

■10 群 (集積回路) - 7 編 (モノリシックマイクロ波集積回路)

2 章 MMIC 設計・計測技術

(執筆者：末松憲治) [2010 年 1 月 受領]

■概要■

モノリシックマイクロ波集積回路 (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) では、波長が IC チップ寸法に対して無視できないマイクロ波帯の信号を取り扱うため、IC 内の配線を伝送線路として取り扱う設計技術、Computer Aided Design (CAD) 技術が必要となる。また、IC の実装及び評価においても、波長を意識した特殊な技術が必要となる。ここでは、MMIC の回路設計に必要とされる CAD 技術、IC 評価や実使用の際に必要とされる、実装技術、測定技術について説明する。

【本章の構成】

本章では、CAD 技術 (2-1 節)、MMIC 実装技術 (2-2 節)、(2-3 節) に関して、基礎理論、基本技術及び実施例を示す。

■10 群 - 7 編- 2 章

2-1 CAD 技術

(執筆者：磯田陽次) [2009年3月 受領]

本節では、MMIC の設計に用いられる CAD 技術として、回路設計用 CAD、電磁界計算用 CAD について述べる。シリコン MMIC では近年デジタル回路とアナログ回路を混載する設計がなされているが、化合物 MMIC は主としてアナログ回路が用いられている。ここではアナログ MMIC 設計に用いられる CAD について紹介する。

2-1-1 MMIC の設計手順

一般的な MMIC の設計は図 2・1 に示すような手順で進められる。システム仕様からサブシステム仕様、更に個別回路仕様にブレイクダウンし、用いるプロセスやデバイスを決めた後、具体的な回路設計を行う。マイクロ波帯やミリ波帯でよく用いられるデバイスとして、化合物半導体の GaAs や InP がある。最近、シリコン半導体の CMOS や SiGe が RF 回路に用いられるようになってきている。GaAs よりエネルギーバンド幅が大きく破壊電界強度が高い GaN 系デバイスはトランジスタ単体で用いられることが多かったが、最近 MMIC 化の報告が増えている¹⁾。

マイクロ波回路ではレイアウトも性能に大きな影響を与えるため、回路設計とレイアウトは一体となって行われることが多い。レイアウトが決まると最後に筐体などの影響を考慮するために三次元電磁界計算²⁾を行って性能を確認する。最近ではシステムシミュレータが開発されており、システム仕様に対する個別回路の影響の大きさを定量的に見積もることができ、従来より正確なシステム設計が可能となっている。

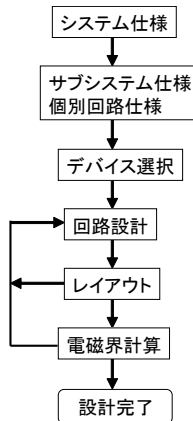


図 2・1 一般的な MMIC の設計手順

2-1-2 回路設計用 CAD

MMIC 用回路設計 CAD では、多くの場合線路やキャパシタ、インダクタ、抵抗、トランジスタなどの要素部品を等価回路で表し、それらを直列あるいは並列接続して特性を計算す

る。マイクロ波帯やミリ波帯のように周波数が高い場合は要素部品の寸法が波長に比べて無視できない大きさとなるので分布定数回路で表現する。

線路やフィルタ、電力分配器などの線形回路の特性を計算できる線形解析と、能動素子を含む非線形回路の特性を計算できる非線形解析がある。更に、周波数領域で計算するものと時間領域で計算するものがあり、周波数領域での計算は通常計算時間が短いため、等価回路パラメータを変化させて歩留まりや性能に対するパラメータの感度解析ができる。発振器の解析には SPICE³⁾ などの時間領域での計算が必要である。

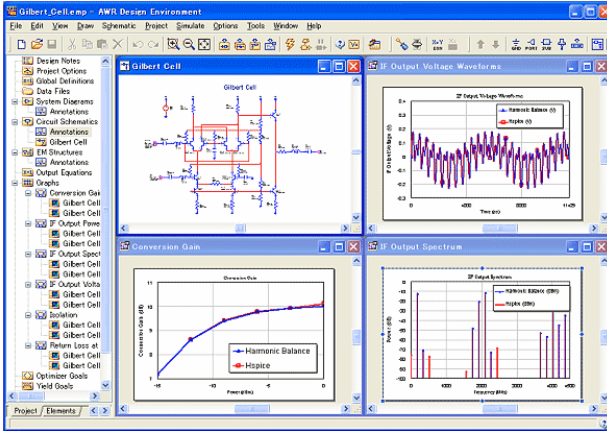


図 2・2 回路設計用 CAD の一例 (1)

