な設計課題である。

また、無線通信の高速化のため、64QAMなどピークファクタの高いデジタル変調波が使用されており、パワーアンプに要求される線形性はますます高くなっている。さらに、パワーアンプの高効率化は永遠のテーマである。このような背景から、本講座では、高周波回路設計の初学者を対象とし、高周波増幅器設計の基礎を平易に解説する。

本講座は4章から成り、第1章では、増幅器を構成するトランジスタの小信号特性と安定性に関して解説する。これらは、多くの教科書に書かれているが、結果(安定係数K)のみを記述されている本も多いので、安定性解析の基本に立ち返って導出する。また、トランジスタが条件付き安定の時、入出力インピーダンスをどのように選択するか、について述べる。

第2章では、高周波増幅器設計の基本となる“小信号・狭帯域増幅器”の設計について、トランジスタが条件付き安定の場合の設計手順を述べる。ここで使用するのは、トランジスタのSパラメータのみである。

また、実例を用いて、安定動作のための負荷インピーダンスの選択とそのインピーダンスを実現する整合回路の設計手法や注意点について述べる。

第3章では、パワーアンプ設計の基礎、主に効率(電力付加効率ではない)について述べる。パワーアンプの効率には2種類あり、1つはトランジスタの効率であり、もう1つは出力側整合回路の効率である。パワーアンプの効率はこれら2つの効率の掛算によって決まる。トランジスタの効率とは、直流の入力電力を交流の出力電力に変換する効率である。理想的なトランジスタがA級動作した場合、この効率は50%である。一方、出力側整合回路の効率は複雑であり、数値計算は困難である。なぜなら、トランジスタの出力インピーダンスは時間(位相)で変化するため、常に負荷(50Ω)と完全に整合することはできない。一般に、出力負荷インピーダンスの実数部(抵抗)は必要な出力電力から求められる。しかし、虚数部の設計は一つの課題である。ここでは、トランジスタの出力インピーダンスの虚数部を回路シミュレータを用いて見積もる手法について述べる。

第4章では、パワーアンプの線形性について述べる。ここでは、極めて線形性が弱い(つまり、非線形特性が線形に現れる)時の解析に有効なPower seriesを用いて、トランジスタの非線形性について述べる。具体的には、P1dBとIIP3の関係や、2信号入力時の3次歪み(IM3)について述べる。また、2信号入力時の信号波形について考え、パワーアンプに要求される線形性について述べる。

最後に、近年の高速無線通信によく用いられるデジタル変調波(QPSK, 64QAMなど)を増幅するパワーアンプの線形性(ベクトルエラー:EVM)と高効率化について述べる。

参考文献

- [1] S. C. Cripps, “RF Power Amplifier for Wireless Communications”, Artech House, 1999.
- [2] B. Razavi, “RF Microelectronics”, Prentice Hall PTR, 1998.
- [3] J. Everard, “Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators”, Wiley, 2002.

APMC 2010 基礎講座

高周波増幅器設計の基礎 — パワーアンプを中心に —

早稲田大学大学院 情報生産システム研究科

吉増 敏彦

yoshimasu@waseda.jp

第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (1)

2ポートネットワーク(トランジスタ)の入力側(ポート1)と出力側(ポート2)が同時に複素共役整合する条件(1), (2)式より、最適な入出力インピーダンス(Γ_{SM} , Γ_{LM})が決定される。

$$\Gamma_i = \Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (1)$$

$$\Gamma_o = \Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (2)$$

$$\Gamma_{SM} = C_1^* \left\{ B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2} \right\} / (2|C_1|^2) \quad (3)$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \left\{ B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2} \right\} / (2|C_2|^2) \quad (4)$$

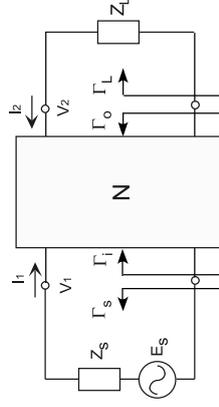


図1.

