

## マイクロ波広帯域増幅器設計の基礎

## Introduction to Microwave Broadband Amplifier Design

伊藤 康之<sup>†</sup>Yasushi Itoh<sup>†</sup><sup>†</sup> 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

## 概要

マイクロ波広帯域増幅器の中でも数オクターブの超広帯域に亘って平坦な利得, 低い VSWR を示す分布形増幅器に注目し, まず入出力回路を伝送線路またはフィルタ回路で等価的に表現し, それぞれの回路について利得を求める方法を紹介します. 利得が求まると(a)帯域を固定した場合に利得を最大にする最適 FET 数 ( $N_{opt}$ ), (b)GB 積が最大になる条件 ( $K$  値), (c)FOM を計算することができる. 次に雑音特性について, 雑音モデルを用いて入出力回路を等価的に表現し, FET 数を変化させた場合の分布形増幅器の雑音指数および最小雑音指数を求める方法を紹介します. さらに広帯域増幅器の基本特性である群遅延特性について, 群遅延特性を劣化させる入出力終端回路での反射量に応じて出力電流が大きく変化する様子を解析的に表現する. 入出力終端回路の設計は群遅延特性だけではなく, 低周波端の帯域特性にも大きな影響を与えるので, 従来の受動素子だけでなく能動素子を用いたアクティブ終端回路の設計例も紹介する. マイクロ波広帯域増幅器の様々な特性を解析的に表現することは回路設計の基礎であり, 最終的に増幅器の良し悪しを大きく左右する.

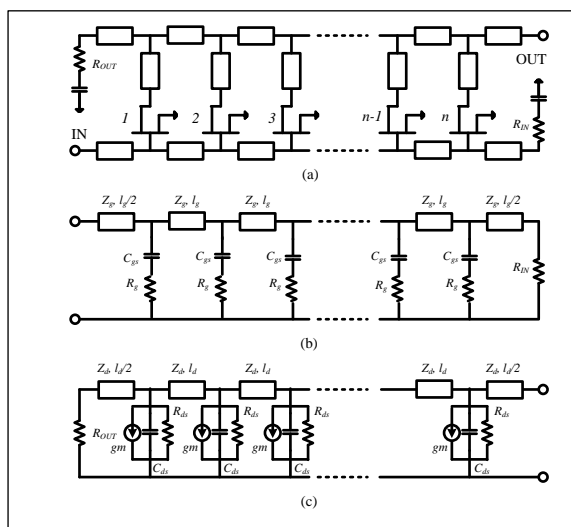


図1 分布形増幅器の回路構成

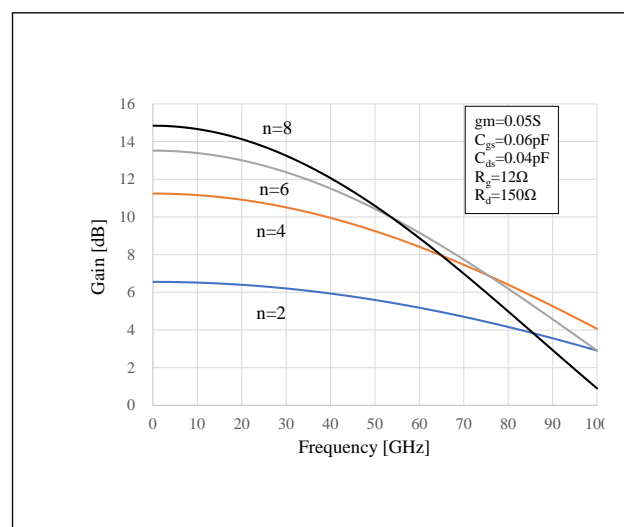


図2 分布形増幅器の利得 (Ayasli)

## Abstract

Fundamentals for designing the distributed amplifier are introduced in this paper. First, the gain is analytically expressed for two different equivalent circuits using artificial transmission lines and filter circuits. Then the noise figure of the distributed amplifier is described as an approximated form using noise models. A variation of the group delays due to the mismatch at the gate and drain line loads is represented in terms of the output currents, showing that the variation arises with the mismatch. Moreover, the gate and drain line loads have a serious effect on the gain ripple at the low frequency end of the band. The gain ripple can be improved with the use of the active load terminations. The analytical design approach of the distributed amplifier presented here serves as an introduction of the amplifier design having stringent requirements for the performance.

## 1. はじめに

広帯域増幅器の代表格である分布形増幅器の原点となっている進行波増幅理論は 1935 年イギリスの Percival によって特許として紹介された[1]. 当初はあまり受け入れられなく広がりもみせなかったが, その後 1948 年に E. L. Ginzton らによって真空管を用いた進行波増幅器(Traveling-Wave Amplifier: TWT)として広く知られるようになった[2]. 現在のような半導体素子を用いたモノリシックマイクロ波集積回路(MMIC)の形になったのは 1982 年 Y. Ayasli らによるもので, 広帯域特性を妨げているトランジスタの容量を高インピーダンスの伝送線路に分布させて, 人工的にカットオフ周波数の高い  $50 \Omega$  の伝送線路(Artificial Transmission Line)を作るという概念が生まれた[3]. 1984 年には Wisconsin-Madison 大学の Beyer らが入出力線路をフィルタ回路として等価的に表現し, 増幅器の利得, 比帯域幅, GB 積(Gain-Bandwidth Product)等を解析的に表現した[4]. 分布形増幅器の雑音特性についてはそれまで取り扱われることはなく, 1983 年に K. B. Niclas[5], 1985 年に C. S. Aitchison[6] らは雑音モデルを用いて増幅器の雑音指数を解析的に表現した. その後分布形増幅器がマイクロ波以外に超高速光通信システムに応用されるようになって, 群遅延特性が注目されるようになった. 群遅延特性はプロセスのバラツキによるリップルも問題であるが, 入出力終端回路におけるミスマッチが原因して帯域の低周波端での群遅延特性が変動する. このリップル改善のためには群遅延を解析的に表現することが必要であり, ここでは 2004 年に J. Jeong らにより発表された内容[7]を紹介する. また入出力終端回路は受動素子で構成されるため群遅延特性だけでなく利得の帯域幅の低周波端の特性に大きく影響する. したがってここでは能動素子と抵抗のみで構成されるアクティブ終端回路を用いて帯域特性の改善例を紹介する[7-10].

