

1 実習名

高周波回路概論 (「シミュレーションを活用した高周波回路技術」)

2 実習の目的

シミュレータを用いることによって実際に回路を作成したり測定器を揃えることなく、手軽に様々な現象を確認することができる。スミスチャートを例に、シミュレータの操作法を学び高周波回路の概論を理解する。具体的には負荷回路に直列や並列に L、C、R を挿入したときのスミスチャート上でのインピーダンスの動きやインピーダンスマッチングの取り方、また実製品の周波数特性についても理解する。

3 シミュレータ環境

Hewlett-Packard (現 Agilent Technologies) の Advanced Design System v1.1 (以下、「ADS」と呼ぶ。) を使用する。ADS は通信信号経路全体のシミュレーション用として開発され、RF、DSP および電磁界シミュレーションツールを一つの環境に統合したシミュレータである。図 1 に ADS の画面構成を示す。

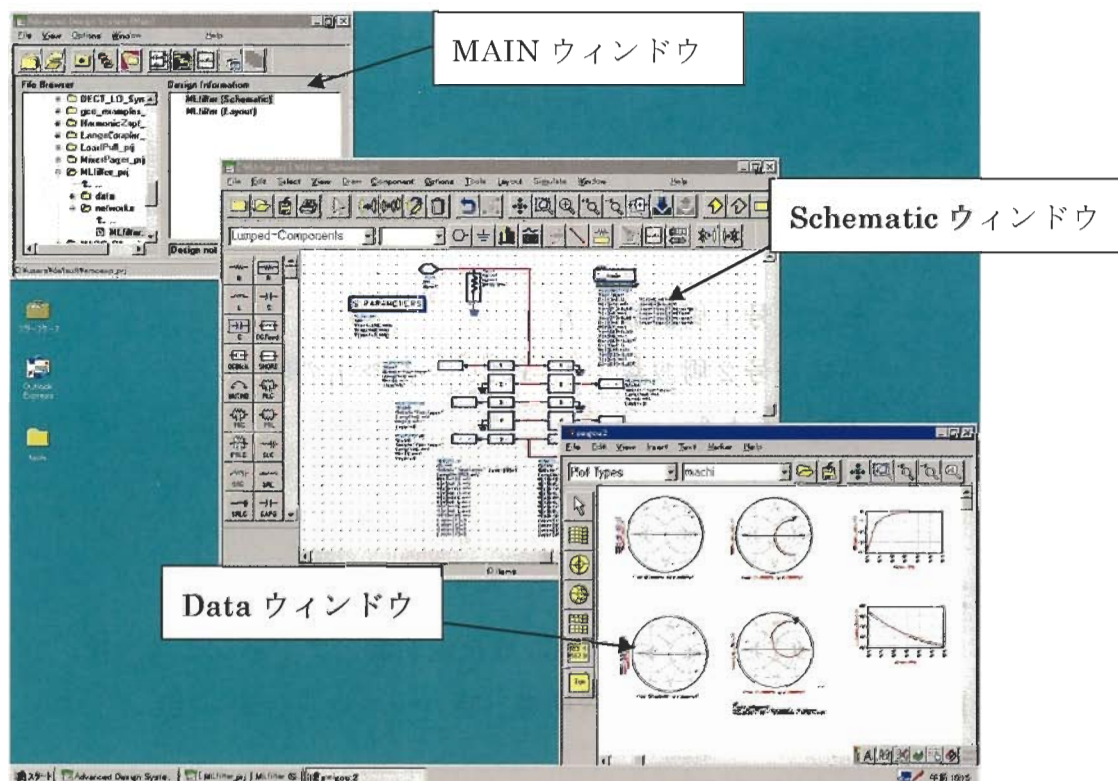


図 1 Advanced Design System の画面構成

4 実習手順

4-1 インピーダンスの軌跡

(1) 図 2 に示すように、負荷として $R=30\Omega$ 、 $L=10\text{nH}$ の回路を回路図作成用のスキーマティックウィンドウで作成する。測定周波数としては 1GHz から 4GHz までを 20MHz ステップで刻む。図 3 に周波数の設定方法を示す。そのインピーダンスの動きを解析結果を表示するデータウィンドウのスミスチャート上で確認する。