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

講座の内容

- トランジスタの小信号特性と安定性
 - ▶ 絶対安定と条件付き安定
- 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎
 - ▶ 安定動作のための必要条件
 - ▶ 広帯域安定動作について
- パワーアンプ設計の基礎
 - ▶ 効率について
 - ▶ 整合回路設計について
- パワーアンプの線形性について
- まとめ

第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (2)

ここで、入力と出力が同時に複素共役整合されるためには、(3)式と(4)式が示す反射係数の絶対値は1より小さくなければならない。すなわち、

$$|\Gamma_{SM}| < 1, |\Gamma_{LM}| < 1 \quad (5)$$

が同時に成り立つことが必要である。(5)式が同時に成り立つためには、

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

$$|A| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (7)$$

が同時に成り立つことが必要である。ただし、 $|S_{12}S_{21}| = 0$ の場合は、 $|S_{11}| < 1$, $|S_{22}| < 1$ が同時に成り立てば良い。

上記(6),(7)式が同時に成り立てば、トランジスタはその周波数で無条件安定となる。また、成り立たなければ、条件付き安定と呼ぶ。

第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (3)

(6), (7)式が成り立つ場合、トランジスタの入出力を同時に整合した時の利得(G_{\max})は次式(8), または(9式)となる。

■ $|S_{12}S_{21}| \neq 0$, かつ、 $B_1 < 0$ の場合、

$$G_{\max} = |S_{21}|^2 = \frac{S_{21}}{S_{12}} \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (8)$$

■ $|S_{12}S_{21}| \neq 1$, かつ、 $B_1 > 1$ の場合、

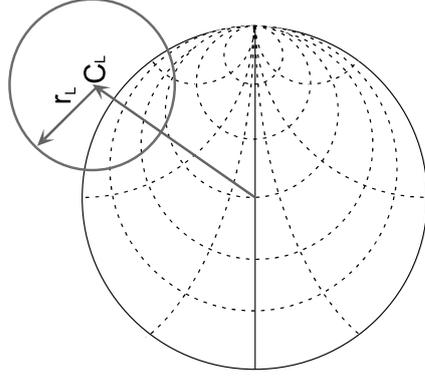
$$G_{\max} = |S_{21}|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \right| \quad (9)$$

第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (5)

(10), (11)式から得られる円をスミスチャート上に表した例を下図に示す。

この図で、赤線で示す円が、安定と不安定の境界線を示す。すなわち、負荷側反射係数が、この円の上にあると、入力側の反射係数 $|\Gamma_L| = 1$ となってしまう。

では、円の外が安定領域か、それとも円の中か？



第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (4)

(6), (7)式のどちらから成り立たない(条件付き安定)の場合、トランジスタの入出力を同時に整合することはできない。この時、 $|\Gamma_{SM}| > 1$, あるいは、 $|\Gamma_{LM}| > 1$ のようになるからである。そこで、安定動作のための負荷とソースのインピーダンス(反射係数)を求めなければならない。

まず、出力側の反射係数を考える。出力側反射係数は、入力側反射係数(Γ_S)とトランジスタのSパラメータを用いて、(2)式から決まる。そこで、 $|\Gamma_S| = 1$ の境界条件を与えた時、得られる出力側の反射係数 Γ_L を求めると、それは、次式で表される円(中心: C_L , 半径: r_L)となる。

$$C_L = \Delta^{-1} S_{22}^{-1} \left(\Delta + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2} \right) = \frac{S_{11} \Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (10)$$

$$r_L = |\Delta^{-1} S_{22}^{-1}| \left| \frac{S_{12} S_{21} |\Delta^{-1} S_{22}|}{1 - |\Delta^{-1} S_{22}|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| \quad (11)$$

第1章 トランジスタの小信号特性と安定性 (6)

入力側の安定動作の境界を与える円は、負荷側と同様にして、次式のように得られる。

$$C_S = \frac{S_{22} \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \quad (12)$$

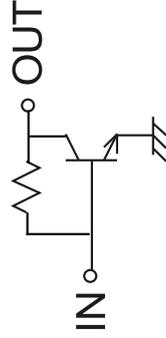
$$r_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| \quad (13)$$

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (1)

大抵の場合、増幅器の動作周波数ではトランジスタは条件付き安定である。従って、設計の第1ステップは、安定動作(発振しない)負荷とソースインピーダンス(反射係数)の選択である。

(1) 負荷インピーダンスの決定

その1: トランジスタに負帰還をかけて、絶対安定にする。(大抵は利得が大幅に減少してしまう。)

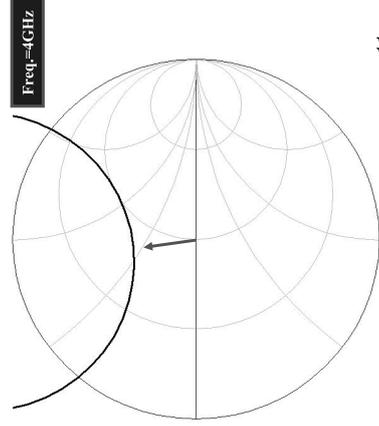


9

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (3)

その3: 負荷側インピーダンス(反射係数)は、 50Ω に近いポイントを選ぶのも一案。増幅器の利得は、安定円に近づくほど高くなるが、不安定性が増す。安定円から原点(50Ω)に近づけて負荷インピーダンスを選ぶ。

