

マイクロ波トランジスタ増幅器設計支援用シミュレーションソフトの開発

福山職業能力開発短期大学校 平島隆洋・日浦悦正
山下明博・白川浩
(株)アドテック 小林正憲
福山大学工学部 田中聡

Development of a Simulation Software for a Microwave Transistor Amplifier Design
Takahiro HIRASHIMA, Etsumasa HIURA, Akihiro YAMASHITA,
Hiroshi SHIRAKAWA, Masanori KOBAYASHI, Satoshi TANAKA

要約

GaAs FET や HEMT (High Electron Mobility Transistor) などの超高周波トランジスタを用いたマイクロストリップ整合型マイクロ波増幅器は、その設計法にスミスチャートを用いた手作業による作図法が従来から用いられてきた。本手法は、単一周波数における設計には効果的であるが、幅広い周波数領域の特性評価やスプリアス発振を解析するためには多くの労力を必要とし、また、トランジスタの特性上、周波数が高くなればなる程、正確な設計値を得ることが困難となる。

本稿では、入出力にそれぞれ2段の通過型マイクロストリップ整合回路を設けたマイクロ波トランジスタ増幅器設計支援用のシミュレーションソフトを開発し、また、その解析結果をもとに、テフロン基板上に HEMT を装荷した X 帯増幅器を試作した。試作器は、中心周波数近傍においてシミュレーション値とはほぼ一致した動作特性を得ており、開発したシミュレーションソフトの有用性が確認できたので報告する。

1 まえがき

携帯電話や自動車電話、特定用途向け小電力無線機などに代表されるように、準マイクロ波やマイクロ波を用いた通信システムが近年脚光を浴びている。このようなか、従来マイクロ波発振器や増幅器として用いられてきた電子管は、小型・軽量化および信頼性の向上を目指し、現在では Gunn diode や IMPATT diode、GaAs FET や HEMT、HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) などの固体素子へと置き換えられている。Gunn diode や IMPATT diode などの2端子素子は、その構造上、導波管やキャピティに埋め込まれる形態が主であるが⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾、GaAs FET や HEMT をはじめとするトランジスタは、低周波領域で用いられているトランジスタと同様、プリント基板に装荷した形で利用できるという利点がある^{(5),(6)}。し

かしながら、マイクロ波領域では、回路自体を集中定数回路とみなすことができず、分布定数回路として扱わなければならないという問題が生じ、同様の理由から、低周波領域での回路設計法を適用することが困難となる。そのようななか、マイクロ波回路を容易に設計する方法として、スミスチャートを用いた手作業による作図法が挙げられた。本手法は、分布定数回路方程式を解くことによってしか成し得なかったマイクロ波回路の設計を、作図という方法を用いて簡単に実現することが可能であり、現在でも広く利用されている。しかし、全てのマイクロ波回路において本手法が最適であるかという過言であり、特に、増幅器のように幅広い周波数領域を解析しなければならない場合やスプリアス発振を解析しなければならない場合は、非常に労力を必要とする。

本稿では、上記の問題点を解決するために、マイク

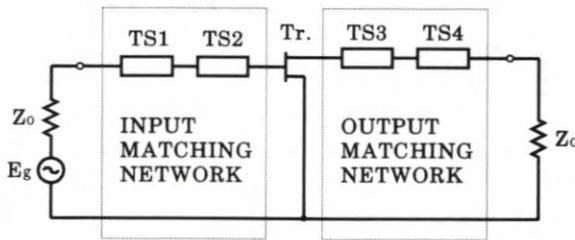


図1 増幅器の基本構成

ロ波トランジスタ増幅器設計支援用のシミュレーションソフトを開発する⁽⁷⁾。本シミュレーションソフトは、学生や能力開発セミナー受講生に対しての導入の容易さや教育的効果を考慮し、入出力整合回路には、一般に多く用いられているオープンスタブを採用せず、通過型マイクロストリップのみを用いる。また、トランジスタとして用いる GaAs FET や HEMT の特性上、通過型マイクロストリップの接続段数はそれぞれ2段とする。また、本シミュレーションソフトの解析結果をもとに、比誘電率2.3のテフロン基板上に HEMT を装荷した X 帯増幅器を試作し、その特性を評価する。以下、II. では今回対象とした増幅器の構成およびその特性解析、III. では開発したシミュレーションソフトの仕様、IV. ではシミュレーションソフトの解析結果をもとに試作した増幅器の特性について述べ、V. でまとめとする。