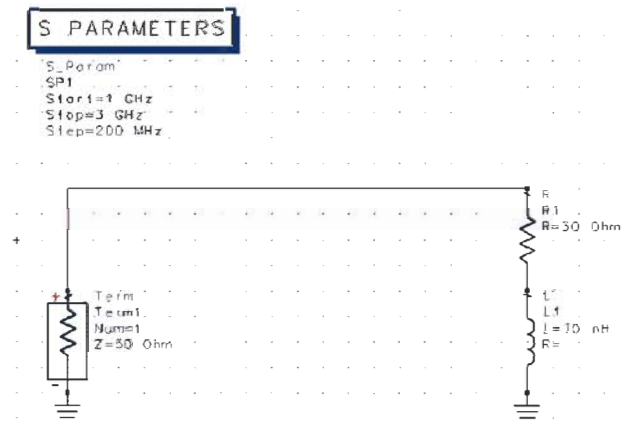


図 2 対象回路

ADS 使用コンポーネント

Component Library > Simulation-S_param > S_param
Component Library > Simulation-S_param > Term
Component Library > Limped-Component > R
Component Library > Limped-Component > L
Component Library > Limped-Component > C

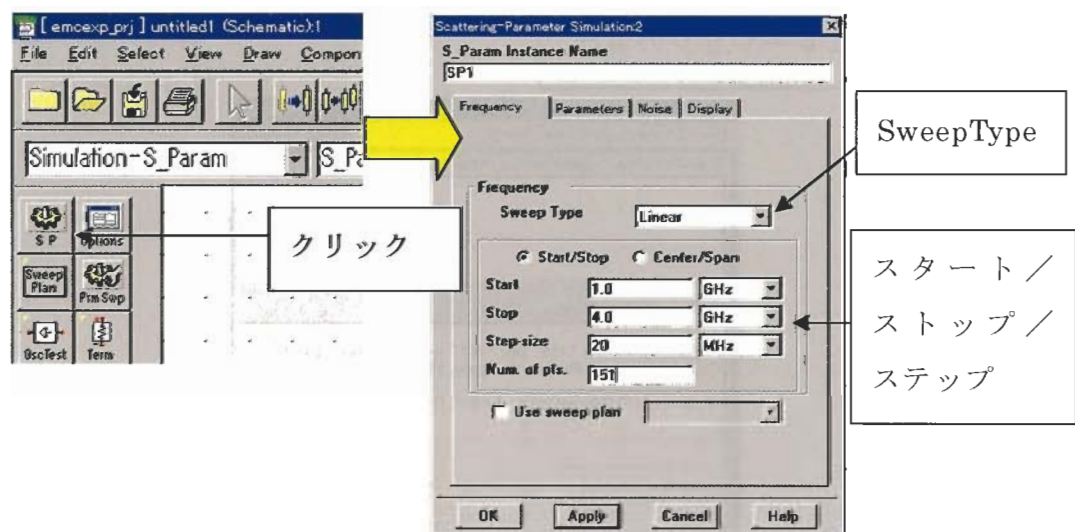


図 3 周波数の設定