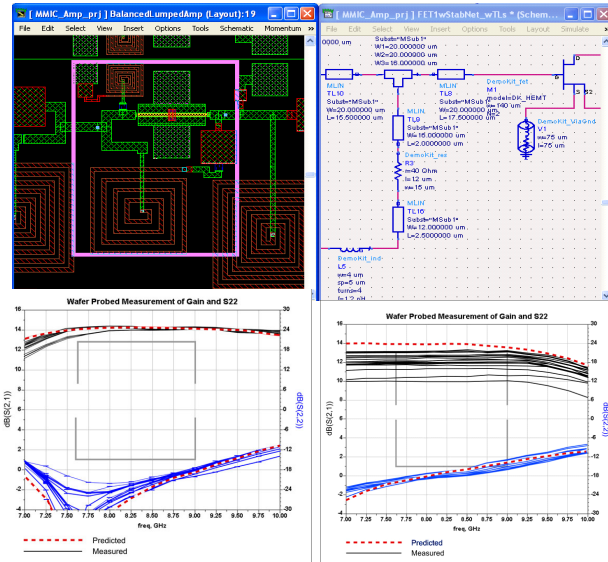


図 2・3 回路設計用 CAD の一例 (2)

最近の CAD ソフトでは統一されたプラットフォーム上に周波数領域ソルバと時間領域ソルバの両方を備えたもの、更には後述する電磁界計算ソルバを備えたものもあり、ユーザが選択して使用できるようになっている。また、等価回路から回路のレイアウトを自動的に作成し、電磁界計算のデータとして利用することができるよう設計効率の向上が図られている。更に最近では MMIC の設計プロセスルールに適合しているかチェックもできるような、統合設計ツールとなっているものもある。

図 2・2 及び図 2・3 は回路設計用 CAD の一例を示したものである^{4), 5)}。PC やワークステーションで使用され、計算結果を複数のウィンドウで見やすく表示できるようになっている。

2-1-3 電磁界解析用 CAD

筐体も含めた三次元の電磁界解析手法として、代表的なものに有限要素法 (FEM)⁶⁾ と有限差分時間領域法 (FDTD)⁷⁾ がある。両者共空間を小さな要素に分割して計算するが、空間の自動分割プログラムが備わっている方が使いやすい。マイクロストリップ線路など平面回路の計算にはモーメント法⁸⁾ も用いられる。

CAD を用いるときは、その長所・短所や限界を知って用いるべきである。さもないと誤った結果を出力することになるので注意が必要である。ここでは、よく用いられる三次元の電磁界解析手法として FEM と FDTD について長所と短所を説明する。

(a) FEM

- 長所
 - ・要素の寸法は任意なので、電磁界の変化の大きい部分のみ細かく分割することができ、計算精度向上と計算時間短縮を図ることができる
 - ・多媒質で複雑な三次元形状をもつ系の解析に非常に有効
- 短所
 - ・領域分割型解析法であるため、多量の計算機メモリが必要

(b) FDTD

- 長所
 - ・時間領域解析であり、直接時間軸での値を観測できる
 - ・時間軸データをフーリエ変換することで周波数領域データが得られる
 - ・特に入力にパルス波を用いることで一度の計算によって系の広帯域特性を求めることができる
 - ・多媒質で複雑な三次元形状をもつ系の解析に非常に有効
- 短所
 - ・領域分割型解析法であるため、多量の計算機メモリが必要
 - ・時間領域解析法であるため、安定な解を得るためには相応の計算時間が必要
 - ・微細構造をもつ系を解析する場合、分割格子を小さくする必要があり、メモリ、計算時間の増大を招く
 - ・直方体格子を用いるので、曲面構造を扱う場合は精度劣化を招く

■参考文献

- 1) Micovic, M., et al., "Gan MMIC technology for microwave and millimeter-wave applications," Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, pp.3, Oct. 2005.
- 2) 山下栄吉(監修), "マイクロ波シミュレータの基礎," 電子情報通信学会, 2004.
- 3) L. W. Nagel, "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits," ERL Memo ERL-M520, University of California Berkeley, 1975.
- 4) AWR Corp., "What's New in Microwave Office 2008," 2008.