II 増幅器の構成

図1に増幅器の基本構成を示す。TS1およびTS2は入力側の通過型マイクロストリップ整合回路、Trは GaAs FET や HEMT などの超高周波トランジスタ、TS3およびTS4は出力側の通過型マイクロストリップ整合回路である。一般に、マイクロストリップラインは特性インピーダンスを用いてその特性を表し、超高周波トランジスタに関してはSパラメータを用いてその特性を記述するものがほとんどである。したがって、図1に示すような縦接続の回路系においては、全ての回路要素をFパラメータに変換したのちに回路全体のFパラメータを導出し、さらにそれをSパラメータで表現することが最適であると思われる。以下にその導出過程を示す。

トランジスタ部のZパラメータは、Sパラメータを用いて

$$[z^{Tr}] = \begin{bmatrix} z_{11}^{Tr} & z_{12}^{Tr} \\ z_{21}^{Tr} & z_{22}^{Tr} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta^{Tr}} \begin{bmatrix} (1+S_{11}^{Tr})(1-S_{22}^{Tr})+S_{12}^{Tr}S_{21}^{Tr} & 2S_{12}^{Tr} \\ 2S_{21}^{Tr} & (1-S_{11}^{Tr})(1+S_{22}^{Tr})+S_{12}^{Tr}S_{21}^{Tr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{ただし、} \Delta^{Tr} = (1-S_{11}^{Tr})(1-S_{22}^{Tr}) - S_{12}^{Tr}S_{21}^{Tr}$$

と表される。また、式(1)をFパラメータに変換すると

$$[F^{Tr}] = \begin{bmatrix} F_{11}^{Tr} & F_{12}^{Tr} \\ F_{21}^{Tr} & F_{22}^{Tr} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{11}^{Tr}} \begin{bmatrix} Z_{11}^{Tr} & | Z_{12}^{Tr} \\ 1 & | Z_{22}^{Tr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{ただし、} | Z^{Tr} | = Z_{11}^{Tr}Z_{22}^{Tr} - Z_{12}^{Tr}Z_{21}^{Tr}$$

となり、同様にマイクロストリップ部をFパラメータで表すと

$$[F^{TSn}] = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z^{TSn} \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z^{TSn}} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、 γ :伝搬定数 ($=\alpha+j\beta$)、 α :減衰定数、 β :位相定数、 l :線路長、 Z^{TSn} :特性インピーダンス

となる。なお、マイクロストリップの特性インピーダンスに関しては、文献(8)~(10)などで近似式が挙げられている。

さらに、各マイクロストリップを無損失伝送線路 ($\alpha=0$) と見なすと、式(3)は

$$[F^{TSn}] = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ^{TSn} \sin \beta l \\ \frac{j}{Z^{TSn}} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (4)$$

となるので、回路全体のFパラメータは

$$[F] = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} = [F^{TS1}][F^{TS2}][F^{Tr}][F^{TS3}][F^{TS4}] \quad (5)$$

となり、これよりZパラメータおよびSパラメータは

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{Z}] &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{F_{21}} \begin{bmatrix} F_{11} & |F| \\ 1 & F_{22} \end{bmatrix} \quad (6) \\
 \text{ただし、} & |F| = F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{S}] &= \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{\Delta^z} \begin{bmatrix} (z_{11}-1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21} & 2z_{12} \\ 2z_{21} & (z_{11}+1)(z_{22}-1) - z_{12}z_{21} \end{bmatrix} \quad (7) \\
 \text{ただし、} & \Delta^z = (z_{11}+1)(z_{22}+1) - z_{12}z_{21}
 \end{aligned}$$

