

# ADSとATF-551M4 E-PHEMTを用いた WLAN受信機用LNAの設計

## Application Note 5091

このアプリケーション・ノートは、802.11a/HiperLAN2/HiSWANaレーザ用2段増幅器のデザインについて解説しています。この増幅器は、5.5 GHz、バイアス3.3 V、30 mAで、22.2 dBの利得、1.4 dBの低雑音指数、+11.5 dBmのリニア出力パワー ( $P_{-1\text{dB}}$ )、+28 dBmの出力3次インターセプト・ポイント ( $OIP_3$ ) を実現しています。周波数帯域は、北米、欧州、日本の無線LANに現在割り当てられている5 GHzのスペクトラム帯域をカバーしています。

北米の802.11a：5.15～5.35 GHz、  
5.725～5.825 GHz (U-NIIバンド)

欧州のHiperLAN2：5.15～5.35 GHz、  
5.470～5.725 GHz

日本のHiSWANa：5.15～5.25 GHz

この増幅器は、エンハンスメント型HEMTのAgilent ATF-551M4を使用してデザインされています。このデバイスは1.4×1.2×0.7 mmの超小型リードレス表面実装プラスチック・パッケージで提供され、低雑音指数と2～10 GHzの周波数レンジにわたる高

いインターセプト・ポイントが、400  $\mu\text{m}$ のゲート幅で実現されています。

ATF-551M4は非常に低い雑音指数 (0.5 dB、代表値) を持ち、2 GHz、バイアス2.7 Vで、10 mAのドレイン電流で+24.1 dBmの出力3次インターセプト・ポイント ( $OIP_3$ ) が仕様化されています。

エンハンスメント型PHEMTをデプレッション型PHEMTと比べた場合の利点は、デプレッション型ではノーマル・バイアスでゲート上で負電圧が必要なのに対して、エンハンスメント型では正電圧で済むので、デバイスのバイアス回路が簡単になります。ATF-551M4のバイアスでは、ドレインからの分圧器を使用して、公称ドレイン電流用の小さな正電圧をゲートに供給するだけで済みます。

### 低雑音E-pHEMT増幅器のデザイン

雑音指数と利得の目標値を満たすために、各段のドレイン-ソース電流 ( $I_{ds}$ ) を15 mAにしました。データシートによると、この値により、優れた  $IP_3$  と非常に小さい最小雑音指数 ( $F_{min}$ ) が実現されます。データシートでは、2.7 Vのドレイン-ソース電圧 ( $V_{ds}$ ) でやや高い利得が得られ、3.3 Vの安定化電源の使用が簡単になることが示されています。



Agilent Technologies

Agilent EEsof ADS (Advanced Design System) ソフトウェアを使用すると、増幅器回路をリニア動作モードとノンリニア動作モードでシミュレーションできます。リニア解析では、Touchstone フォーマットを使用した2ポートSパラメータ・ファイルを使用して、トランジスタをモデル化できます。ファイルATF551M4.s2pは、Agilent Wireless Design CenterのWebサイト (<http://www.agilent.com/view/rf>) からダウンロードできます。利得、雑音指数、入出力リターン・ロスに加えて、このシミュレーションでは回路の安定度についても重要な知見が得られます。シミュレーションにより、Rollettの安定度係数(K)の計算と安定度円の作成が非常に簡単になります。

増幅器のデザインでは、ADSの最適化(性能最適化とも呼ばれる)ツールを使用しました。予定の性能目標値を満たすために、このツールを使用してパラメータ値を調整できます。そのためには計算された応答と必要な応答とを比較して、計算された応答を目標の性能に近づけるようにデ

ザイン・パラメータ値を調整します。最適化は、AC、DC、Sパラメータ、ハーモニック・バランス、Circuit Envelope、トランジェント・シミュレーションなどの解析タイプに関わらず、アナログ/RFシステム・シミュレーション用のADSシミュレータで使用できます。今回のデザインでは、帯域幅4.9~6.0 GHzでの利得、雑音指数、リターン・ロス、帯域外利得、0.1~18 GHzでの無条件安定を目標値として設定しました。最適化のサンプルoptex1\_prjは、ADSヘルプ・ライブラリ Chapter 2の "Tuning, Optimization and Statistical Design" にあります。