<http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave-Office/>

- 5) Agilent EEs of Application Note Number 1462, "Using Advanced Design System to Design MMIC Amplifier," 2003.
http://eesof.tm.agilent.com/pdf/MMIC_brochure.pdf
- 6) 小柴正則, "光・波動のための有限要素法の基礎," 森北出版, 1990.
- 7) 橋本 修, 阿部琢美, "FDTD 時間領域差分法入門," 森北出版, 1996.
- 8) R. F. Harrington, "Field Computation by Moment Methods," IEEE Press, 1993.

■10 群 - 7 編- 2 章

2-2 MMIC 実装技術

(執筆者 大橋英征) [2009年12月 受領]

MMIC を高周波機器に組み込む場合、MMIC をパッケージに一旦実装して（1次実装）、そのパッケージを基板などに取り付ける（2次実装）するという実装形態を採用する場合が一般的である。これは、微細構造を有する MMIC はそのままでは取り扱いが難しく、製造工程や実使用環境などにおいて特性劣化が起こることを避けるためである。MMIC をそのまま基板などに実装して用いられる場合もあるが、いかに MMIC を保護し、性能を保証するかについて特別な配慮が必要となる。ここでは、MMIC のパッケージへの 1 次実装を中心に説明し、そのパッケージを配線基板などに取り付ける 2 次実装についても簡単に説明を行う。

2-2-1 MMIC 用パッケージの機能

MMIC 用パッケージに求められる機能は、①外部環境からの保護、②電気的な接続の確保、③放熱、④取扱い性の向上である。これは、シリコン系のデジタル IC 用パッケージの場合と基本的に同様であるが、MMIC の場合は、GaAs などの化合物半導体を用いることや、マイクロ波やミリ波という非常に高い周波数の信号を扱うことに起因する独特の要求や課題に対応するため、パッケージ構造や実装方法にはデジタル IC と異なる部分が多く、以下に MMIC 特有の要求とそれへの対応を説明する。

まず、①の外部環境からの保護に関し、化合物半導体を用いた MMIC ではチップ表面の保護膜（パッシベーション）の材質が異なることや、高周波特性の劣化を抑えるために保護膜を厚くできないことなどの理由から、シリコン系 IC に比べて湿気などの外部環境に対する耐性が低い場合が多い。また、従来、MMIC は宇宙や防衛などの高い信頼性が要求される用途が多かった。これらの理由により、従来、MMIC 用パッケージとしては外部環境から厳重に隔離できる気密封止（ハーメチックシール）パッケージが一般的に用いられてきた。近年、携帯電話や無線 LAN などの民生機器向けの信頼性よりもコスト低減が要求される用途が増え、デジタル IC と同様に樹脂などを用いた簡易なパッケージが用いられるようになってきた。

次に、②の電気的な接続に関し、MMIC では入出力の信号の周波数が高いため、単に電気的に端子間を接続しただけでは信号の伝送ができず、パッケージと MMIC 間、パッケージと外部回路間の接続構造やパッケージ内の配線について信号の伝送特性劣化を抑えるような設計が必要となる。図 2・4 に MMIC とパッケージの接続構造の例を示す。多くの場合、MMIC とパッケージの間は金ワイヤなどを用いたワイヤボンディングで接続されるが、ワイヤの長さや信号の周波数によっては、ワイヤが有するインダクタンスなどの寄生成分が MMIC の特性に大きく影響を与える場合がある¹⁾。このため、ミリ波などの高い周波数では、MMIC やパッケージの設計においてワイヤのインダクタンスを考慮に入れた設計を行ったり、MMIC を裏返してパンプと呼ばれる導体柱によってパッケージ基板と電気接続を行うフリップチップ実装などが用いられる場合がある²⁾。

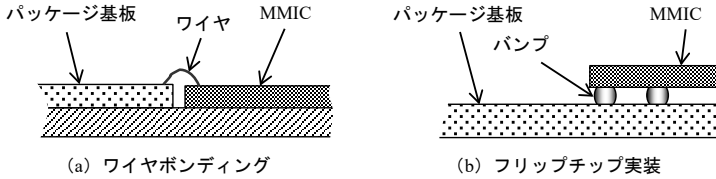


図 2・4 MMIC とパッケージの接続構造の例

③の放熱に関し、デジタル IC では、比較的発熱の小さい能動素子が IC 表面に多数分散して配置されるのに対し、出力電力の大きな MMIC などでは、IC 表面中の狭い領域に大きな発熱が生じる能動素子が配置されるため、IC 全体の消費電力が同じでも MMIC 用パッケージの方がより放熱性の高い構造が必要になる。一方、MMIC の場合はチップ裏面が高周波信号のグラウンドになっている場合が多く、チップ裏面に直接放熱板などを取り付けることが難しい。このため、発熱量が大きい MMIC は金属に直接実装するか、窒化アルミなどの熱伝導性の高い誘電体材料を用いたパッケージを用いることが必要となる。