(2) 図2で示した対象回路に対して、図4に示すように直列にR (25Ω、50Ω、100Ω) を挿入し、シミュレーションを実行する。

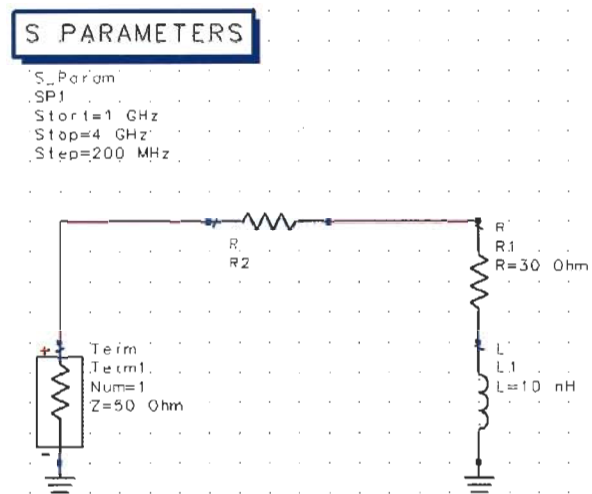


図4 直列にRを挿入した回路

(3) 図5にシミュレーションの実行手順について示す。シミュレーション名 (Dataset) はシミュレーション結果の表示時に必要となるので、適切な名前ですべて必ず設定する。シミュレーション後はエラー等が出ていないかを確認する。

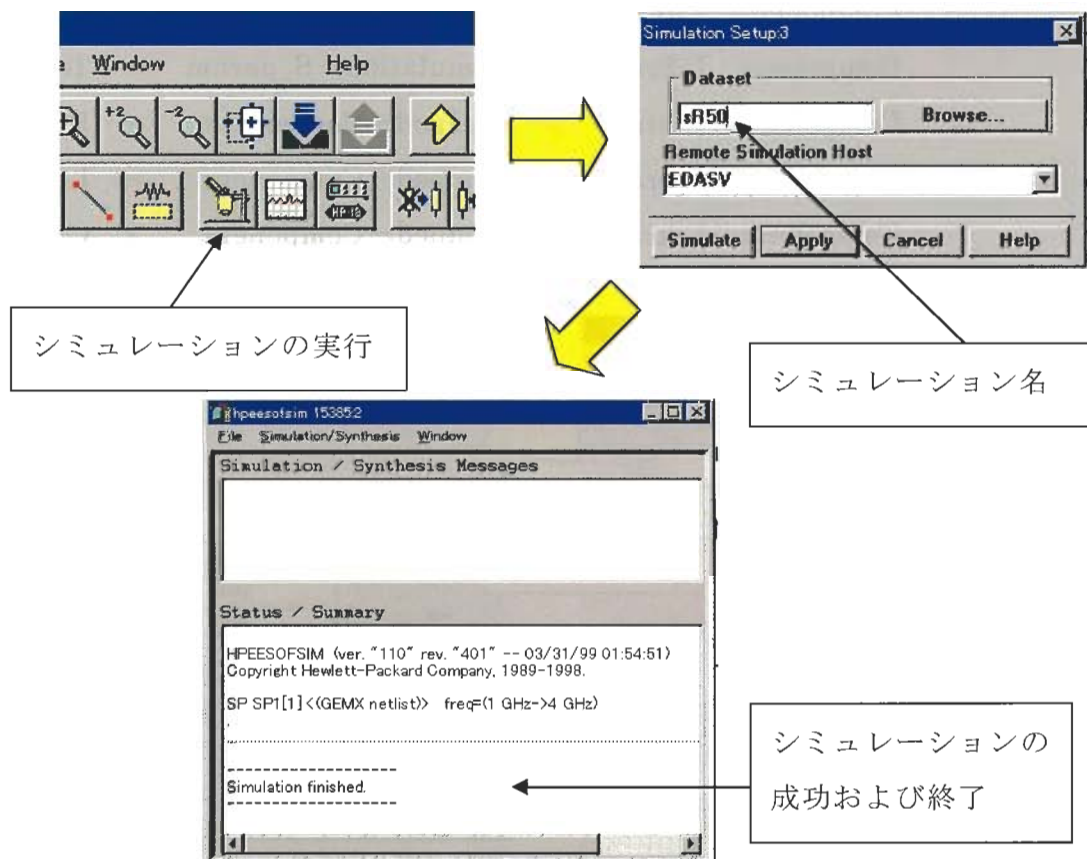


図5 シミュレーションの実行

(4) 図 6 に解析結果を表示するデータウィンドウの設定方法について示す。まず、データウィンドウを開き表示形式を選択する。今回はスミスチャートを選択する。次に、表示したいシミュレーション名と内容を選択する。