## 2. 分布形増幅器の利得

### 2.1 伝送線路としての取り扱い[3]

分布形増幅器の入出力回路は伝送線路またはフィルタ回路として等価的に扱われる. 入出力回路を伝送線路として等価的に扱った場合の回路構成を図 1 に示す.  $n$  個の FET を並列に配置し, それぞれのゲート端子をインピーダンス  $Z_g$ , 長さ  $l_g$  の伝送線路, それぞれのドレーン端子をインピーダンス  $Z_d$ , 長さ  $l_d$  の伝送線路で接続する. FET の相互コンダクタンスを  $gm$ , ゲート・ソース間抵抗および容量を  $R_g, C_{gs}$ , ドレーン・ソース間抵抗および容量を  $R_{ds}, C_{ds}$  とする.  $R_g, C_{gs}$  および  $R_{ds}, C_{ds}$  は FET 間を接続する高インピー

ダンスの線路に分布されるため, 入出力の伝送線路のインピーダンスは

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_g + \frac{C_{gs}}{l_g}}} \quad (1)$$

$$Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_d + \frac{C_{ds}}{l_d}}} \quad (2)$$

で表現することができる. ここで  $L_g, L_d$  および  $C_g, C_d$  は FET 間を接続する伝送線路の単位長あたりのインダクタンスおよび容量である. 図 1 (a)において増幅器に入力された信号は FET のゲート端子でピックアップ増幅されて, FET のドレーン端子で半分は増幅器の出力側へ移動し, 残り半分は反対側の終端抵抗  $R_{OUT}$  で消費される. 増幅器の出力端ではそれぞれの FET で増幅された信号が同相で合成出力される. 入出力線路の単位長あたりの減衰定数を  $\alpha_g, \alpha_d$ , 位相定数を  $\beta_g, \beta_d$  とすると

$$\alpha_g = \frac{R_g(\omega C_{gs})^2 Z_g}{2l_g} \quad (3)$$

$$\alpha_d = \frac{Z_d}{2R_{ds}l_d} \quad (4)$$

$$\beta_g = \omega \sqrt{L_g \left( C_g + \frac{C_{gs}}{l_g} \right)} \quad (5)$$

$$\beta_d = \omega \sqrt{L_d \left( C_d + \frac{C_{ds}}{l_d} \right)} \quad (6)$$

が得られる. それぞれの FET で増幅された信号が同相で合成出力されるための条件は

$$\beta_g l_g = \beta_d l_d \quad (7)$$

である. いま式(1), (2)で示される入出力線路のインピーダンス  $Z_g, Z_d$  が  $Z_0=50$  に等しいとすると, 分布形増幅器の利得  $G$  は次式で示される

$$G = \frac{gm^2 Z_0^2}{4} \cdot \frac{(e^{-\alpha_g l_g n} - e^{-\alpha_d l_d n})^2}{(\alpha_g l_g - \alpha_d l_d)^2} \quad (8)$$

いま  $\alpha_g l_g n \ll 1$  で出力線路での損失が入力線路での損失に比べて小さいと仮定すると式(8)は次式で近似できる.

$$G \cong \left( \frac{gm Z_0 n}{2} \right)^2 \cdot \left( 1 - \frac{\alpha_g l_g n}{2} + \frac{\alpha_g^2 l_g^2 n^2}{6} \right)^2 \quad (9)$$

式(9)より FET 数  $n$  を増やしても利得は単純に比例して増えないことがわかる。

式(8)で示される利得について FET 数  $n$  を 2, 4, 6, 8 と変化させた場合の利得を計算し、結果を図 2 に示す。計算に用いた FET は  $0.15 \times 60 \mu\text{m}^2$  GaAs pHEMT [11] であり、各モデルパラメータの値は図 2 に同時に示した。式(3)において、入力線路での減衰が周波数とともに大きくなるために、図 2 の利得は平坦ではなく右下がりになっている。また FET 数  $n$  を増やすと帯域内の利得は高くなっているが、ロールオフ特性も重ね合わせになるため、帯域幅が狭くなっているのがわかる。