また、MMIC 用のパッケージでは、先に述べた①～④の機能だけではなく、パッケージを形成するセラミックなどの多層基板構造を用いて、MMIC だけでは実現できない高い機能を実現する場合がある。高周波においては、フィルタや整合回路などの受動回路は、配線パターンによって実現されるため、パッケージの多層構造内にこれらの回路パターンを形成し、MMIC と組み合わせて、高い機能のモジュールを実現することができる。このような受動回路内蔵技術を用いたパッケージにより、無線通信用の小形で高機能な高周波モジュールが実現されている³⁾。

2-2-2 MMIC 用パッケージの種類

図 2・5 に MMIC に用いられる一般的なパッケージを示す。パッケージの種類やその封止方法によって信頼性や電気性能、コストなどが大きく変化する。信頼性の観点で大きく分けると、パッケージ内に湿気などが全く侵入しない気密封止（ハーメチックシール）のパッケージと、わずかではあっても湿気などがパッケージ内部に侵入する可能性のある非気密のパッケージに分かれる。気密封止パッケージとしては、メタルパッケージや、シールリングと呼ばれる金属枠体をロウ付けなどで接合したセラミックパッケージがあり、これらに金属の蓋を溶接する封止方法を用いることにより、気密封止が実現できる。

一方、高い封止性能が必要でない場合は、セラミックや樹脂で構成された安価なパッケージが用いられ、接着剤によって蓋を取り付ける、基板上に取り付けた MMIC を封止樹脂でポッディングする、MMIC 周囲を樹脂モールドするなどの方法で封止が行われる。これらの樹脂を用いた封止方法は、樹脂と電極導体の界面や樹脂自体を介してパッケージ外部から MMIC 表面に水分などの不純物が侵入し、主に能動素子の接合部分を劣化させて MMIC の性能劣化を引き起こす可能性があるが、構造や材料、プロセスの点で低コストに MMIC を実装できる。近年では、材料技術の進歩などにより、樹脂パッケージでも比較的高い信頼性が得られるようになってきた。ただし、MMIC では、IC 表面の配線パターンの特性で性能が左右されるため、封止樹脂がパターンに直接密着するパッケージでは特性変動に対する考慮が必