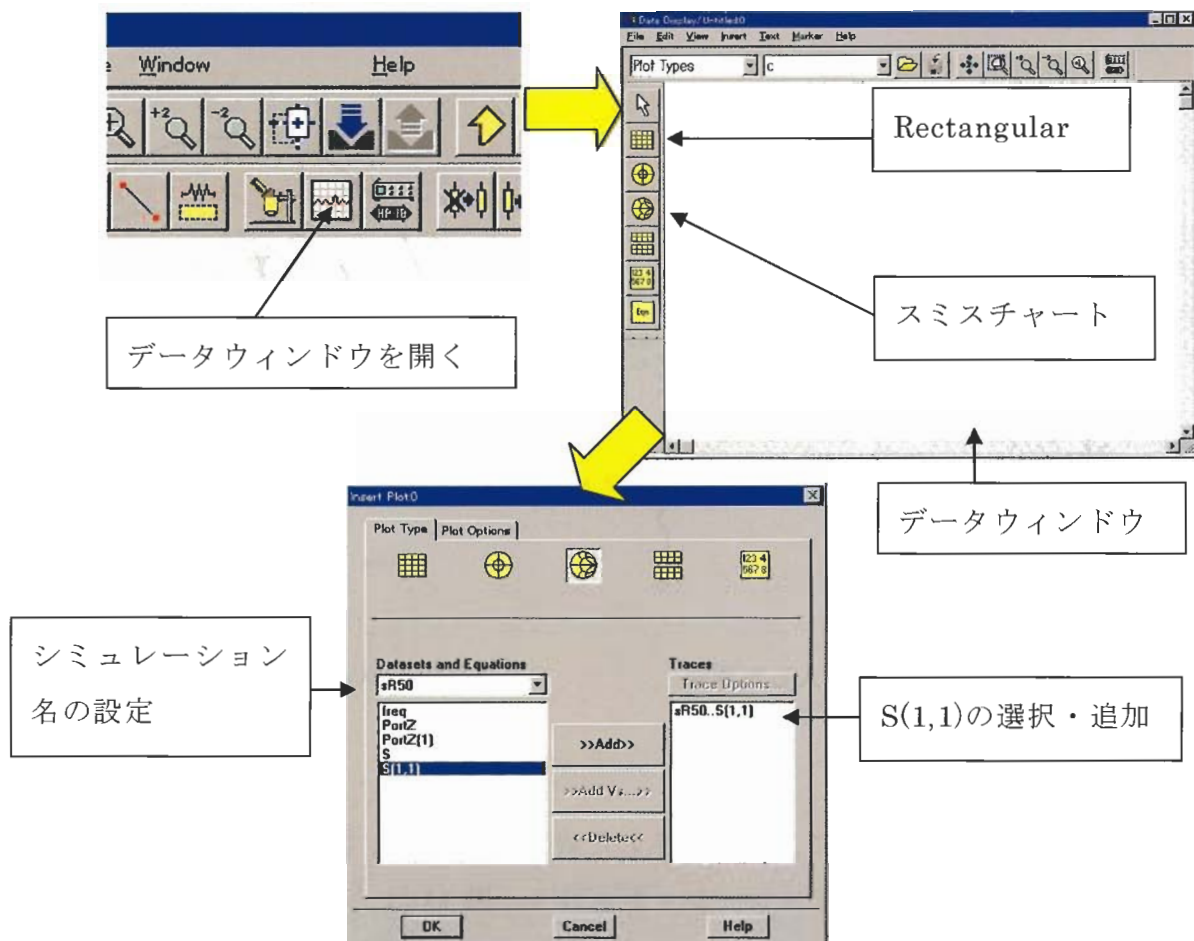


図 6 データウィンドウの設定

(5) 図 4 の抵抗値を 25Ω 、 50Ω 、 100Ω と変えてシミュレーションした結果を図 7 に示す。スミスチャート上の等リアクタンス上を移動することを確認する。