## 2.2 フィルタ回路としての取り扱い[4]

### (1) 利得

分布形増幅器の入出力回路をフィルタ回路として等価的に扱った場合の回路構成を図 3 に示す。

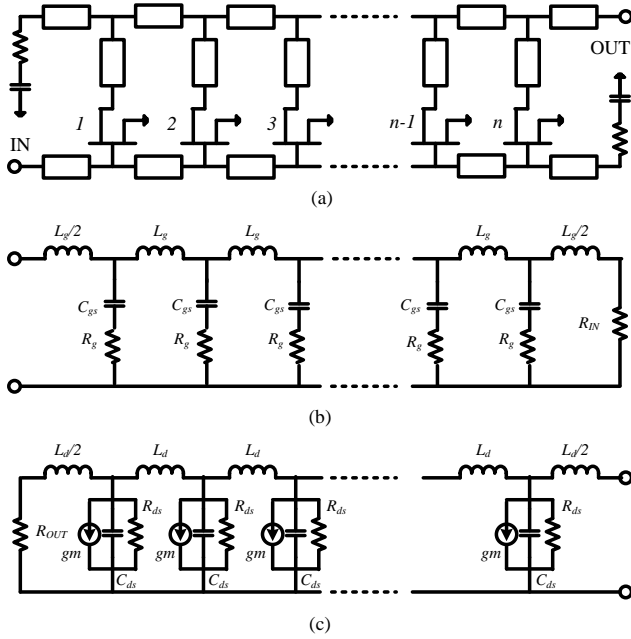


図 3 分布形増幅器の入出力回路をフィルタ回路として等価的に扱った場合

FET 間を接続する高インピーダンスの伝送線路をインダクタ  $L_g, L_d$  で近似し、FET の  $C_{gs}, C_{ds}$  と組み合わせてローパスフィルタ(LPF)回路を構成する。図 3(b), (c)は T 形 LPF を  $n$  段縦続接続した回路と見なすことができる。各段の LPF のカットオフ周波数を高くし、かつ映像インピーダンスを  $50 \Omega$  に設計することにより、分布形増幅器は超広帯域に亘って平坦な利得、低い VSWR を示すことができる。入出力回路をフィルタ回路として取り扱った分布形増幅器の利得は次式で示すことができる[4]。

$$G = \frac{gm^2 R_{01} R_{02}}{4} \cdot \frac{\sinh^2 \left\{ \frac{n}{2} (A_d - A_g) \right\} e^{-n(A_g + A_d)}}{\left\{ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right\} \left\{ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right\} \sinh^2 \left\{ \frac{1}{2} (A_d - A_g) \right\}} \quad (10)$$

$$R_{01} = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} \quad (11)$$

$$R_{02} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad (12)$$

$$A_g = \frac{\frac{\omega_c X_k^2}{\omega_g}}{\sqrt{1 - \left\{ 1 - \left( \frac{\omega_c}{\omega_g} \right)^2 \right\} X_k^2}} \quad (13)$$

$$A_d = \frac{\frac{\omega_d}{\omega_c}}{\sqrt{1 - X_k^2}} \quad (14)$$

$$X_k = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (15)$$

$$\omega_g = \frac{1}{R_g C_{gs}} \quad (16)$$

$$\omega_d = \frac{1}{R_{ds} C_{ds}} \quad (17)$$

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_g}} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (18)$$

ここで  $R_{01}, R_{02}$  は特性インピーダンスの抵抗成分、 $A_g, A_d$  は T 形 LPF の減衰定数、 $X_k$  は正規化周波数、 $\omega_c$  はラジアンカットオフ周波数、 $\omega_g, \omega_d$  は FET で決まる定数である。

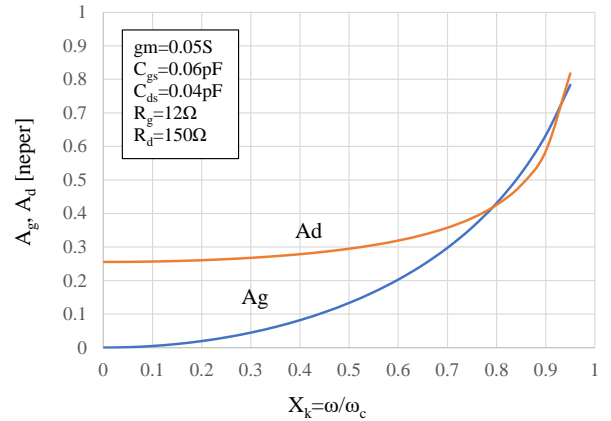


図 4 T 形 LPF の減衰定数  $A_g, A_d$

式(10)で示される利得を計算するに当たって、まず式(11), (12)の  $R_{01}, R_{02}$  は  $50 \Omega$  とする。  $C_g = C_{gs}, R_{01} = 50 \Omega$  より  $L_g$  を求め、入出力回路でのカットオフ周波数を等しくするために、  $L_d = L_g, C_d = C_g = C_{ds} + \Delta C$  (通常  $C_{gs} > C_{ds}$  のため) として計算を行った。すなわち FET のドレーン・ソース間に容量  $\Delta C$  を付加する。  $R_{02} = 50 \Omega$  となり

これで LPF を構成する回路素子値が決まった。つぎに式(13), (14)より T 形 LPF の減衰定数  $A_g$ ,  $A_d$  を正規化周波数  $X_k$  をパラメータとして計算し, 結果を図 4 に示す. Ayasli らの解析では, 出力線路での減衰特性  $A_d$  には周波数依存性はなかったが, Beyer らの解析では式(14)に示すように周波数依存性がある. また  $A_g$  の方が  $A_d$  よりロールオフ特性が顕著である. したがって FET 数  $n$  を増やしても利得が単純に比例しないのは  $A_d$  の所為であり, 帯域が狭くなるのは主に  $A_g$  の所為と考えられる.