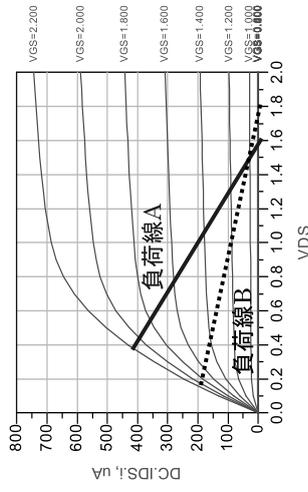
右図は、あるトランジスタの周波数=4GHzにおける安定円(円の外側が安定動作)を示している。ここで、負荷側が安定となる反射係数として、矢印のポイント $\Gamma = 0.25 \angle 99^\circ$ を選択して、 50Ω から Γ にインピーダンス変換する回路を設計してみよう。



11

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (2)

その2: 利得と出力整合(出力側VSWR)を犠牲にするかわりに、安定性と線形性を改善する方向で設計する。ただし、虚数部はキャンセルするのが望ましい。

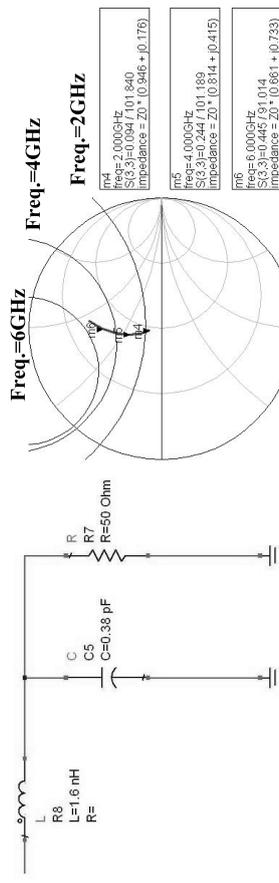


10

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (4)

周波数=4GHzにおいて、 50Ω から $0.25 \angle 99^\circ$ にインピーダンス変換する回路例を下図に示す。また、周波数=2~6GHzにおける安定円とトランジスタから負荷側を見た反射係数を同時に示す。回路例1では、本周波数範囲で負荷側は常に安定であることがわかる。

回路例 1

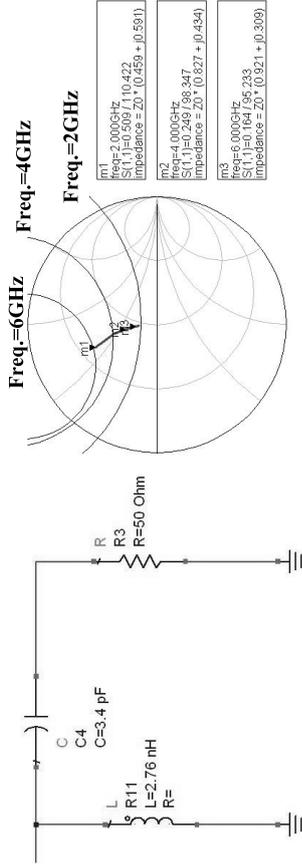


12

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (5)

次に、別の回路で調べてみる。この例では、周波数=2GHzにおいて安定円の内側に負荷インピーダンスが入っており、不安定であることがわかる。

回路例 2



13

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (6)

(2) 負荷インピーダンスが決まったら、次式から入力側(ソース)のインピーダンスを決定する。ここで、 Γ_L は、負荷インピーダンスから求められる反射係数。

$$\Gamma_i = \Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (1)$$

次に、上式で得られた入力側インピーダンスがトランジスタの安定領域にあるかどうかを判定し、利得を計算する。

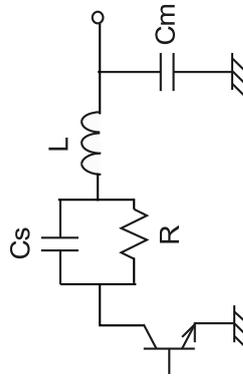
14

第2章 小信号・狭帯域増幅器設計の基礎 (7)

以上のように、インピーダンス整合回路の選択により、トランジスタは特定の動作周波数で不安定になることが多い。

また、低周波数近傍でも、不安定(発振)になることが多い。

従って、広帯域にトランジスタの安定性を確認する必要がある。下図は、低周波での不安定性(発振)を防ぐ回路例である。ここで、Csは動作周波数では極めて低いインピーダンスとなるため、出力側の整合回路はLとCmで決まる。また、低周波ではCsは高インピーダンスとなり、抵抗Rが負荷インピーダンスとして見える。



15

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (1)