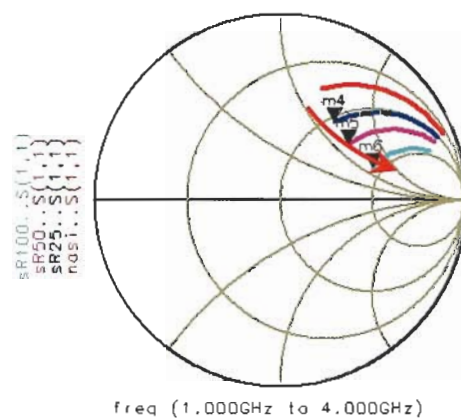


図 7 スミスチャート(直列 R)

(6) 図 8 で示すように、図 2 で示した対象回路に対して直列に C (1pF、2pF、4pF) を挿入しシミュレーションを行う。図 9 は、シミュレーション結果をデータウィンドウのスミスチャート上にプロットしたものである。スミスチャート上の等レジスタンス上を反時計回りに移動することを確認する。

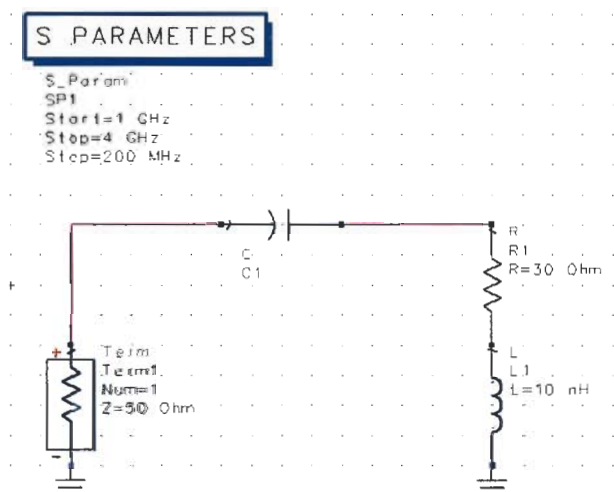


図 8 直列に C を挿入した回路

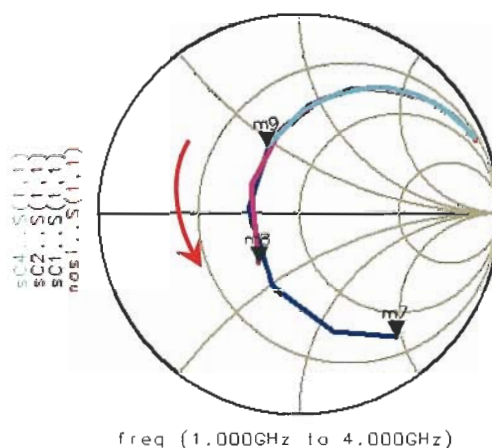


図 9 スミスチャート(直列 C)

(7) 図 10 で示すように、図 2 で示した対象回路に対して直列に L (10nH、20nH、40nH) を挿入しシミュレーションを行う。図 11 は、シミュレーション結果をデータウィンドウのスミスチャート上にプロットしたものである。スミスチャート上の等レジスタンス上を時計回りに移動することを確認する。