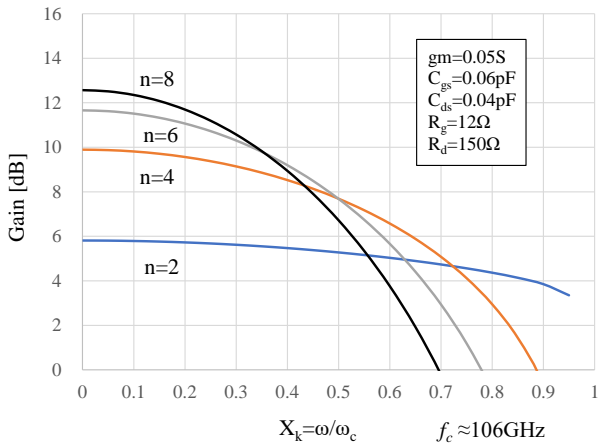


図 5 分布形増幅器の利得 (Beyer)

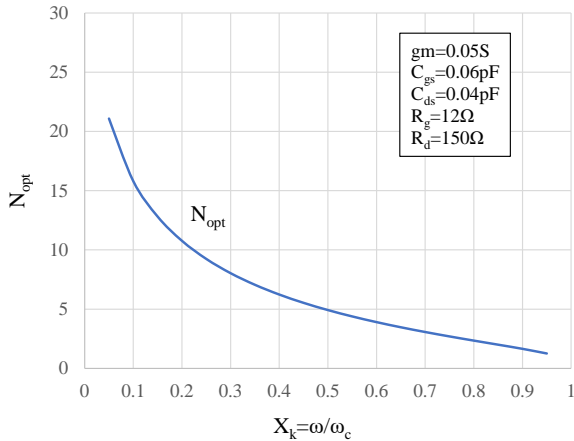


図 6 利得を最大にする FET 数  $N_{opt}$

式(10)を用いて FET 数  $n$  を 2, 4, 6, 8 と変化させた場合の利得を計算し, 結果を図 5 に示す. 分布形増幅器の入出力回路を伝送線路として等価的に扱った図 2 の場合と比較して, 利得が低く帯域も狭くなっているのがわかる. これは入出力回路の損失の計算式が異なる所為である. なお式(18)より  $f_c \approx 106\text{GHz}$  になるので, 図 5 において  $X_k=1$  の点が  $f=106\text{GHz}$  に

相当する.

### (2) 利得を最大にする FET 数 $N_{opt}$

式(10)より利得を最大にする FET 数  $N_{opt}$  は次式で与えられる[4].

$$N_{opt} = \frac{\ln\left(\frac{A_d}{A_g}\right)}{A_d - A_g} \quad (19)$$

正規化周波数  $X_k$  をパラメータとして  $N_{opt}$  を計算し, 結果を図 6 に示す. 式(18)よりカットオフ周波数  $f_c$  は約 106GHz, 図 6 より帯域幅を 60GHz とすると, 利得を最大にする FET 数は 4 となる.

### (3) GB 積の最大化

分布形増幅器は使用する FET 数を増やすことにより利得は高くなるが, 逆に帯域幅は狭くなる. 利得 (Gain) と帯域幅 (Bandwidth) はトレードオフの関係にある. ここでは GB 積 (Gain-Bandwidth Product) が最大になる FET 数を求める. 式(10)において, 直流での利得を  $A_0$ , GB 積を  $A_0 f_{1dB}$  とすると, 次式で書くことができる. 帯域幅はここでは  $f_{1dB}$  としているが, 式(25)に示すように, カットオフ周波数  $f_c$  の  $X$  倍と定義し, 自由に変化できるようにしている.

$$A_0 = \frac{gm\sqrt{R_{o1}R_{o2}}\sinh(b)e^{-b}}{2\sinh\left(\frac{b}{n}\right)} \quad (20)$$

$$A_0 f_{1dB} = 4KXf_{max} \quad (21)$$

$$a = \frac{n\omega_c}{2\omega_g} \quad (22)$$

$$b = \frac{n\omega_d}{2\omega_c} \quad (23)$$

$$K = \sqrt{abe^{-b}} = \frac{A_0 f_c}{4f_{max}} \quad (24)$$

$$f_{1dB} = Xf_c \quad (25)$$

$$f_{max} = \frac{gm}{4\pi C_{gs}} \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_g}} \quad (26)$$

FET 数  $n$  に対する GB 積として, 式(21)の  $A_0 f_{1dB}$  を直接計算しても良いが,  $4f_{max}$  で割った式(24)の  $K$  値の方が分かりやすいので, GB 積として  $K$  値の計算結果を図 7 に示す. FET 数  $n$  が 8 近傍で  $K$  値が最大 0.5 になるのがわかる. この場合の  $A_0 f_{1dB}$  は約  $4.73 \times 10^{11}$  になる.

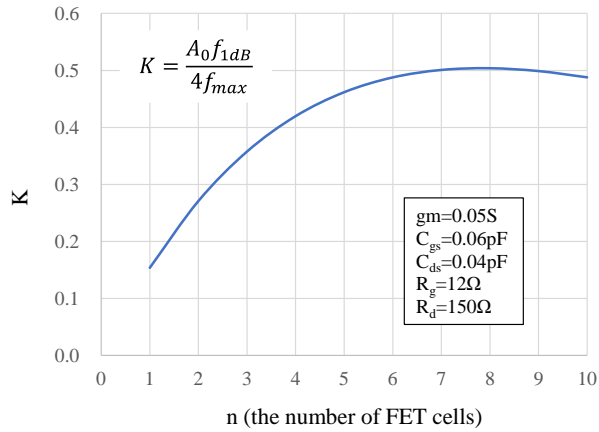


図7 K値の計算結果

#### (4) Figure of Merit (FOM)

分布形増幅器のFOMは次式より計算できる[8].

$$FOM \frac{[GHz]}{[mW]} = \frac{S_{21}[1]BW[GHz]}{(NF-1)[1]P_{DC}[mW]} \quad (26)$$

ここでの  $BW$  は 3dB 帯域幅[GHz]であり,  $S_{21}$  および  $NF$  は真数, 消費電力  $P_{DC}$  は[mW]で与える.