要となる場合がある⁴⁾。

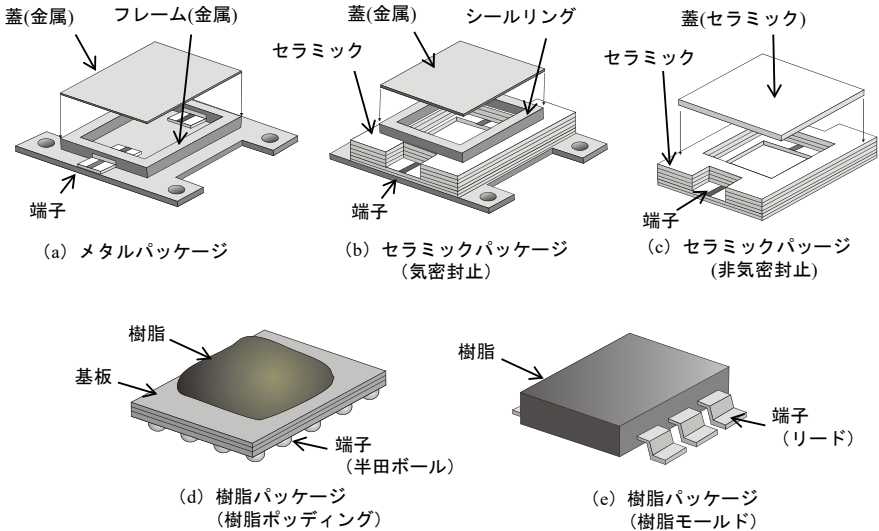


図 2・5 MMIC 用パッケージの例

2-2-3 MMIC の 2 次実装

次に、パッケージと外部回路の接続方法（2 次実装）について説明する。図 2・6 にパッケージと外部回路のインタフェース構造を示す。パッケージ自体に同軸コネクタが取り付けられた構造では、外部回路との接続が容易に行えたとともに、接続部における高周波特性が良好であるが、構造的に複雑であるためパッケージや実装のコストが高くなる。一方、リード端子などを用いる構造では、パッケージ及び実装のコストは低くなるが、接続部における高周波信号の反射や放射が大きく、良好な特性が得にくいという問題がある。また、メタルパッケージやセラミックパッケージでは、高周波の入出力端子がマイクロストリップ線路で構成される場合が多く、このような場合や、金リボンや金ワイヤを用いたボンディングによって外部回路のマイクロストリップ線路と接続される。この場合も、周波数が高くなるに従い、接続部の反射や放射が問題となってくる。近年では、BGA (Ball Grid Array) などの底面に電極構造をもった表面実装型のパッケージが MMIC 向けにも使われるようになり、端子構造の工夫や実装基板側の設計によって、10 GHz を超える周波数でも良好な接続が実現されている⁵⁾。このような端子構造は、接続部の機械的信頼性などの問題が発生する場合もあるが、自動実装機とリフローはんだづけにより MMIC の 2 次実装が行え、低コストかつ大量生産にも向くため、民生用途などで多用されるようになってきている。ミリ波など、非常に高い周波数の MMIC では、これらの接続構造では伝送損失や反射などの点で十分な特性を実現することができない場合があり、パッケージに導波管インタフェースやアンテナ放射素子が直接取り付けられたパッケージを用いたり、MMIC 自体にアンテナを形成し、パッケー

ジに電波を通過させるための構造を設ける場合もある⁶⁾。

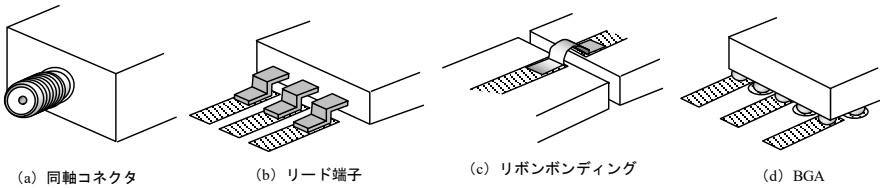


図 2・6 パッケージの外部インタフェース例

■参考文献

- 1) F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, and R. Sorrentino, "Modelling and Characterization of the Bonding-Wire Interconnection," IEEE Trans., vol.MTT-49, no.1, pp.142-150, Jan. 2001.
- 2) A. Jentzsch and W. Heinrich, "Theory and Measurements of Flip-Chip Interconnects for Frequencies up to 100 GHz," IEEE Trans., vol.MTT-49, no.5, pp.871-878, May 2001.
- 3) R. Lucero, A. Pavio, D. Penunuri, and J. Bost, "Design of an LTCC integrated tri-band direct conversion receiver front-end module," 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1545-1548, Jun. 2002.
- 4) D. Jessie and L. E. Larson, "An X-Band Small Outline Leaded Plastic Package for MMIC Applications," IEEE Trans., Adv. Packag., vol.25, no.3, Aug. 2002.
- 5) R. Ito, R. W. Jackson, and T. Hongsmatip, "Modeling of Interconnections and Isolation within a Multilayered Ball Grid Array Package," IEEE Trans., vol.MTT- 47, no.9, pp.1819-1825, Sep. 1999.
- 6) S. Montusclat, F. Gianesello, D. Gloria, and S. Tedjini, "Silicon integrated antenna developments up to 80 GHz for millimeter wave wireless links," 2005 European Microwave Conference Digest, vol.3, 4-6, Oct. 2005.

■10 群 - 7 編 - 2 章

2-3 測定技術

(執筆 徳満恒雄) [2008 年 12 月 受領]

Hybrid Integrated Circuit (HIC) にしても Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) にしても、使用するコンポーネントのマイクロ波特性を測定によって正確に把握することが重要である。特に MMIC は、半導体チップに能動素子と受動素子を一体的に作り込むので、MMIC 完成後の機械的調整は原則不可能である。したがって、その設計前の測定には十分な気配りが必要である。また、MMIC 完成後に初期の性能と異なる、あるいははずれている性能が得られた場合には、それを正しく評価し、設計の不具合を見出して新たな設計に資する必要がある。そのためにも測定技術をしっかりと身に付けることが大切である。ここでは、トランジスタの S パラメータ測定と測定用 TEG 設計の指針、試作した MMIC の評価とリバースシミュレーションなどについて述べる。