6 GHzで最適化ツールを動作させるには、抵抗、インダクタ、キャパシタの正確な等価回路モデルが必要です。これらのモデルには、パッケージの寄生インダクタンス、寄生抵抗、寄生容量が含まれている必要があります。これにより、最適化ツールを使用してコンポーネント値を小さなレンジで変化させて、測定データと正確に相関させることができます。パッシブ・コンポーネント・モデルの

例を図1に示しています。各受動素子はメーカーにより、少し異なる寄生特性を持っています。

図2のデモ用ボードは、主に5~6 GHzのアプリケーション用に作成しました。このデモ用ボードは剛性のために2層構造になっています。プリント基板の素材はFR-4で、誘電率は4.2(代表値)、ボードの厚さは1.3 mmです。信号層の上の層の厚さは0.25 mm、下の層の厚さは1.1 mmです。RF入力/出力コネクタJ1、J2は、厚さ1.6 mmのプリント基板用にデザインされています。センタ・ピンは1.0 mmの長さに調整して、センタ・ピンがプリント基板上に隙間なく直接配置されるようにします。コネクタの上下のグランド・ピンは、プリント基板にハンダ付けします。

このボードは、小型EIA 0402 (1.0×1.5 mm、公称値) フォームファクタの表面実装コンポーネントを使用しています。0402インダクタの代わりにマイクロストリップ伝送ラインを使用すると回路損失は減少しますが、レイアウトは大きくなります。回路

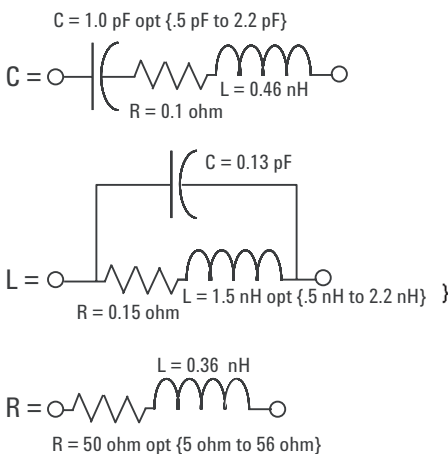


図1. パッシブ・コンポーネント・モデル

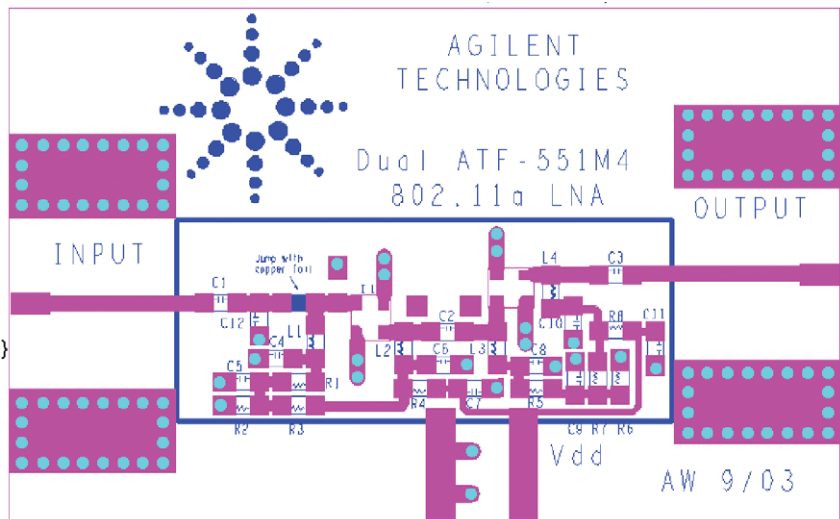


図2. デモ用ボードのアートワークとコンポーネントの配置

に必要な6×15 mmの領域は、青色で示されています。

この2段増幅器のスキーマティックを図3に示します。この増幅器では入力整合のためにバンドパス回路を、出力整合のためにハイパス回路を使用しています。段間整合はハイパス回路で行います。表1にパーツ・リストを示します。

入力回路は、雑音指数と入力リターン・ロスのトレードオフを評価して、直列キャパシタC1、並列インダクタL1、並列キャパシタC12から構成しました。ここで示すデモ用ボードのレイアウトを使用する場合は、L1の前のマウンティング・パッドは銅箔でブリッジする必要があります。このマウンティング・パッドは、個々のアプリケーションで、必要に応じて、ローパス・インピーダンス整合回路を可能にするために用意されています。