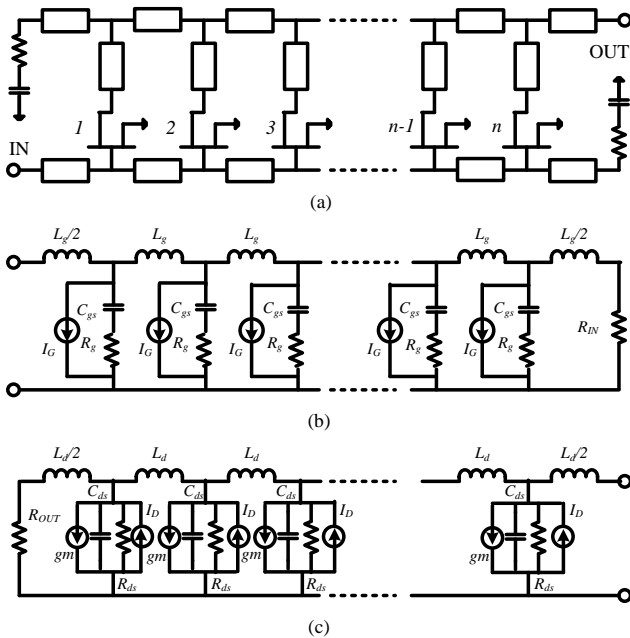


図8 分布形増幅器の雑音等価回路

### 3. 分布形増幅器の雑音特性

分布形増幅器の雑音特性を最初に解析的に表現したのは K. B. Niclas[5]と C. S. Aitchison[6]である. 両者ともに FET の雑音モデル[11]を用いての雑音特性の解析であるが, K. B. Niclas の方は雑音の等価回路を 4 端子回路でマトリクス形式で表現しており, 回路が複雑で難解である. 一方, C. S. Aitchison の方は 2 端子回路での表現であり, 最小雑音指数の電流依存性や高周波帯での雑音表現に一部物理的に意味のない係数が含まれているが, 解析的な式としては明解である. したがってここでは C. S. Aitchison の雑音解析を用いる.

分布形増幅器の雑音等価回路を図 8 に示す. 図 3 の FET のゲート・ソース間にゲート雑音電流  $I_G$ , ドレイン・ソース間にドレイン雑音電流  $I_D$  が付加されている. なお FET の寄生抵抗で発生する熱雑音による雑音電圧は無視している. いま理想的に FET の  $R_g$  がゼロで  $R_{ds}$  が無限大と仮定すると, 式(8)は次式で表現することができる.

$$G = \frac{gm^2 Z_{01} Z_{02}}{4} \cdot \left\{ \frac{\sin^2(\beta_d - \beta_g)}{\sin^2(\beta_d + \beta_g)} \right\}^2 \quad (27)$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_g / C_g}{1 - (\omega / \omega_c)^2}} \quad (28)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_d / C_d}{1 - (\omega / \omega_c)^2}} \quad (29)$$

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_g}} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (30)$$

$$\beta_g = \omega \sqrt{L_g C_g} \quad (31)$$

$$\beta_d = \omega \sqrt{L_d C_d} \quad (32)$$

なおゲート雑音電流  $I_G$  およびドレイン雑音電流  $I_D$  は次式で表すことができる. ここで  $R, P$  はバイアスに依存して変化するパラメータである.

$$\overline{i_G^2} = 4kT_0 B \frac{(\omega C_{gs})^2}{gm} R \quad (33)$$

$$\overline{i_D^2} = 4kT_0 B gm P \quad (34)$$

ここで  $k$  はボルツマン定数,  $T_0$  は絶対温度,  $B$  は帯域幅である. ゲート雑音電流  $I_G$  およびドレイン雑音電流  $I_D$  の相関係数  $C_r$  は実数成分がゼロで虚数成分のみを考慮している. 増幅器の出力端での雑音電力

$P_N$ は

$$P_N = Z_{02} \left\{ \left( \frac{gmZ_{01}}{4} i_G \right)^2 \sum_{r=1}^n f(r, \beta) + \frac{n}{4} i_D^2 \right\} \quad (35)$$

で書くことができる。ここで  $f(r, \beta)$  はゲート雑音電流を回路で重みづけした関数である。いま計算を簡単にするために  $L_d = L_g$ ,  $C_d = C_g = C_{ds} + \Delta C$  (通常  $C_{gs} > C_{ds}$ ) とすると

$$\beta = \beta_g = \beta_d = 2 \sin^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \quad (36)$$

と簡単に表せる。以上より雑音指数  $F$  を求めると

$$F = 1 + \left( \frac{\sin n\beta}{n \sin \beta} \right)^2 + \frac{4}{n^2 gm^2 Z_{01} Z_{02}} + \frac{Z_{01} (\omega C_{gs})^2 R \sum_{r=1}^n f(r, \beta)}{n^2 gm} + \frac{4P}{n gm Z_{01}} \quad (37)$$