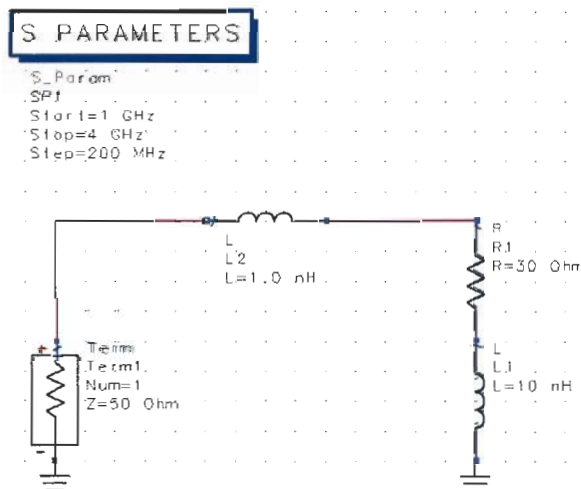


図 10 直列に L を挿入した回路

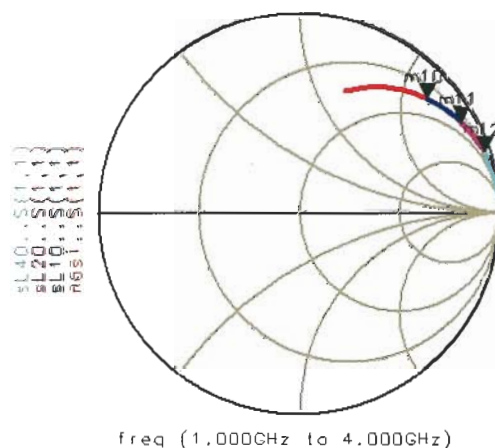


図 11 スミスチャート(直列 L)

(8) 図 12 で示すように、図 2 で示した対象回路に対して並列に R (25Ω、50Ω、100Ω) を挿入しシミュレーションを行う。図 13 は、シミュレーション結果をデータウィンドウのアドミッタンスチャート上にプロットしたものである。アドミッタンスチャート上の等サセプタンス上を移動することを確認する。

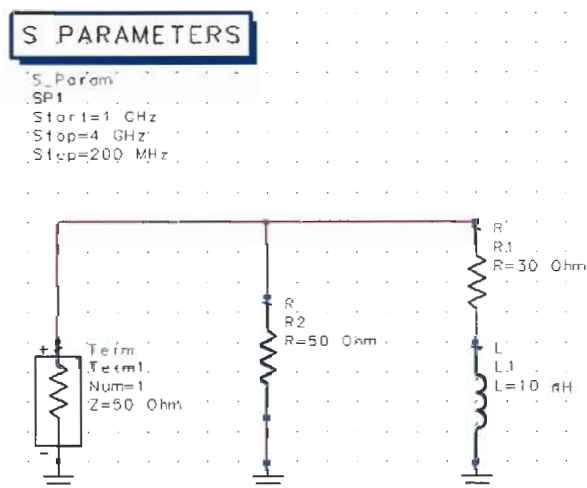


図 12 並列に R を挿入した回路

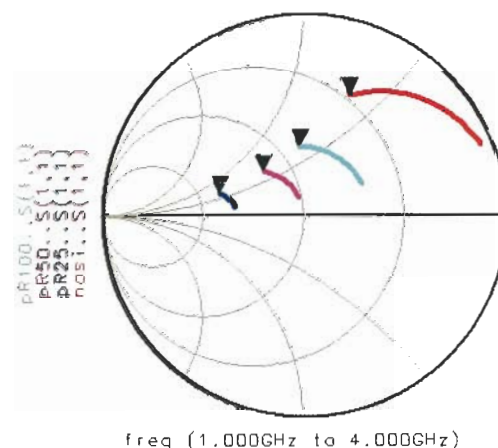


図 13 スミスチャート(並列 R)

(9) 図 14 で示すように、図 2 で示した対象回路に対して並列に C (1pF、2pF、4pF) を挿入しシミュレーションを行う。図 15 は、シミュレーション結果をデータウィンドウのアドミッタンスチャート上にプロットしたものである。アドミッタンスチャート上の等コンダクタンス上を時計回りに移動することを確認する。