- パワーアンプの消費電力が機器の消費電力の大半を占める場合があるので、パワーアンプの低消費電力化(高効率化)は極めて重要である。
- 最近では、ベクトル変調(QPSK, 64QAMなど)を用いる無線通信システムが多いので、ここで使用されるパワーアンプには高い線形性が求められる。
- 従って、パワーアンプ設計者は、システムから要求される線形性を満たし、さらに、高効率化を実現しなければならぬ。
- そこで、本章では、パワーアンプ設計の基礎として、高線形化と高効率化を扱う。
- なお、高出力(数100mW以上)を出力するパワーアンプでは、熱設計やメモリー効果も重要であるが、本講座では取り扱わない。

16

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (2) パワーアンプの効率を考える

(1) パワーアンプの効率は、(i)トランジスタの効率、(ii)出力側のインピーダンス整合回路の効率、の2つで決まる。

(2) トランジスタの効率とは、

$$\text{トランジスタの効率} = \frac{\text{交流(RF)の出力電力}}{\text{直流(DC)の入力電力}} \times 100(\%) \quad (14)$$

で表される。この効率は、DCの入力電力に対するRFの出力電力であり、“変換効率”と言える。理想的なトランジスタで、A級動作であれば、50%である。しかし、トランジスタのオン抵抗があるため、実際は50%以下となる。

(3) 次に、(ii)の効率は、トランジスタの出力インピーダンスは時間(位相)によって変化するため、負荷に完全にインピーダンス整合ができないことによる“効率”である。また、インピーダンス整合回路にはインダクタ、容量、あるいは伝送線路が用いられるため、その損失も存在する。

(4) (i)と(ii)の効率を掛けると、パワーアンプの効率となる。

17

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (4) トランジスタの効率を考える (2)

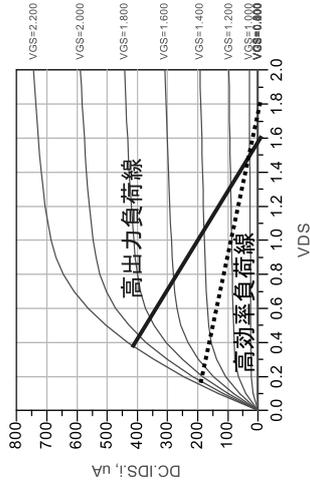
- DC印加電圧(動作電圧) = 1V の場合、高出力負荷線では、電圧利用効率 = 60%にすぎない。また、高効率負荷線では、電圧利用効率 = 80% である。
- 従って、A級動作時に、高出力負荷線ではトランジスタ効率 = 30%、高効率負荷線では、トランジスタ効率 = 40%、となる。
- さらに、出力インピーダンス整合回路の効率の影響があるので、本例だと高出力負荷線ではパワーアンプ効率 = 20%、高効率負荷線でもパワーアンプ効率 = 25% 程度になってしまう。

19

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (3) トランジスタの効率を考える (1)

■ トランジスタの効率は、(i)トランジスタの電圧利用率、(ii)トランジスタの動作級で決まる。

■ 下図は、A級動作時の2種類の負荷線を示している。高出力負荷は、電流振幅が高いので、高出力が期待されるが、電圧利用効率は低い。一方、高効率負荷は、出力電力は低いが、電圧利用効率が高いため、高効率が期待できる。



18

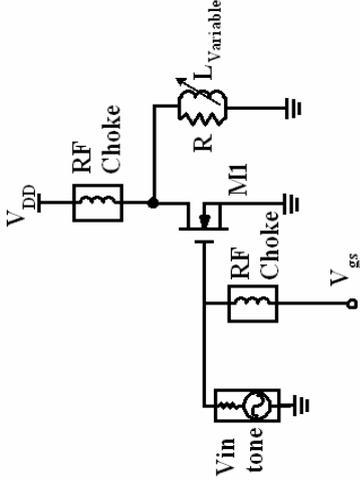
第3章 パワーアンプ設計の基礎 (5) インピーダンス整合回路の効率を考える (1)

- トランジスタの出力インピーダンスは負荷線に沿って、時間(位相)変化する。従って、トランジスタにとって最適な負荷インピーダンス(負荷線)を求めるには、ロード測定が最適である。
- しかし、ロードブル測定ができない場合はどうするか？
- トランジスタから負荷側をみたインピーダンスの抵抗成分は、必要な出力電力やDC印加電圧から、紙と鉛筆で概ね計算できる。では、虚数成分はどのように見積もるか？
- これは、紙と鉛筆では計算できない。そこで、回路シミュレータが必要となる。

20

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (6) インピーダンス整合回路の効率を考える (2)