が得られる。ここで  $f(r, \beta)$  は  $n$  が大きいと仮定し

$$f(r, \beta) = \sum_{r=1}^n (n - r + 1)^2 \quad (38)$$

で近似する。

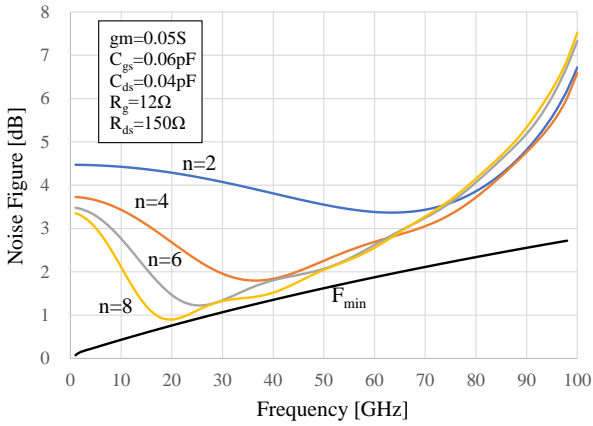


図9 分布形増幅器の雑音指数

式(37)で示される雑音指数について、FET数  $n$  を 2, 4, 6, 8 と変化させた場合の雑音指数  $F$  を計算し、結果を図9に示す。計算に用いたFETは同じく  $0.15 \times 60 \mu\text{m}^2$  GaAs pHEMTであり、各モデルパラメータの値は図9に同時に示した。図9には式(39)で与えられるFETの最小雑音指数  $F_{min}$  も示した。

$$F_{min} = 1 + \frac{2\omega C_{gs}}{gm} \sqrt{\frac{4RP}{3}} \quad (39)$$

$0.15 \times 60 \mu\text{m}^2$  GaAs pHEMTの最小雑音指数  $F_{min}$  の測定値[11]より最終的に  $R=0.2$ ,  $P=0.8$  を採用した。図9より、低周波帯ではFET数  $n$  を増やすにつれて増幅器の雑音指数は  $F_{min}$  に近づくが、高周波数帯ではFET数  $n$  が増えるにしたがって劣化しているのがわかる。

#### 4. 分布形増幅器の群遅延特性[7]

分布形増幅器の設計において、入出力回路と入出力終端回路との間にミスマッチがあると特に低周波帯での利得や群遅延特性の変動(リップル)が顕著になる。入出力回路を伝送線路として取り扱った場合の分布形増幅器の回路構成を図10に示す。

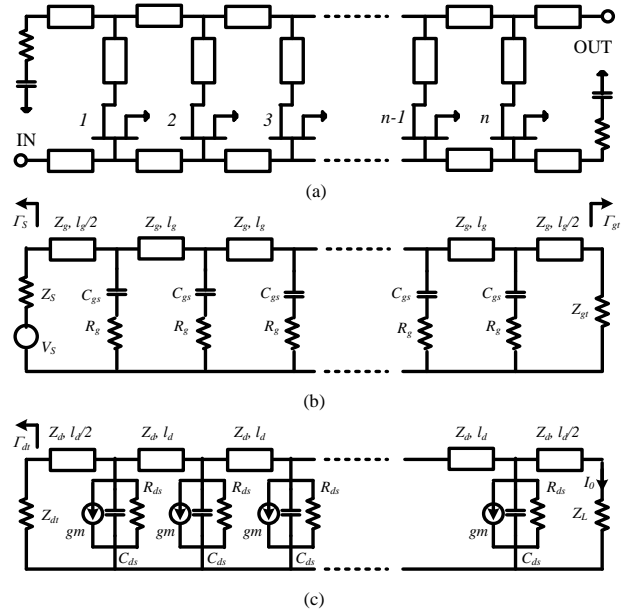


図10 入出力回路を伝送線路として取り扱った場合の分布形増幅器の回路構成

図10(b), (c)において、入力回路から入力終端回路を見た反射係数を  $\Gamma_{gt}$ 、出力回路から出力終端回路を見た反射係数を  $\Gamma_{dt}$  とする。入力電源電圧を  $V_s$ 、内部インピーダンスを  $Z_s$ 、出力端での出力電流を  $I_0$  とする。出力電流  $I_0$  は入出力終端回路での反射波も考慮して次式で示される。

$$I_0 \cong V_s V_x (I_{01} + I_{02} + I_{03} + I_{04}) \quad (40)$$

$$I_{01} = e^{-\frac{\alpha g l_g + \alpha d l_d}{2}} \cdot \frac{e^{-\alpha g l_g n} - e^{-\alpha d l_d n}}{e^{-\alpha g l_g} - e^{-\alpha d l_d}} \quad (41)$$

$$I_{02} = \Gamma_{gt} e^{\frac{\alpha g l_g - \alpha d l_d}{2}} \cdot e^{-2n \alpha g l_g} \cdot \frac{e^{-\alpha g l_g n} - e^{-\alpha d l_d n}}{e^{-\alpha g l_g} - e^{-\alpha d l_d}} \quad (42)$$

$$I_{03} = \Gamma_{dt} e^{-\frac{\alpha_g l_g - \alpha_d l_d}{2}} \cdot e^{-2n\alpha_g l_g} \cdot \frac{e^{-\alpha_g l_g n} - e^{-\alpha_d l_d n}}{e^{-\alpha_g l_g} - e^{-\alpha_d l_d}} \quad (43)$$

$$I_{04} = \Gamma_{gt} \Gamma_{dt} e^{-\frac{\alpha_g l_g + \alpha_d l_d}{2}} \cdot \frac{e^{-\alpha_g l_g n} - e^{-\alpha_d l_d n}}{e^{-\alpha_g l_g} - e^{-\alpha_d l_d}} \quad (44)$$

$$V_x = -\frac{gm}{2} \cdot \frac{1}{1+j\omega R_g C_{gs}} \cdot \frac{Z_g}{Z_S+Z_g} \cdot \frac{1}{1-\Gamma_{gt}\Gamma_{dt}e^{-2n\alpha_g l_g}} \quad (45)$$