出力ハイパス回路は、直列キャパシタC3と並列インダクタL4から構成されています。バンドパス/ハイパス回路により、低周波での利得がさらにロールオフします。その第1の目的は、低周波信号の除去を強化することにより、強い低周波エミッタからの影響を受けにくくすることです。

表1. ATF-551M4 2段増幅器のコンポーネント・パーツ・リスト

C1, C4	2.2 pF Johnson 251R07C2R2BV4E
C2	0.8 pF Johnson 251R07C0R8BV4E
C3	3.9 pF Johnson 251R07C3R9BV4E
C5, C7, C9, C11	10 nF Kemet C0402C103K3RACTU
C6	1.0 pF Johnson 251R07C1R0BV4E
C8, C10	1.5 pF Johnson 251R07C1R5BV4E
C12	0.5 pF Johnson 251R07C0R5BV4E
L1, L2, L3, L4	1.5 nH Johnson L-07C1N5S
J1, J2	E.F. Johnson SMA connector 142-0701-801
R1, R5	49.9 Ω Yageo 9C04021A49R9FLHF3
R2, R6	5.1K Ω Yageo 9C04021A5101JLHF3
R3, R7	22K Ω Panasonic ERJ-2RKF222X
R4, R8	39 Ω Yageo 9C04021A39R0FLHF3
Q1, Q2	Agilent ATF-551M4

この影響により、LNAが圧縮領域にドライブされ帯域内性能が低下する可能性があります。もう1つの目的は、一般に低周波での利得のピークはK値の低下と関連しているため、低周波での利得のロールオフによりLNAの安定度が向上します。

L1はゲート電圧の引き込みにも使用されるので、通常の動作周波数においてC4によりインダクタンスを適切にバイパスする必要があります。抵抗R1とC5は低周波での抵抗終端として働き、低周波での安定度を向上させます。C4の値が大きすぎると、L1

およびC4の直列共振周波数により低周波での利得の共振が発生し、R1およびC5による安定化が困難になる場合があります。ADSの最適化機能を使用すると、低周波での最良の安定度を得るための最適なL1、C4、R1の値を設定できます。出力3次インターセプトの向上のためにC5の値は10 nFであり、最適化プロセスで一定に保たれます。同様に、L4はQ2にドレイン電流を供給するために使用され、C10によってバイパスされています。R8とC11は低周波での抵抗終端として働きます。

入力回路の第1の目的は、良好なS<sub>11</sub>で低雑音指数を達成することであり、出力回路の第1の目的は、良好なS<sub>22</sub>で必要な出力パワーを達成することです。段間回路は、必要な帯域幅での利得の平坦化、低周波での利得の減少、全体的な安定化のための役割があります。Q1にドレイン電圧を、Q2にゲート電圧を供給するのに必要なインダクタと、段間のDCアイソレーションに必要なキャパシタとにより、ハイパス回路を決めました。ADSを使用すると、さまざまなパラメータに対して、この回路を最適化できます。同様に、R4/C7およびR5/C9は、低周波バイアスのデカップリングと、低周波での安定度を改善します。