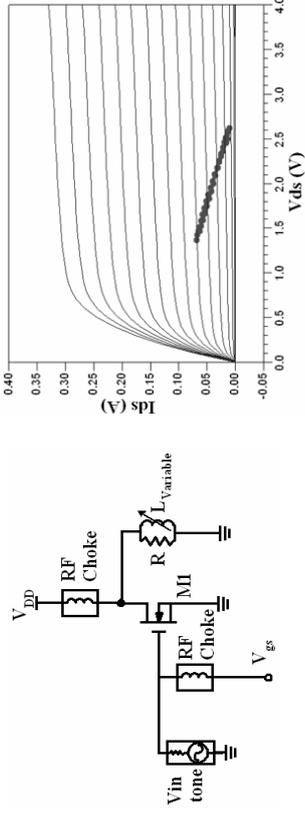
- 回路シミュレータを用いて、トランジスタの出力側の虚数部を見積もる手法。下図の回路を用いて、インダクタ(Lvariable)を可変して負荷線が直線(虚数部=0)になると、それが虚数部を表している。



21

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (8) インピーダンス整合回路の効率を考える (4)

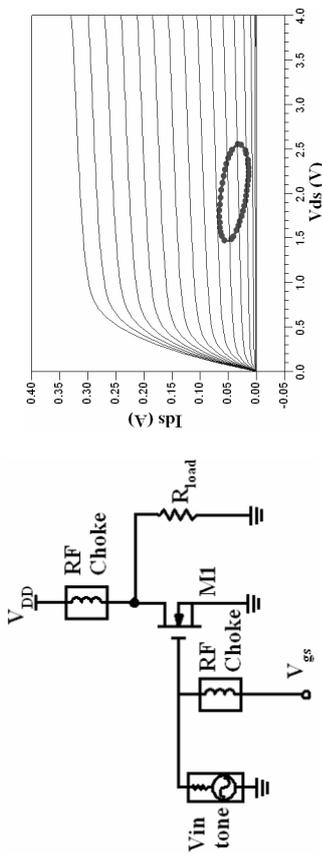
- 次に、トランジスタの容量成分(虚数部)を打ち消すようなインダクタンス(Lvar)を負荷に接続するとトランジスタの負荷線はほぼ直線となることが分かる。このインダクタンスに相当する容量がトランジスタの出力容量(時間的な平均値)と見なされる。



23

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (7) インピーダンス整合回路の効率を考える (3)

- まず、負荷インピーダンスが純抵抗の場合、トランジスタの負荷線は下記のような楕円状になる。(動作電圧=2V)



22

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (9) インピーダンス整合回路の効率を考える (5)

- 負荷線(インピーダンス)が決まれば、インダクタや容量あるいは伝送線路を用いて整合回路を実現する。整合回路の損失を小さくするには、なるべくQ値の高い素子を用いる。
- パワーアンプでは、高調波が発生することを防ぐため、出力整合回路をLPPFタイプで作成することも多い。

24

第3章 パワーアンプ設計の基礎 (10) 入力整合回路の設計手順

- 負荷インピーダンスが決まったら、次式から入力側(ソース)のインピーダンスを決定する。ここで、 Γ_L は、負荷インピーダンスから求められる反射係数。

$$\Gamma_s = \Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (1)$$

- 次に、上式で得られた入力側インピーダンスがトランジスタの安定領域にあるかどうかを判定する。
- トランジスタの動作が大信号になると、小信号Sパラメータから得られるインピーダンスや利得は変化するので、最終的には回路シミュレータで最適化する。

第4章 パワーアンプの線形性について (2)

- 入力信号が2波になると出力信号の周波数は多数・複雑になる。
- ここでは、振幅が等しく(v)、周波数がわずかに異なる2信号(ω_1, ω_2)がトランジスタに入力した場合に、Power seriesを用いて、トランジスタの非線形性を解析する。まず、入力信号 v_i は、

$$v_i(t) = v \cos(\omega_1 t) + v \cos(\omega_2 t) \quad (16)$$

- 従って、(15)式より出力信号 v_o は、

$$v_o(t) = a_1 v [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + a_2 v^2 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 + a_3 v^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 + a_4 v^4 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^4 + \dots \quad (17)$$

- 上式より、多数の周波数が出力に表れることがわかる。

第4章 パワーアンプの線形性について (1)

- トランジスタは、負荷線上を移動しており、その負荷線によってトランジスタのパラメータ(g_m, C_{gs}, R_{ds} など)がわずかに変化している。また、トランジスタはA級動作しており、出力電圧と電流はクリッピングされていないという、弱い非線形動作時を考える。
- このような弱い非線形状態を解析するには、Power seriesが有効である。
- この級数は次式に示すように、1次からn次(理論的には無限の次数まで)の多項式で表される。ここで、 V_0 は入力電圧、 V_0^n は出力の電圧である。

$$V_0 = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + a_4 V_i^4 + \dots + a_n V_i^n \quad (15)$$