$I_{01}$  は入出力終端回路では反射せずにそのまま出力端に到達した電流,  $I_{02}$  は入力終端回路で反射した電流が出力端に到達した電流,  $I_{03}$  は出力終端回路で反射した電流が出力端に到達した電流,  $I_{04}$  は入出力終端回路でそれぞれ反射した電流が出力端に到達した電流である. 分布形増幅器の利得は

$$G = |S_{21}|^2 = \frac{4|I_0|^2 Z_L Z_S}{|V_S|^2} \quad (46)$$

から求めることができる. 式(46)のままでは計算が煩雑なので,  $Z_L=Z_g=Z_S=Z_0=50\Omega$ ,  $\alpha_g = \alpha_d = 0$ ,  $\beta_g l_g = \beta_d l_d = \theta$  とおくと

$$G = |S_{21}|^2 = \left(\frac{gmZ_0}{2}\right)^2 \frac{1}{1+(\omega R_g C_{gs})^2} \cdot \frac{(I_{01}+I_{02}+I_{03}+I_{04})^2}{(1-\Gamma_{gt}\Gamma_{dt}e^{-2n\alpha_g l_g})^2} \quad (46)$$

と簡単化できる. ここで  $I_{01}, I_{02}, I_{03}, I_{04}$  は

$$I_{01} = ne^{-jn\theta} \quad (47)$$

$$I_{02} = \Gamma_{gt} e^{-jn\theta} \cdot \frac{\sin n\theta}{\sin\theta} \quad (48)$$

$$I_{03} = \Gamma_{dt} e^{-jn\theta} \cdot \frac{\sin n\theta}{\sin\theta} \quad (49)$$

$$I_{04} = n\Gamma_{gt}\Gamma_{dt} e^{-j3n\theta} \quad (50)$$

で与えられる. 式(46)から群遅延特性  $GD$  は

$$GD = -\frac{d}{d\omega} \{\angle S_{21}(\omega)\} \quad (51)$$

から求めることができるが, 出力電流の変動を把握するために, ここでは反射係数  $\Gamma_{gt}=\Gamma_{dt}$  をパラメータとして次式で与えられる出力電流を計算した.

$$|I_0| \cong |I_{01} + I_{02} + I_{03} + I_{04}| \quad (52)$$

なおFET数  $n$  は4とし,  $\theta$  は0~2の範囲で計算した. 計算結果を図11に示す.

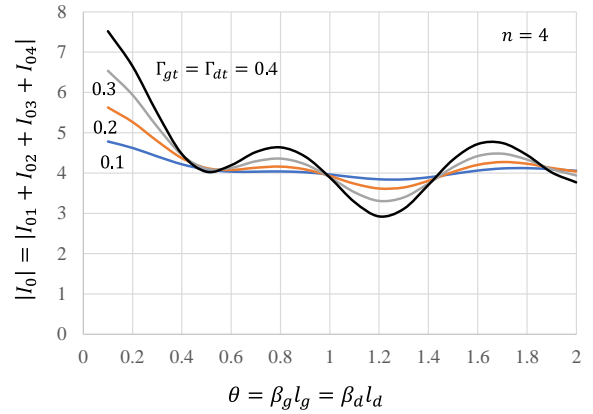


図11 出力電流  $I_0$  の計算結果

反射係数  $\Gamma_{gt}=\Gamma_{dt}$  が小さい即ち反射が少ない場合は, 出力電流の変動は小さいが, 反射係数  $\Gamma_{gt}=\Gamma_{dt}$  が大きくなるにつれて出力電流の変動が大きくなり, 群遅延特性のリップルが大きくなるのが予想できる. 特に  $\theta$  がゼロの直流近傍では変動が最も大きくなる. この結果より, 入出力終端回路での反射を小さくする必要がわかる.

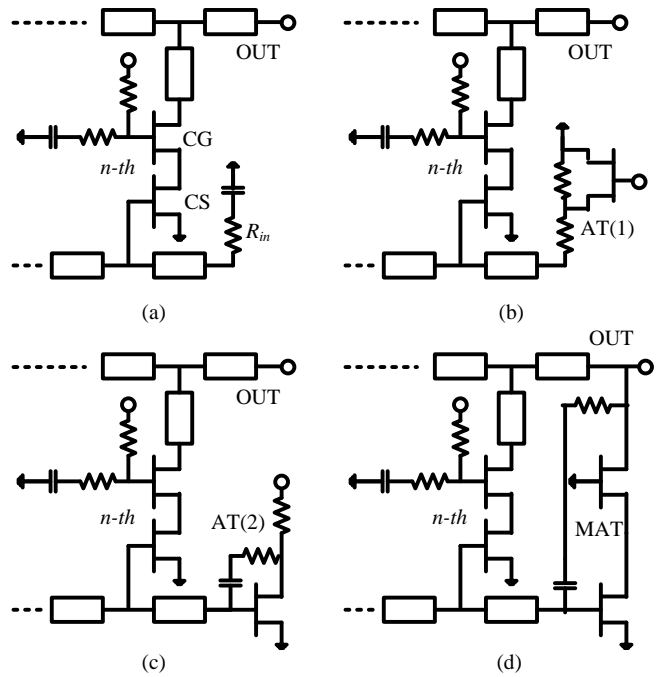


図12 入力終端回路の例

入力終端回路の例を図12に示す. 分布形増幅器は最終段  $n$  段目のみを表示している. まず図12(a)は従来の入力終端回路の典型的な例である. ゲートバイアスを印可するために容量の大きなバイパスコンデン