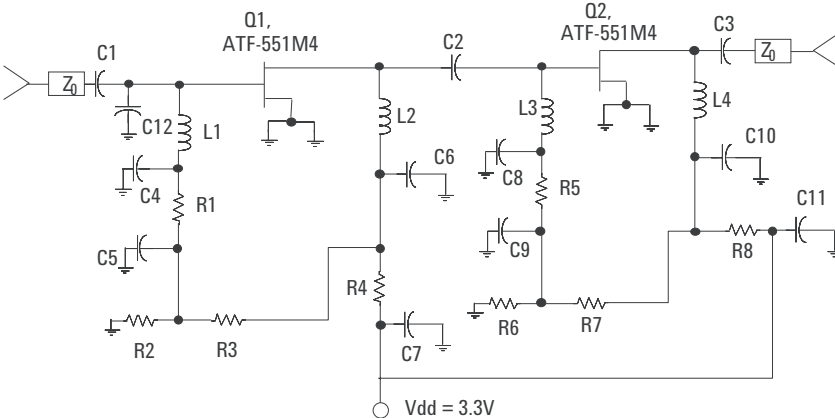


図3. パッシブ・バイアスを使用したスキーマティック

## ソースのグランド接続

FETのソース端子をグランドに適切に接続することは、非常に重要です。唯一の適切な接続方法は、デバイスと信号グランド・プレーン間の距離を最短にすることだと考えられています。この最短化により、利得が最大になるだけでなく、適切な量のソース・インダクタンスを使用しても安定度が増加し、S11とS22を向上させることができます。雑音指数への影響を最少に抑え、利得がやや減少するだけでこれが可能になります。ソース端子とグランド・プレーン間の距離が非常に長い場合は、増幅器は8 GHz以上の高周波で制御不能な発振を起こすことがあります。

この増幅器デザインでは、各ソース端子とスルー・ホールとの間を短いマイクロストリップを使用して、ソース・インダクタンスを小さくしています。多層回路ボードでは、最上層回路のめっきスルー・ホールが、信号層の直下のグランド・プレーンと接触することが非常に重要です。また、不必要に長いグランドによりフィードバックが発生し、増幅器の不安定性や発振を引き起こすことがあります。

各ソース端子とめっきスルー・ホール間のマイクロストリップ伝送ラインの寸法と、マイクロストリップと信号グランド・プレーン間のめっきスルー・ホールの寸法を正確にモデリングすることにより、ADSを使用して、最適なソース・インダクタンスの量を求めることができます。100 MHz~18 GHzのKファクタをプロットすると、回路で使用する最適量がわかります。

## バイアス

RF整合の次のステップはデバイスをDCバイアスすることです。パッシブ・バイアスの例が図3に示されています。この例では、抵抗R4およびR8での電圧降下がドレイン電流(I<sub>d</sub>)を決定し、その値は次の式で計算されます。

$$R4 = R8 = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{bb}} \quad (1)$$

ここで：

V<sub>dd</sub>は電源電圧で3.3 V

V<sub>ds</sub>はデバイスのドレイン-ソース間電圧で2.7 V

V<sub>g</sub>はデバイスのゲート-ソース間電圧で0.515 V

I<sub>ds</sub>はデバイスのドレイン-ソース間電流で15 mA

DC安定性用のI<sub>bb</sub>はゲート電流代表値の10倍の0.1 mA

分圧回路R2/R3およびR6/R7で、ゲート・バイアス間電圧(V<sub>g</sub>)の代表値が決まります。

$$R2 = R6 = \frac{V_g}{I_{bb}} \quad (2)$$

$$R3 = R7 = \frac{(V_{ds} - V_g) \times R2}{V_g} \quad (3)$$

表1に示すコンポーネント値を使用すると、計算した値と実際の値に差が生じます。

デプレッション型あるいはエンハンスメント型PHEMTにかかわらず、デバイス毎のDCパラメータのばらつきにより、ゼロ入力ドレイン電流がデザインの公称値から増減することがあります。DCパラメータがロットごとに変動する場合は、アクティブ・バイアスを使用するのがゼロ入力バイアス・ポイントを一定に保つための1つの方法です。アクティブ・バイアスは温度変化に対してもバイアスを安定させ、多くのアプリケーションでPHEMTをバイアスするための推奨手法です。

## 結果

増幅器を3.3 Vの電源電圧 $V_{dd}$ でテストして、各デバイスでバイアス・ポイント $V_{ds}=2.7\text{ V}$  @  $I_d=15\text{ mA}$ が得られます。測定した性能を、デバイスのデータシートのSパラメータおよびノイズ・パラメータを用いて、シミュレーションから得られた性能と比較しました。測定とシミュレーションによる雑音指数を図4に示します。雑音指数は5.8 GHzで公称値の1.4 dBとなっています。入力マイクロストリップ伝送ラインの損失は0.15 dBと測定され、デバイスの雑音指数と整合回路の損失の合計は約1.25 dBとなります。1 dB利得圧縮での出力パワー、 $P_{-1\text{ dB}}$ は+11.5 dBmと測定されました。出力3次インターセプト・ポイント $OIP_3$ は+28 dBmと測定されました。