ここで、 $a_1 \sim a_n$ はトランジスタに入力する信号の周波数、バイアス条件、入出力インピーダンスなどによって変化するパラメータである。これらのパラメータは、一般に、測定値から求められる。

上式からわかるように、入力信号が1周波数の場合： $V_i = A \cos(\omega t)$ は、出力には入力周波数(ω)とその高調波のみ(2 $\omega, 3\omega, 4\omega, \dots, n\omega$)が現れる。

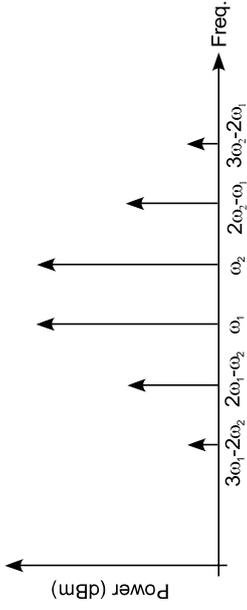
第4章 パワーアンプの線形性について (3)

- (17)式より、5次の項までの周波数成分を計算した結果を右表に示す。
- (1) 基本波は、奇数項からも発生する。
- (2) 偶数次の歪みは、 ω_1, ω_2 から遠い周波数領域にある。
- (3) 奇数次の歪みのいくつかは、 ω_1, ω_2 に非常に近い周波数領域にある。
- (4) 特に、赤と青で示した項は、無線通信上非常に“やっかい”な歪み成分となる。

	$a_1 v$	$a_2 v^2$	$a_3 v^3$	$a_4 v^4$	$a_5 v^5$
DC	1			9/4	
ω_1	1		9/4		25/4
ω_2	1		9/4		25/4
2 ω_1		1/2		2	
2 ω_2		1/2		2	
$\omega_1 \pm \omega_2$		1		3	
2 $\omega_1 \pm 2\omega_2$			3/4		25/8
2 $\omega_2 \pm 2\omega_1$			3/4		25/8
3 ω_1			1/4		25/16
3 ω_2			1/4		25/16
2 $\omega_1 \pm 2\omega_2$				3/4	
3 $\omega_2 \pm \omega_1$				1/2	
3 $\omega_1 \pm \omega_2$				1/2	
4 ω_1				1/8	
4 ω_2				1/8	
3 $\omega_1 \pm 2\omega_2$					5/8
3 $\omega_2 \pm 2\omega_1$					5/8
4 $\omega_1 \pm \omega_2$					5/16
4 $\omega_2 \pm \omega_1$					5/16
5 ω_1					1/16
5 ω_2					1/16

第4章 パワーアンプの線形性について (4)

- 下図、入力周波数($w1, w2$)と、3次の歪み、5次の歪みのなかで、入力周波数に近い歪みの項を周波数軸上に示す。
- 3次の歪みは、 $|\omega_1 - \omega_2|$ の周波数だけ離れたところに現れ、5次の歪みは $2|\omega_1 - \omega_2|$ の周波数だけ離れたところに現れる。
- 一般的に、無線通信では、周波数利用効率を上げるため、通信チャネルは等間隔に並んでいる。従って、3次と5次の歪みは他チャネルの周波数であり、混信の原因となる。



29

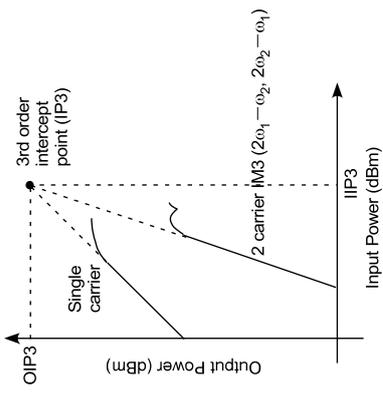
第4章 パワーアンプの線形性について (6)

- 概念的に言えば、IP3の入力がはいつた場合、出力側では基本波とIM3波のレベルが同等となり、 $C/N=1$ となって、復調できなくなる。そのため、増幅器などの動作限界(upper limit)を決める指標としてIP3は使用されている。
- 別の言い方をすれば、IP3は回路のダイナミックレンジの上限を決める。
- 基本波の利得が1dB下がる点をP1dBと呼ぶ。この点が基本波が線形(利得が一定)である最大出力として定義される。

31

第4章 パワーアンプの線形性について (5)