サを採用しているが、低周波特に DC 近傍ではインピーダンスが大きくなり mismatch が生じる。L や C などの受動素子は周波数依存性があるので取り扱いが難しい。図 12(b) はアクティブ終端回路と呼ばれるもので、能動素子(FET)と抵抗のみで回路を構成している[7]。FET のゲート電圧を制御して FET のドレイン・ソース間抵抗を変化させ、可変の終端抵抗を実現している。図 12(c) もアクティブ終端回路と呼ばれるもので[8],[9]、ソース接地 FET と帰還回路を用いて反射が生じないようにバイアス調整している。図 12(d) は Matched Amplifier Termination (MAT) と呼ばれるもので[10]、入力終端回路に到達した信号の振幅・位相を制御して出力に戻す方法である。雑音特性や  $IIP_3$  の改善も目的としている。低周波帯での利得の改善の様子を図 13 に模擬的に示した。図 12(a) の従来の受動素子では低周波帯での利得の劣化を招いていたが、図 12(b),(c) により利得変動が改善され、図 12(d) の手法では利得の増大も期待できる。

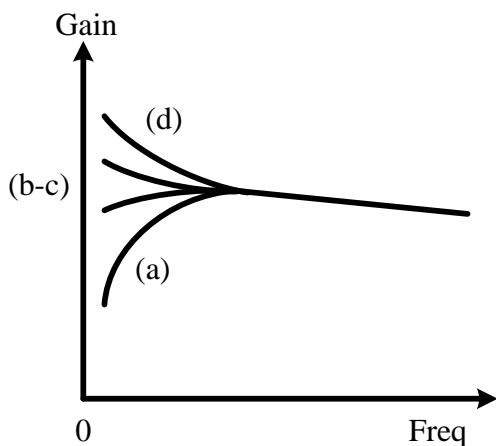


図 13 低周波帯での利得の改善の様子

## 5. まとめ

マイクロ波広帯域増幅器の中でも数オクターブの超広帯域に亘って平坦な利得、低い VSWR を示す分布形増幅器について、利得、雑音特性、群遅延特性を解析的に求める手法を紹介した。マイクロ波広帯域増幅器の様々な特性を解析的に表現することは回路設計の基礎であり、限界性能を見極める場合、性能改善する場合、様々な問題点を解決する場合の要になる。分布形増幅器については広帯域で高出力、高効率、低ひずみ特性が強く求められている。これらは非線形特性であるため解析的に表現するのが難しいが、非線形性の弱い範囲内では表現可能である。これをもとに新たな回路開発が期待される。

## 文 献

- [1] W. S. Percival, "Thermionic valve circuits", British Patent 460 562, January 25, 1937.
- [2] E. L. Ginzton, W. R. Hewlett, J. H. Jasberg and J. D. Noe, "Distributed amplification", Proceeding of IRE, vol. 36, pp. 956-969, August 1948.
- [3] Y. Ayasli, R. L. Mozzi, J. L. Vorhaus, L.D. Rwynolds and R. A. Pucel, "A Monolithic GaAs 1-13-GHz Traveling-Wave Amplifier", IEEE Trans. MTT, vol.MTT-30, No. 7, pp. 976-981, July 1982.
- [4] J. Beyer, S. N. Prasad, R. C. Becker, J. E. Nordman and G. K. Hohenwarter, "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines", IEEE Trans. MTT, vol.MTT-32, No. 3, pp. 268-275, March 1984.
- [5] K. B. Niclas and B. A. Tucker, "On Noise in Distributed Amplifiers at Microwave Frequencies", IEEE Trans. MTT, vol.MTT-33, No. 8, pp. 661-668, August 1983.
- [6] C. S. Aitchison, "The Intrinsic Noise Figure of the MESFET Distributed Amplifier", IEEE Trans. MTT, vol.MTT-33, No. 6, pp. 460-466, June 1985.
- [7] J. Jeong and Y. Kwon, "Monolithic Distributed Amplifier with Active Control Schemes for Optimum Gain and Group-Delay Flatness, Bandwidth, and Stability", IEEE Trans. MTT, vol. 52, No. 4, pp. 1101-1110, April 2004.
- [8] S. Kimura and Y. Imai, "0-40 GHz GaAs MESFET distributed baseband amplifier IC's for high-speed optical transmission," IEEE Trans. MTT, vol. 44, no. 11, pp. 2076-2082, Nov. 1996.
- [9] P. K. Ikalainen, "Low-noise distributed amplifier with active load," IEEE Microwave Guided-Wave Lett., vol. 6, no. 1, pp. 7-9, Jan. 1996.
- [10] K. W. Kobayashi, D. Denninghoff and D. Miller, "A novel 100 MHz-45 GHz GaN HEMT Input-Termination-Less Distributed Amplifier Design with Low-Frequency Low-Noise and High Linearity Implemented with 6-inch 0.15  $\mu\text{m}$  GaN-SiC mm-Wave process Technology" IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 51, no. 9, pp. 2017-2026, 2016
- [11] 伊藤 康之, 高木 直, "MMIC 技術の基礎と応用", リアライズ社, 1992 年 4 月.

## 著者紹介

伊藤 康之

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, 客員教授,

yasushi.itoh@uec.ac.jp