測定とシミュレーションによる増幅器の利得は、5.8 GHzで22 dB(公称値)です。図5に示す利得掃引プロットは、低周波での穏やかな利得ロールオフを示しています。測定とシミュレーションによる入力と出力のリターン・ロス、をそれぞれ図6と7で示しています。入力リターン・ロスの実測値は4.9~6 GHzの周波数範囲で10 dB以上、出力リターン・ロスの実測値は同じ周波数範囲で9.5 dB以上となっています。

表2は、予想されるバッテリー動作条件での増幅器の性能をまとめたものです。フル充電されたバッテリー条件の3.6 Vでは、雑音指数性能は影響を受けていません。また表から、バッテリー電圧が3 V以下に低下するのに伴い、性能がやや低下するだけであることがわかります。

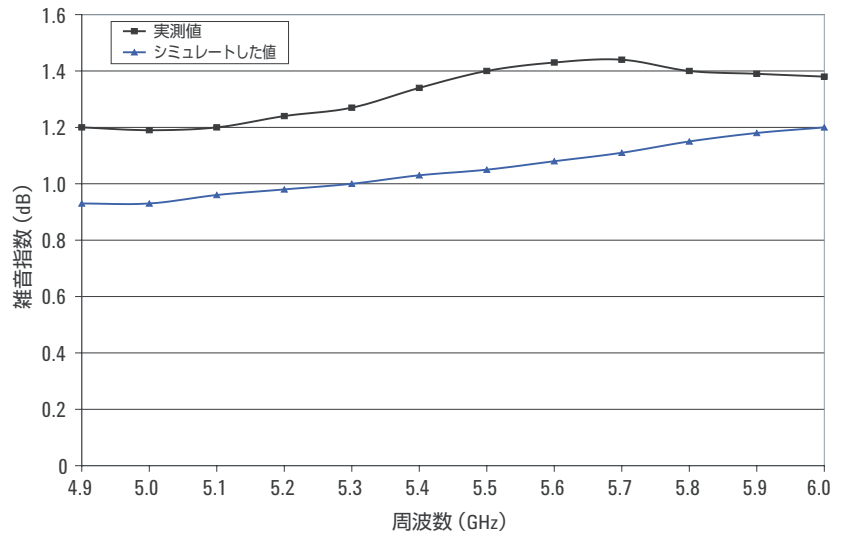


図4. 雑音指数対周波数の実測値とシミュレートした値

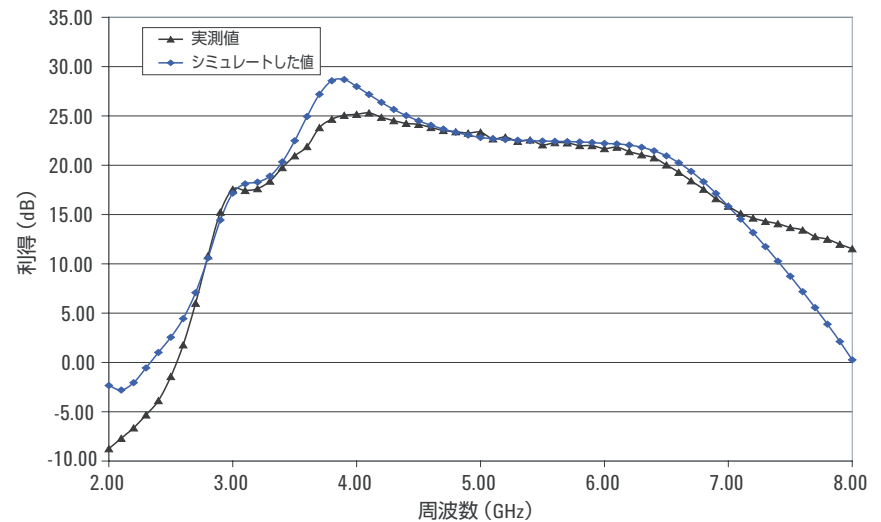