現在はマイクロ波測定装置が発達し、始めたばかりの技術者でも簡単に測定することができるように装置及びソフトウェアが整備されている。これは、1990 年代に米国で実施された MIMIC Program なる国家的プロジェクトが、欧米及び日本を巻き込んで MMIC 技術の総合的な開発を推進したおかげである。MMIC 技術にはそれ程大きな期待が寄せられていた。今では、インターネット網構築に不可欠な技術となっている。では、測定を行うという行為は何を目的にしたものかということを考えてみる。測定した S パラメータを用いて増幅器やミキサや発振器を設計するということだけであろうか。設計を効率良く行い、かつ、見通しを良くするには、各周波数での、あるいは広い周波数範囲での S パラメータを測定値としてもっているだけでは不十分である。コンポーネントの「等価回路」を構築しておくことが MMIC 設計の幅および深さを増す。そのために「測定」を行うのである。そのことを示す筆者の経験を述べる。

1983 年当時、30GHz 帯 MMIC 増幅器を開発するにあたって設計環境はほとんど何もなかった。マイクロ波回路設計ソフトとして売り出された COMPACT 社の MicroCompact が発売されたばかりであった。回路構成をプログラムに記述すると自動的にマトリクス計算してくれるソフトで、カセットテープで提供された。現在の ADS (Advanced Design System by Agilent) などとは比較にならない貧弱なものであったが、使いこなすことにした。回路計算ソフト以外に重要なものは測定器である。トランジスタの S パラメータを知らずして MMIC は設計できないわけであるが、当時のヒューレットパッカードから購入していたベクトルネットワークアナライザは、ミニコンのような HP8510 で、18GHz まで測定可能であった。筆者の設計周波数は 30GHz 帯であるから、その能力は全然足りなかった。これら二つの道具 (MicroCompact と HP8510) を用いて 30GHz 帯 MMIC 設計を始めた。使用するべきトランジスタは当時出始めた高速のガリウム砒素電界効果トランジスタ (GaAs Field-Effect Transistor; GaAs FET) であった。

1983 年から開始した MMIC 設計は他社プロセスを使用するもので、かなりな費用がかかり、生半かな設計では研究所内に通用しなかった。したがって、FET の等価回路 (しかも 30GHz 帯でも使用できる精度をもつ等価回路) の開発が重要であった。S パラメータを 30GHz 帯で直接測定できる測定器がないのだから、「等価回路」に賭けるしかなかった。ここで、文献を

頼りに FET 等価回路の回路表示、及び何故そのような回路になるのかを学んだ。当時デバイス研究者が、デバイス構造に物理的現象を反映して電流源、寄生容量、抵抗を組み合わせる等価回路を提示していたが、それぞれのパラメータをいかに正確に求めるかというエンジニアリングに対してはそれ程熱心ではなかったように思われた。筆者の場合は、それをやらなければ 30GHz という測定可能外の周波数での MMIC が設計できなかった。ちなみにこの種の技術は、1990 年代半ばに確立された（無バイアスの FET、つまり Cold FET による寄生パラメータ値の確定）。最初に周波数範囲 100MHz~18GHz までの S パラメータを測定して等価回路を作成した。ここで、

- ① 当時はオンウェハ・プローバが、Cascade Microtech 社から未だリリースされておらず、コネクタ付き治具に FET をワイヤ接続して測定した結果から、FET の S パラメータを抽出するという作業を行った。そのために、コネクタ付き治具の特性を数値化しておく必要があった。なお、現在ではプローバでの測定は常識化しており、ウェハ状態で直接測定することが可能である。
- ② 18GHz までの等価回路の精度を保証する（あるいは賭ける）ために、DC 特性と、S11 及び S22 のスミスチャート軌跡から得られる情報をできるだけ盛り込んだ。相互コンダクタンス gm_0 は DC 特性から、 $R_g+R_i+R_s$ は S11 軌跡が乗っている定抵抗円から、 R_{ds} は S22 軌跡の出発点である実軸上の値から、 C_{gs} と C_{ds} はそれぞれ S11 軌跡と S22 軌跡の回転の具合から、というように決めていった。これを初期値（緩いしぼり）としてソフト (MicroCompact) の最適化機能を活用した。
- ③ フィットTINGには工夫が必要である。MicroCompact は分布定数線路回路記述ができるマトリクス演算のソフトであった。FET 等価回路を記述して第一の Z マトリクス [Z1] とし、FET の S パラメータ測定値を変換して第二の Z マトリクス [Z2] とし、 $[\Delta Z]=[Z1]+(-[Z2])$ が限りなく [0] に近くなる FET パラメータを求めた。現在ではソフトウェアがその機能を搭載している。

FET の等価回路の話をもっと長々としているが、MMIC 設計者の基礎を形作るものとして大切だからである。前記①~③の作業の後、更に精度向上（確からしさの裏付け）を目論んだ。