となる。なお、式(1)~(4), (6), (7)中のZは規格化していないZパラメータを示し、zは50Ωで規格化したZパラメータを示している。

III シミュレーションソフト

1 基本仕様

本シミュレーションソフトは、プログラム中における計算過程がユーザーに明確に分かるよう、II. で述べた計算手順に基づいて解析結果を得ている。すなわち、ユーザーからの入力を受けたのち、式(2), (4)~(7)の計算過程を経て、最終的に式(7)で示したSパラメータにより解析結果が出力される。なお、式(1)で示したZパラメータは、トランジスタのデバイスデータシートに記載されているSパラメータをZパラメータに変換したものであり、変換後のZパラメータは、周波数関数の多項式近似式としてライブラリ化している(次節参照)。また、Sパラメータによる出力では、ユーザーが回路特性を把握することが困難な場合も考えられるので、式(6)で示したZパラメータによる出力も可能としている。

なお、本シミュレーションソフトには、ユーザーの希望する特性にあわせて回路の各構造パラメータを自動的に最適化する機能は装備されていない。

2 トランジスタ部の仕様

式(1)で示したトランジスタ部のZパラメータの算出法について述べる。

超高周波トランジスタの特性は、通常Sパラメータを用いて表されているが、データシートには1GHz単位の特性しか記述されていない場合が多く、このままでは離散的な値しか得ることができない。今回のシミュレーションソフトにおいては、データシート中の

SパラメータをZパラメータに変換したのちに、多項式近似を行うことによって連続性を得ている。なお、近似精度を向上させるために5次関数で近似し、さらに、低域用(1~4 GHz)および高域用(4~20 GHz)の2つの多項式近似式を作成した。次式に、富士通社製 HEMT FHX35LG を用いた場合の近似式の一例を示し、その計算結果を図2に示す。

$$\begin{aligned}
 Re(Z_{ii}^{Tr}) &= 0.0002026 FRQ^5 \\
 &\quad - 0.01042 FRQ^4 \\
 &\quad + 0.2006 FRQ^3 \\
 &\quad - 1.614 FRQ^2 \\
 &\quad + 3.245 FRQ \\
 &\quad + 26.26[\Omega] \quad (8a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Im(Z_{ii}^{Tr}) &= 0.0004451 FRQ^5 \\
 &\quad - 0.02616 FRQ^4 \\
 &\quad + 0.6067 FRQ^3 \\
 &\quad - 7.014 FRQ^2 \\
 &\quad + 44.55 FRQ \\
 &\quad - 143.1[\Omega] \quad (8b)
 \end{aligned}$$

ただし、FRQは周波数 [GHz]

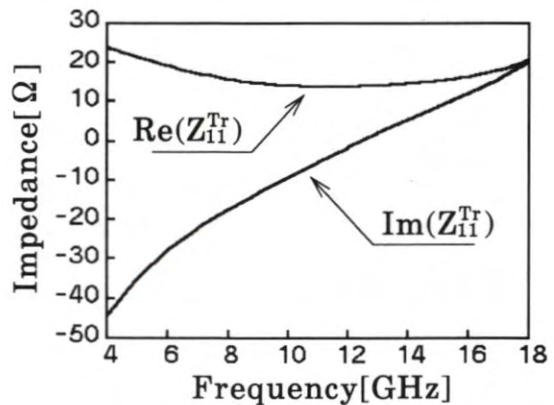


図2 式(8)の計算結果

3 入出力仕様

一般に、電子回路系シミュレーションソフトにおいては、その入力項目が多ければ多い程、細部に至る設計が可能であり、また、解析精度も向上する。しかしながら、本稿で対象とするような分布定数回路は、一般の電子回路とはその特性がかけ離れており、回路技術者にとって非常に難解なものとなっている^{(11),(12)}。そのような理由から、本シミュレーションソフトは、ユーザー側から多数の入力を要求することによる回路の完

全な最適化を目的とするのではなく、いかにユーザーが入力に負担を感じることなく回路設計が可能であるかというところに重点をおいた。この点を考慮すると、式(1)、(4)の値を得るために最小限必要となる以下に示す8項目の入力で設計が可能となる(図3)。