図5. 利得対周波数の実測値とシミュレートした値

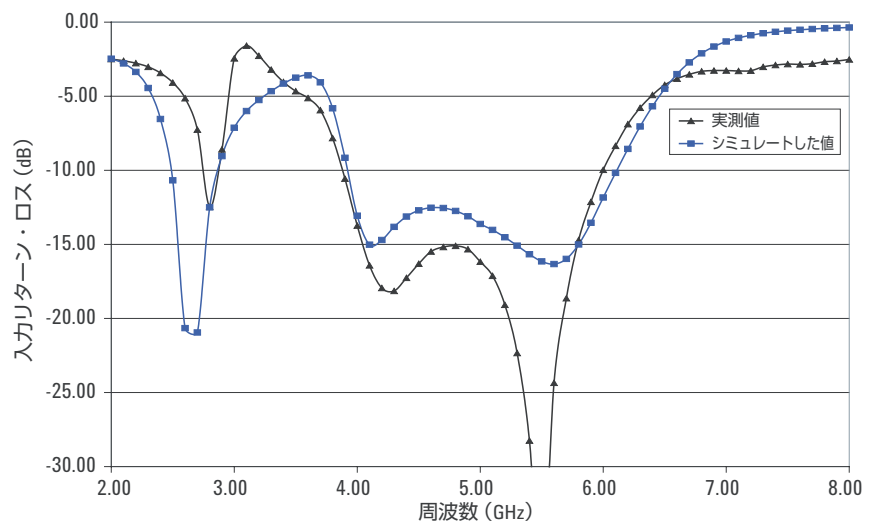


図6. 入力リターン・ロス対周波数の実測値とシミュレートした値

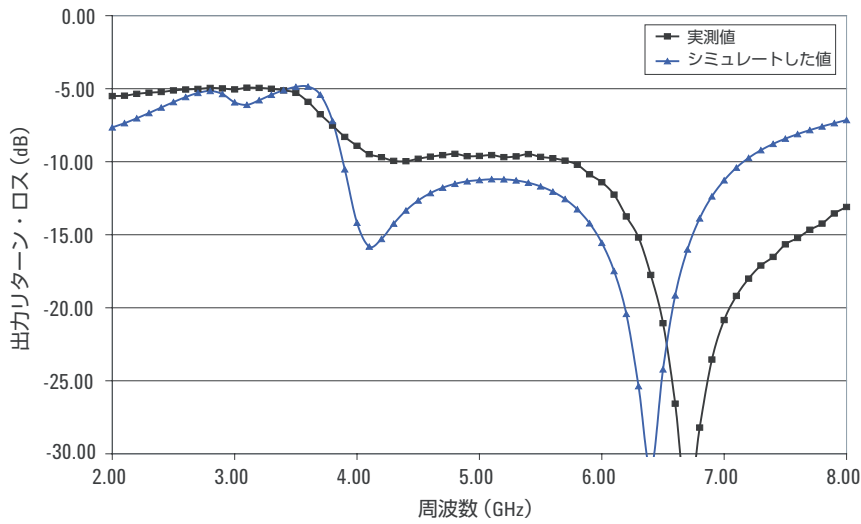


図7. 出力リターン・ロス対周波数の実測値とシミュレートした値

表2. 電源電圧に対する実測性能のまとめ

	電源 (Vdd、Idd)		
	3.3 V、30 mA	3.0 V、23.3 mA	2.7 V、15 mA
周波数 (GHz)	4.90		
利得 (dB)	23.30	22.60	21.30
雑音指数 (dB)	1.20	1.25	1.35
周波数 (GHz)	5.50		
利得 (dB)	22.32	21.90	21.00
雑音指数 (dB)	1.30	1.37	1.45
周波数 (GHz)	6.00		
利得 (dB)	22.00	21.50	20.80
雑音指数 (dB)	1.35	1.40	1.43