- ④ 出来上がった等価回路の S パラメータを絶対値と位相に分けて周波数軸に対してグラフ化し、それぞれ測定値の絶対値及び位相と重ね合わせて比較した。スミスチャート上で比較することにより、目に見えて違いあるいは一致度がわかるからである。この比較図をもとに最適化を繰り返した。試作の度にデータを重畳し、等価回路を微調した。ソフトウェアが発達した現在でもこの操作は大切である。
- ⑤ 18GHz までの FET 等価回路が出来上がると、更に確かさを増すため、導波管入出力の治具と古い手法を用いて 30GHz 帯での S パラメータ測定作業を行った。治具の部分を取り除いて FET の 30GHz 付近での S パラメータを推定し、これと等価回路で計算した S パラメータとを比較して大きなずれがないことを確認し、等価回路の作成を完了した。

ここで採用したフィッティングの手法は、ターゲット等価回路と実測データを直列接続して一つの回路に形成するところがミソで、これによって MicroCompact が有効に使用できた。

図 2・7、2・8 に等価回路実現の概略を示す。出来上がった等価回路手法をベースに、30GHz

帯 MMIC 増幅器の設計試作を何度か繰り返した。等価回路によって、プロセスの不具合部分を推定することもできた。

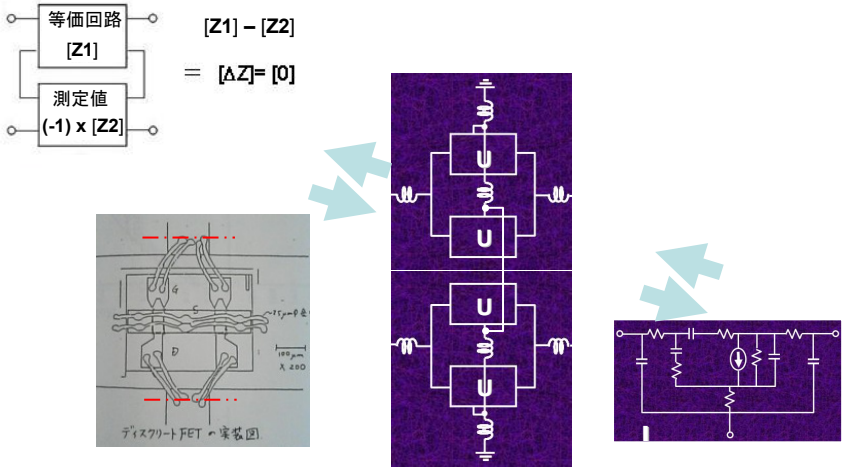


図 2・7 GaAs FET 等価回路の表示とフィッティングの手法。

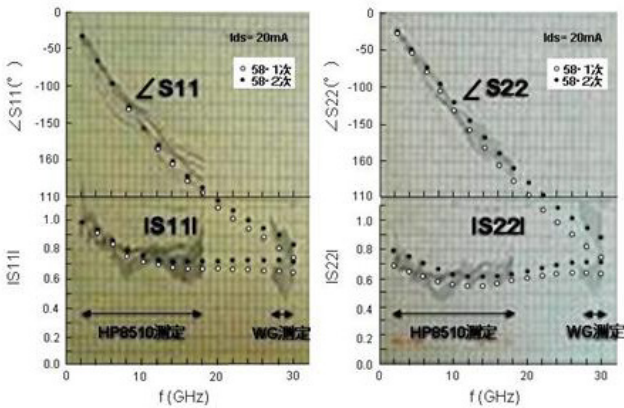


図 2・8 フィッティングの結果

○、●が等価回路による計算結果であり、広い周波数範囲で測定値と一致している。

これまで述べてきたことは原始的な内容である。しかし、MMIC にかかわる基礎的な内容を含んでいる。等価回路は測定値を基に構築されるが、一方で、等価回路によってある種の測定を行っていると考えらるべきである。現在では、線形動作を記述する S パラメータ測定のほ

かに、非線形動作を記述するモデルが利用できる。時間領域と周波数領域の両方を扱えるもので、HP の Dr. David Root 氏が開発した「Root Model」が最初の実用的なモデルである。このモデルと「Harmonic Balance Method」が組み合わされて、増幅器やミキサの大信号動作や、発振器の動作が解析できる。この非線形モデルを構築するためにも測定が必要であって、例えば、トランジスタに与える電圧（バイアス電圧）ごとの S パラメータをテーブル（Look at Table）にしてシミュレータに格納する。ただし、その設計精度への寄与ははまだ十分とは言えない。別の表現をすれば、与えられた非線形モデルを妄信することは厳に戒めるべきである。更なる開発努力と、使用する立場からの検証及び実績を通じて取り入れる必要があると考える。