- ① トランジスタの種類
- ② 基板の比誘電率
- ③ 基板厚
- ④ 通過型マイクロストリップのライン幅
- ⑤ 通過型マイクロストリップのライン長
- ⑥ 中心周波数
- ⑦ 周波数スパン
- ⑧ 解析点数

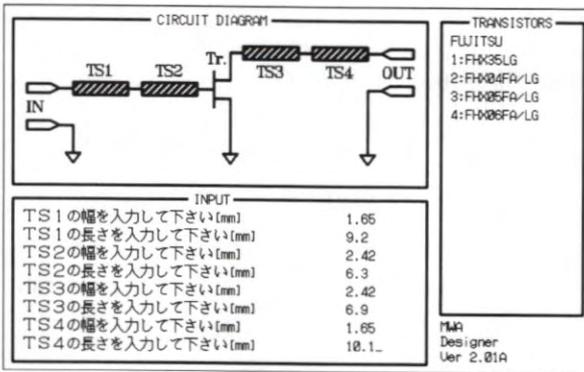


図3 シミュレータの入力画面

左上のウィンドウは回路構成、左下のウィンドウはユーザーからの入力受付部、右側のウィンドウは登録されているトランジスタ(ユーザーは入力時に番号で選択)を示している。なお、入力画面は3種類あり、左下のウィンドウが随時変更されることによって、①~⑧の入力が行われる。

また、解析結果に関しては、以下に示す項目を出力している。

- ① Sパラメータ
- ② 入力側をみたインピーダンス Z_{in} (複素表示および絶対値表示)
- ③ 出力側をみたインピーダンス Z_{out} (複素表示および絶対値表示)
- ④ 利得 (dB表示)

なお、①に関しては、単なる数値出力ではなく、解析点をスミスチャート上にプロットすることにより、ユーザーが視覚的に即座に理解できるようにしている(図4)。

IV 試作増幅器

1 回路構成

図5に試作増幅器の回路構成、表1にその入出力整

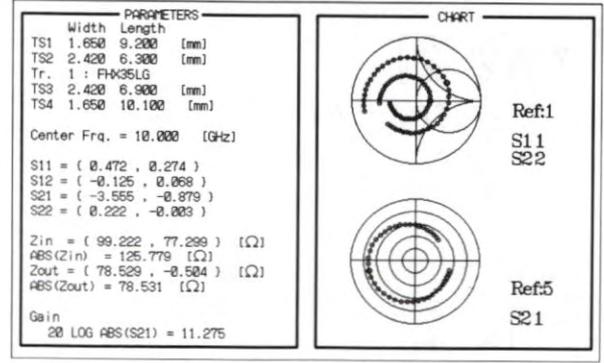


図4 シミュレータの出力画面

左側のウィンドウ上部は入力された構造パラメータおよび中心周波数、同下部は中心周波数における解析結果を示している。また、右側のウィンドウは入力項目⑥~⑧によって定義された帯域におけるSパラメータの周波数特性を示している。

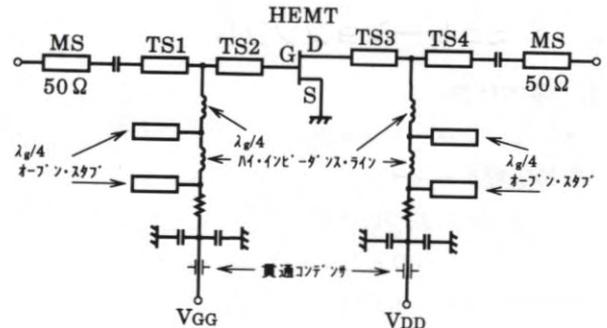


図5 試作増幅器の回路構成

表1 通過型マイクロストリップの構造パラメータ

	幅[mm]	長さ[mm]	Z^{TSn} [Ω]
TS1	1.65	9.2	40
TS2	2.42	6.3	30
TS3	2.42	6.9	30
TS4	1.65	10.1	40