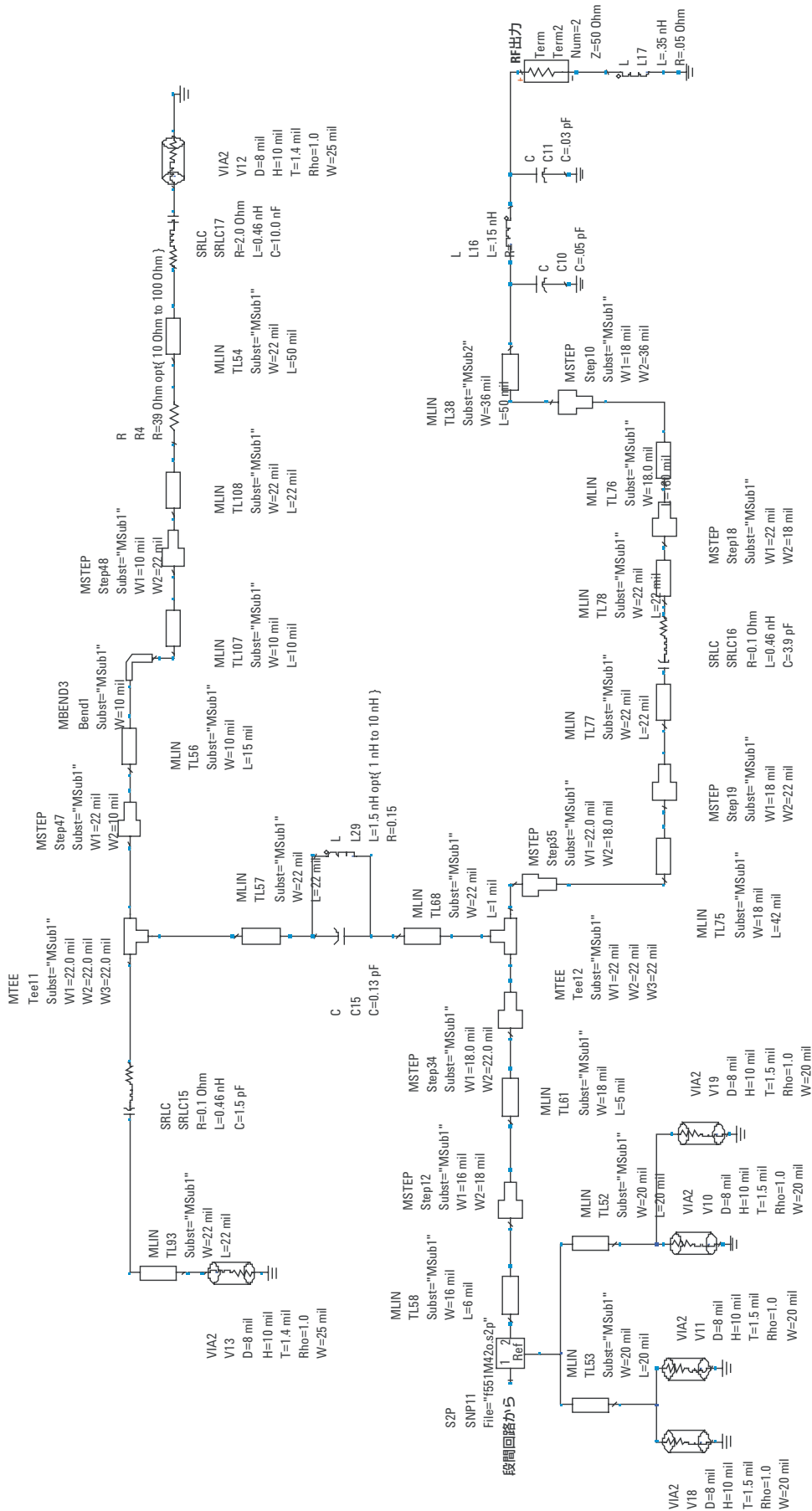


図10. 出力整合回路。EF Johnson End-Launch SMAコネクタ(パーツ番号142-0701-801)のモデルも含む。



<p><b>OPTIM</b></p> <p>Optim          Optim1          OptimType=Gradient          ErrorForm=L2          MaxIters=50          DesiredError=0.0          StatusLevel=4          FinalAnalysis="SP1"          NormalizeGoals=no          SetBestValues=yes          Seed=          SaveSolns=no          SaveGoals=yes          SaveOptimVars=no          UpdateDataset=yes          SaveNominal=yes          SaveAllIterations=no</p>	<p>UseAllOptVars=yes          UseAllGoals=yes          SaveCurrentEF=no</p>	<p><b>MSub</b></p> <p>MSUB          MSub2          H=10 mil          Er=4.6          Mur=1          Cond=1.0E+50          Hu=3.9e+034 mil          T=36 mil          TanD=.01          Rough=0 mil</p> <p>          StabFact          StabFact1          StabFact1=stab_fact(S)</p>	<p><b>MSub</b></p> <p>MSUB          MSub1          H=10 mil          Er=4.6          Mur=1          Cond=1.0E+50          Hu=3.9e+034 mil          T=.7 mil          TanD=.01          Rough=0 mil</p> <p>          Mu          Mu1          Mu1=mu(S)</p>	<p><b>S-PARAMETERS</b></p> <p>S_Param          SP1          Start=2.0 GHz          Stop=8.0 GHz          Step=0.1 GHz</p>
<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal1          Expr="dB(S(2,1))"          SimInstanceName="SP1"          Min=23          Max=          Weight=100          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=4.9e9          RangeMax[1]=6e9</p>	<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal2          Expr="dB(S(1,1))"          SimInstanceName="SP1"          Min=          Max=-13          Weight=50          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=4.7e9          RangeMax[1]=6e9</p>	<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal3          Expr="dB(S(2,2))"          SimInstanceName="SP1"          Min=          Max=-13          Weight=50          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=4.7e9          RangeMax[1]=6e9</p>	<p><b>OPTIONS</b></p> <p>Options          Options1          Temp=16.85          Tnom=25          TopologyCheck=yes          ForceS_Params=yes          V_RelTol=1e-6          I_RelTol=1e-6          GiveAllWarnings=yes          MaxWarnings=10</p>	