次に、トランジスタの S パラメータ測定における回路的な考察をする。測定をするためには（現在では）プローブを当てる電極（パッド）が必要であるし、パッドとトランジスタ電極とを結ぶ伝送線路が必要である。たとえ短くてもそれらは周波数特性をもつ。また、トランジスタは 3 端子のうちのいずれかを接地するので、接地のための電極ないし金属パタンが必要である。これらはどのような伝送線路を使用するかによって異なってくる。一般的に用いられるのはコプレーナ線路であるので、それを用いたトランジスタ（FET）測定用の TEG 例を 図 2・9 に示す。

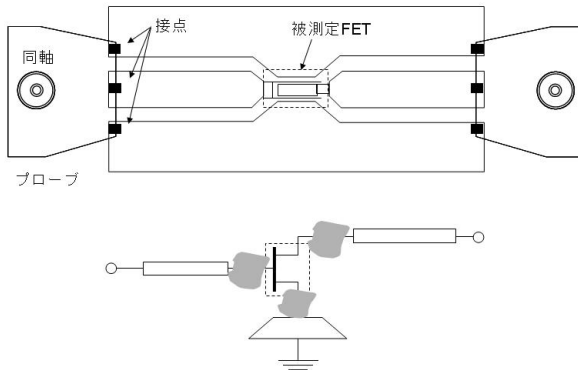


図 2・9 オンウェーハ・プローブによる測定用 TEG.

MMIC で使用する FET は付随部分を極力そぎ落としたものが望ましい。これは、MMIC を小形に実現するために FET 部の面積を削減するためと、インピーダンス整合において付随する部分が支障にならないようにするためである。もちろん、周波数によってその度合い、必要性は異なるが、幅広い応用を考えるとできるだけ高い周波数（例えば、ミリ波帯）まで実用的であるべきである。図はコプレーナ線路に接続された FET-TEG MMIC である。FET、入出力伝送線路、接地用金属パタンで構成されている。この等価回路を図中に示した。ここで、一定の特性インピーダンスをもつコプレーナ線路を介して FET にアクセスしているが、FET との接続部付近は寄生容量やインダクタンスが介在しやすいので（図中グレーの部分）、それらがなくなるように設計しなければならない。また、空間を介しての回り込みが影響しない

レベルであることを確認しておかねばならない。接地部の台形形状の金属パタンはコプレーナ線路ではないから、どう表現するかをあらかじめ考察し決めておかねばならない。このような事前検討を基にして全体を測定し、余分な部分を後で差し引くのである。先の等価回路の部で述べたと同じように、この FET TEG についても等価回路を設定し、全体の S パラメータ測定値に対するフィッティングを行うことは有意義である。これは、TEG 設計の不十分さを補ってより正確な等価回路を実現し、拠って正確な測定に到達するからである。

以上のような等価回路を介在させた測定を習慣付けると、MMIC 技術の基礎が自然に身につくと同時に、試作した増幅器、ミキサ、発振器、フィルタといった回路のリバースシミュレーションが行いやすくなる。MMIC 設計・開発の迅速性を「First Path Success」という表現で宣伝されているが、アナログ高周波の場合には不確定性を完全に除去することが容易でないので、ほとんど必ずと言ってよいほど改良試作が行われている。そのとき、リバースシミュレーションが実施される。所望の特性と実測の特性が異なる場合に、どの部分に対する考慮（回路記述）が不備であったかを洗い出す作業である。このとき、FET の等価回路が正確であればあるほど絞り込みが容易になる。この場合にはほとんど受動回路部分に起因して差異が生じていることになる。MIM (Metal-Insulator-Metal) 構造キャパシタの容量値が設計時よりもずれている、隣接した伝送線路間に予期せぬ結合がある、伝送線路の曲げ部のモデルが不正確、基板厚が予定したものと異なっている、バイアス回路が不要な正帰還を生じさせている、などなどの特定ができてくる。それを確認するために個別コンポーネントの測定を実施するというを行う。レーザトリミングによって回路の一部に変化を与えた状態で測定し、リバースシミュレーションを掘り下げるといっても行われている。設計開始の FET 測定に始まり、設計・試作後の評価を通過して最終試作・評価に到るまで、「測定」という技術は重要な役割を果す。若い人にやらせておけばよいというものではなく、常に新しい研究課題として取り組むべきものである。