基板: テフロン (比誘電率2.3, 0.4[mm]厚)

合回路部の構造パラメータを示す。本試作器は中心周波数10 GHzで設計されており、所定の周波数におけるパターン作成の容易さや損失低減などの問題から、比誘電率2.3、その周波数依存度 $\Delta\epsilon_r(f) \approx 0.02$ (1 M ~ 10 GHz)、0.4 mm厚のテフロン基板を使用している。トランジスタには富士通社製 HEMT FHX35LG

を用い、その入出力整合回路を構成する通過型マイクロストリップのサイズは、開発したシミュレーションソフトで導出した最適値を用いている。ゲート側およびドレイン側のバイアスラインは、高周波成分を電源側へ送り込まない目的から、それぞれ $\lambda_g/4$ のハイ・インピーダンス・ライン（特性インピーダンス 120Ω のマイクロストリップ）とロー・インピーダンスのオープンスタブ（特性インピーダンス 40Ω のマイクロストリップ）をカスケード接続している。なお、 λ_g は、マイクロストリップ内の波長である⁽¹⁰⁾。

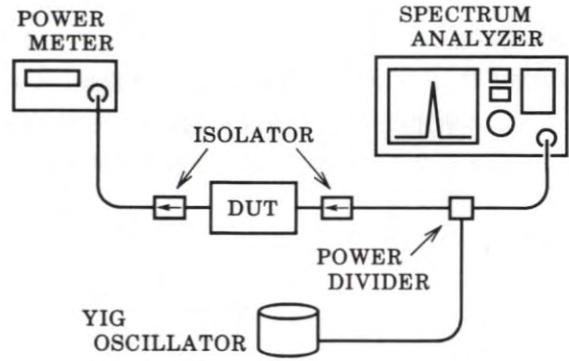


図6 測定系

2 特性測定実験

実験で用いた測定系を図6に示す。図中のDUTは試作器を示し、反射を防ぐ目的からその入出力端にそれぞれアイソレータを接続している。また、マイクロ波発振源にはYIG発振器を用いており、その出力はパワーディバイダを通して2分割され、周波数と電力が同時計測できるようになっている。

今回の実験では、負荷インピーダンスの不整合によるHEMTの破損や不要発振を抑えるため、ドレインのバイアス条件は、データシートの推奨値($V_{DS}=3.0$ V, $I_{DS}=10$ mA)より若干低め($V_{DS}=2.8$ V, $I_{DS}=9$ mA)としている。なお、バイアス条件の変更に伴うSパラメータの変動が考えられるが、素子製造時の個体差による諸特性の変動の方がむしろ大きいので、シミュレーションおよび実験に際しては考慮していない。試作器は、周波数9.85 GHzにおいて最大電力利得9.7 dBが得られており（シミュレーション値11.3 dB）、設計時の中心周波数である10 GHzにおいては9.6 dBが得られている（シミュレーション値11.3 dB）。また、中心周波数近傍（9 GHz~10.5 GHz）においてもシミュレーション値とほぼ一致した傾向を示していることが分かる（図7）。なお、全域にわたり利得が2 dB程度低下しているのは、コネクタの挿入損やコネクタとマイクロストリップとの結合部における反射損およびマイクロストリップの誘電体損や放射損などの電力損失（10 GHzにおいて1.5 dB程度）によるものと考えられる。

V まとめ

入出力に通過型マイクロストリップ整合回路を用いたマイクロ波トランジスタ増幅器設計支援用のシミュレーションソフトを開発し、その解析結果をもとにX帯HEMT増幅器を試作した。試作器は周波数9.85 GHzにおいて最大電力利得9.7 dBを得ており、さら