<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal5          Expr="dB(S(2,1))"          SimInstanceName="SP1"          Min=          Max=15          Weight=          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=0.5E9          RangeMax[1]=3e9</p>	<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal7          Expr="Mu1"          SimInstanceName="SP1"          Min=1          Max=          Weight=200          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=0.1e9          RangeMax[1]=18e9</p>	<p><b>GOAL</b></p> <p>Goal          OptimGoal4          Expr="nf(2)"          SimInstanceName="SP1"          Min=          Max=1.1          Weight=          RangeVar[1]="freq"          RangeMin[1]=4.8e9          RangeMax[1]=6e9</p>		

図11. スケマティック・ウィンドウでの目標値を示した最適化シミュレーション・ツール



## サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

## アジレント・テクノロジーのプロミス

お客様が新たに製品の購入をお考えの時、アジレント・テクノロジーの経験豊富なテスト・エンジニアが現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報をお届けします。お客様がアジレント・テクノロジーの製品をお使いになる時、アジレント・テクノロジーは製品が約束どおりの性能を発揮することを保証します。それらは以下のようなことです。

- 機器が正しく動作するか動作確認を行います。
- 機器操作のサポートを行います。
- データシートに載っている基本的な測定に係わるアシストを提供します。
- セルフヘルプ・ツールの提供。
- 世界中のアジレント・テクノロジー・サービス・センタでサービスが受けられるグローバル保証。

## お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することが可能です。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率良く解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定精度の維持をお手伝いします。



## 電子計測UPDATE

[www.agilent.co.jp/find/emailupdates-Japan](http://www.agilent.co.jp/find/emailupdates-Japan)

Agilentからの最新情報を記載した電子メールを無料でお送りします。

## Agilent電子計測ソフトウェアおよびコネクティビティ

Agilentの電子計測ソフトウェアおよびコネクティビティ製品、ソリューション、デベロッパ・ネットワークは、PC標準に基づくツールによって測定器とコンピュータとの接続時間を短縮し、本来の仕事に集中することを可能にします。詳細については[www.agilent.co.jp/find/jpconnectivity](http://www.agilent.co.jp/find/jpconnectivity)を参照してください。

## アジレント・テクノロジー株式会社

本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

## 計測お客様窓口

受付時間 9:00-19:00

(12:00-13:00もお受けしています。土・日・祭日を除く)

FAX、E-mail、Webは24時間受け付けています。

TEL ■■■ 0120-421-345  
(0426-56-7832)

FAX ■■■ 0120-421-678  
(0426-56-7840)

Email [contact\\_japan@agilent.com](mailto:contact_japan@agilent.com)

電子計測ホームページ

[www.agilent.co.jp/find/tm](http://www.agilent.co.jp/find/tm)

- 記載事項は変更になる場合があります。  
ご発注の際はご確認ください。

Copyright 2005

アジレント・テクノロジー株式会社



Agilent Technologies

July 22, 2005  
5989-3487JAJP  
0000-00DEP