- トランジスタに2信号(ω_1, ω_2)が入力された時、出力の基本波の電力と3次の歪み(IM3)の電力との関係を示したのが右図である。
- 歪みが小さい時(入力電力が低い時)は、出力の基本波成分は、1:1の傾きであり、IM3の傾きは、1:3となる。
- 入力電力が高くなり、トランジスタの歪みが大きくなると、出力の基本波成分は飽和し、IM3成分の振る舞いは複雑になる。これは、a項の符号の問題や、出力電圧、電流のクリッピングなどが原因である。
- IP3は、小信号の基本波出力(1:1)とIM3出力(1:3)の交点のことを言う。大信号時には、必ずしも一致しない。30



第4章 パワーアンプの線形性について (7)

- 前述の最大線形電力(P1dB)と、IP3の出力電力(OIP3)の関係を簡略式にて導出する。
 - ここでは、Power seriesの3次までの項を考慮し、それ以上の項は無視する。(高次の項は出力電力に与える影響が小さいため。しかし、ゼロではない。)
 - 入力電圧(v_{ic})は正弦波とすると、(15)式より、出力電圧(v_{oc})は次式となる。
- $$v_{oc} = a_1 v_{ic} \cos \omega t + a_2 v_{ic}^2 \cos^2 \omega t + a_3 v_{ic}^3 \cos^3 \omega t \quad (18)$$
- ここで、
- $$\cos^3 \theta = \frac{1}{4} (3 \cos \theta + \cos 3\theta) \quad (19)$$
- の関係があるので、出力の基本波成分は次式となる。
- $$v_{oc} = a_1 v_{ic} + \frac{3}{4} a_3 v_{ic}^3 \quad (20)$$

32

第4章 パワーアンプの線形性について (8)

- 利得が低下しなければ、出力電力 v_{oc} は $a_1 v_{ic}$ であるが、電力利得が1dB低下する点(P1dB)では、次式となる。

$$v_{oc} = a_1 v_{ic} 10^{-0.05} \quad (21)$$

- (20)式と(21)式から、P1dBにおいては次式が成り立つ。

$$a_1 v_{ic} 10^{-0.05} = a_1 v_{ic} + \frac{3}{4} a_3 v_{ic}^3 \quad (22)$$

- これより、 a_3 の符号は負(-)であることがわかる。そこで、 a_3 の絶対値を用いて、(22)式を書き直すと、

$$v_{ic}^2 = \frac{4a_1(1-10^{-0.05})}{3|a_3|} \quad (23)$$

- (23)式は、P1dBの点の入力電力を表している。

33

第4章 パワーアンプの線形性について (9)

- つぎに、等振幅の2信号(ω_1, ω_2)が入力した場合を考える。3次の歪みの計算は(15)式の3次の項のみを考える。基本波の出力と3次の歪みの出力($2\omega_1 - \omega_2$)の電圧が等しくなる点(IP3)を v_{ip3} とすると、

$$a_1 v_{ip3} = \frac{3}{4} a_3 v_{ip3}^3 \quad (24)$$

- 従って、

$$v_{ip3}^2 = \frac{4a_1}{3a_3} \quad (25)$$

- (25)式の入力電圧(v_{ip3})と(23)式の線形領域を表す電圧(v_{ic})が等しくなる点がIP3の入力電圧なので、

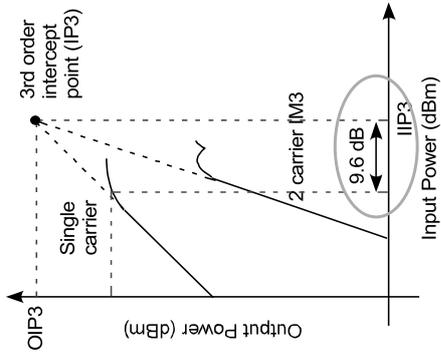
$$\left(\frac{v_{ip3}}{v_{ic}} \right)^2 = \frac{1}{1-10^{-0.05}} = 9.2 \quad (= 9.6\text{dB}) \quad (26)$$

34

第4章 パワーアンプの線形性について (10)

- トランジスタの非線形性が弱く、波形歪みを起こさない領域(弱非線形)における解析より、P1dBとIIP3の関係は、次式の値となった。
- ただし、IM3が1:3のスロープで増加すること自体が弱非線形の仮定で成り立つことを忘れてはいけない。
- 大信号(波形歪みも発生)では、次式の関係は成り立たない。

$$\left(\frac{v_{ip3}}{v_{ic}} \right)^2 = \frac{1}{1-10^{-0.05}} = 9.2 \quad (= 9.6\text{dB})$$