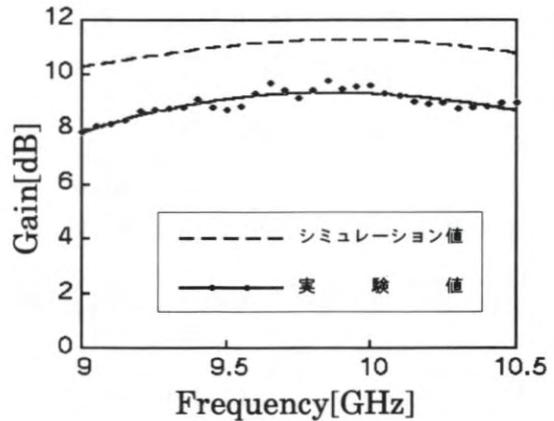


図7 電力利得の周波数特性

に中心周波数近傍においてもシミュレーション値とほぼ一致した動作特性を得ていることから、開発したシミュレーションソフトの有用性が確認できた。

今後は、開発したシミュレーションソフトに、オープンスタブ型の解析モジュールを追加し、汎用性を高める予定である。

なお、本研究で開発したシミュレーションソフトは、本校指定D団体BISTEC⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾向け平成7年度能力開発セミナー“マイクロ波応用講座”において好評を得ており、平成8年度実施予定の“マイクロ波基礎講座I・II”においてさらなる利用者の拡大を目指している。

謝辞

日頃から研究全般にわたり御指導頂いている福山職業能力開発短期大学校仲渡道夫校長、本研究を遂行するにあたり試作器の加工に心よく応じて頂いた同校山県佳男講師、立野 丈講師、松本恵吉講師、市田憲治講師、実験材料を提供して頂いた千葉職業能力開発短期大学校加瀬 昇講師に深謝致します。また、シミュ

レーションソフトの開発および実験を手伝って頂いた福山職業能力開発短期大学校平成6年度卒業生塩飽知子君、砂原万里君、高橋真紀君に感謝致します。

なお、本研究の一部は、平成6年度指定研究の援助の下に行われたことを記して、関係各位に深謝致します。

参考文献

- (1) K. Kurokawa and F. M. Magalhae: "An X-band 10-W multiple-diode oscillator", Proc. IEEE, 59, pp. 102-103 (Jan. 1971).
- (2) K. Kurokawa: "The single-cavity multiple device oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-19, 10, pp. 793-801 (Oct. 1971).
- (3) R. S. Harp and H. L. Stover: "Power combining of X-band IMPATT circuit modules", 1973 IEEE-ISSCC Digest XVI, pp. 118-119 (Feb. 1973).
- (4) R. Laton, S. Simoes and Wagner: "A dual diode TM_{020} cavity for IMPATT diode power combining", 1982 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 129-131 (June 1982).
- (5) R. Soares: "GaAs MESFET circuit design", Artech House (1988).
- (6) L. Smith and M. H. Carpentier: "The microwave engineering handbook", Vol. 1, Chapman & Hall (1993).
- (7) 平島隆洋、日浦悦正、白川 浩、山下明博: "超高周波教育用教材の開発および高周波環境衛生問題に関する研究", 産教振ニュース, 第8号, pp. 3-4 (1994-10).
- (8) 小西良弘: "マイクロ波回路の基礎とその応用", pp. 53-66, 総合電子出版社 (1992).
- (9) 宮本幸彦: "高周波回路の設計と実装", pp. 25-28, 日本放送出版協会 (1990).
- (10) 吉田 武: "高周波回路設計ノウハウ", pp. 67-80, CQ出版社 (1994).
- (11) "トランジスタ技術 SPECIAL", No. 42, CQ出版社 (1993-11).
- (12) "トランジスタ技術 SPECIAL", No. 47, CQ出版社 (1994-09).
- (13) 池田秀作、寺重隆視、谷本富男、平島隆洋、内田廉彦、福田信一、市田憲治: "ポリテクカレッジ福山における事業主団体への取り組み", 実践教育

機械系ジャーナル, Vol. 9, No. 2, pp. 35-37 (1994-11).

- (14) 池田秀作、内田廉彦、福田信一、市田憲治、寺重隆視、谷本富男、平島隆洋: "事業主団体に対する能力開発 -BISTECにおけるその実践-", 職業能力開発報文誌, Vol. 7, No. 1(13), pp. 109-114 (1995-03).