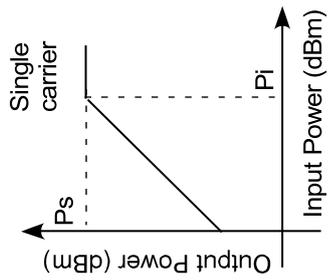


35

第4章 パワーアンプの線形性について (11) ここで、問題

- 1信号が入力した時に、パワーアンプの飽和電力が P_s で、その時の入力電力は P_i であったとする(下図参照)。このパワーアンプに、2信号(電力は等しい)を入力した時、パワーアンプの電力が飽和しはじめる入力電力はいくらになるか？

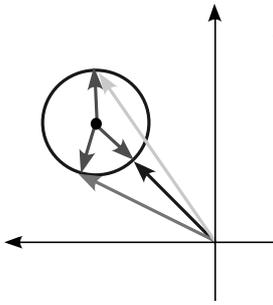
ただし、パワーアンプは高調波やIM3のような周波数成分のパワーはいっさい出さないものとする。



36

第4章 パワーアンプの線形性について (12) パワーアンプの線形性と効率について (1)

- ベクトル変調信号を増幅する時、要求される線形性(ベクトルエラー:EVM)を満たして、いかにパワーアンプの効率を高くするか、は極めて困難な課題である。
- EVMは、エラーベクトルの絶対値を用いて計算されるため、このエラーベクトルが一定の条件で効率をいかに高くするか？
- 下図に種々のバターンを示す。ここで、黒点は目標のベクトルポイントで、黒、緑、黄色の矢印はすべてEVMが等しいベクトルである。



■ 問題

3種類のベクトルは振幅、角度が異なる。この3種類のベクトルが3種類のパワーアンプの出力を復調したベクトルであるとする。最も消費電力が低くなるのは、どのパワーアンプ(緑、黒、黄色)であろうか？

37

第4章 パワーアンプの線形性について (14) パワーアンプの線形性と効率について (5)

- トランジスタの位相歪みを改善するために、種々の線形化回路(Linearizer)が報告されている。
- トランジスタの位相歪みをキャンセルする(逆歪みを与える)素子(ダイオードやMOS)を利用してトランジスタの位相歪みを改善した回路が報告されている。(下記、文献参照)
- また、パワーアンプの出力電力を検出し、ベースバンドへフィードバックして線形化する手法も数多く提案されている。

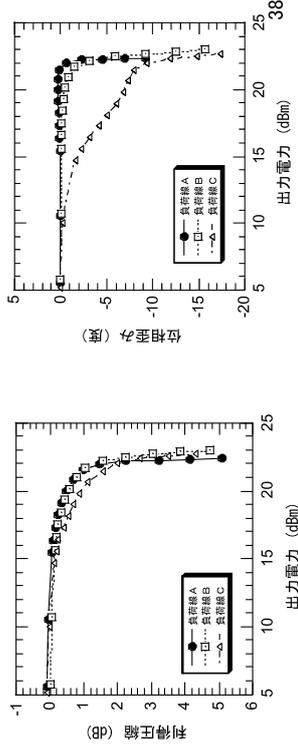
参考文献

- (1) T. Yoshimasu, et.al, "An HBT MMIC power amplifier with an integrated diode linearizer for low-voltage portable phone applications," IEEE Journal of Solid State Circuits, pp.1290-1296, Sep. 1998.
- (2) H. Kang, "RF reconfigurable predistorter for power amplifiers," IEICE Trans. on Electron., pp.1664-1669, Sep, 2007.
- (3) C-C. Huang, et.al, "A compact high-efficiency CMOS power amplifier with built-in linearizer," IEEE Microwave. and Wireless Comp. Lett. pp.587-589, Sep, 2009.

39

第4章 パワーアンプの線形性について (13) パワーアンプの線形性と効率について (4)

- トランジスタの入出力特性(振幅と位相)から、トランジスタの位相歪みの程度を知ることができる。
- 下図は、3種類の動作(負荷線)の違いによる振幅と位相の歪みの違いを表す。
負荷線A(●):A級動作、
負荷線B(□):AB級動作、
負荷線C(△):ほぼB級動作。



まとめ

- (1) 高周波増幅器に使用するトランジスタは、高い f_T , f_{max} を有しているため、動作周波数では、条件付き安定となることが多い。
- (2) 増幅器を安定動作させるには、入力と出力側のインピーダンスを適切に選択することが重要であり、その際、安定性は広帯域に判定しなければならない。
- (3) パワーアンプの高効率化は、アプリケーションによってアプローチが異なる。最近では、デジタル変調波がよく用いられるので、線形性が重要になる。要求される線形性を満たした上で、高効率化するには、パワーアンプの位相歪みを補正することが有効である。

40