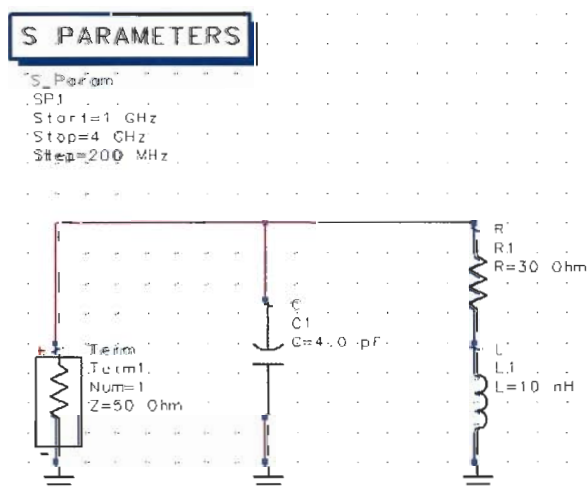


図 14 並列に C を挿入した回路

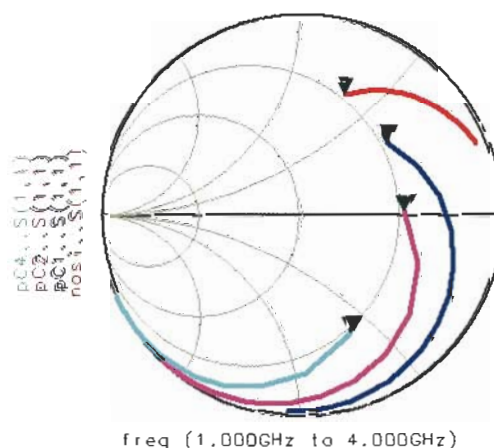


図 15 スミスチャート(並列 C)

(10) 図 16 で示すように、図 2 で示した対象回路に対して並列に L (10nH、20nH、40nH) を挿入しシミュレーションを行う。図 17 は、シミュレーション結果をデータウィンドウのアドミッタンスチャート上にプロットしたものである。アドミッタンスチャート上の等コンダクタンス上を反時計回りに移動することを確認する。

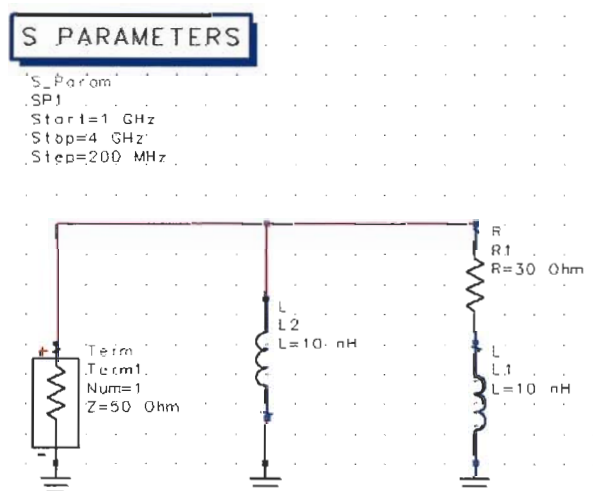


図 16 並列に L を挿入した回路

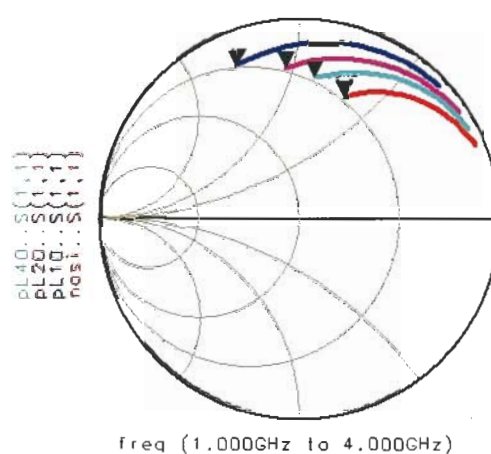


図 17 スミスチャート(並列 L)

(11) これらの結果を下記のとおり表 1 にまとめる。

表 1 インピーダンスの軌跡

挿入するデバイス	等 円	方 向
直列に R	等リアクタンス上を	
直列に L	等レジスタンス上を	
直列に C	等レジスタンス上を	
並列に R	等サセプタンス上を	
並列に L	等コンダクタンス上を	
並列に C	等コンダクタンス上を	

(12) 次に、図 18 に示すように負荷を純抵抗 30Ω とし直列に L (10nH 、 20nH 、 40nH) を挿入してシミュレーションを行う。結果をデータウィンドウに表示し、図 19 のようにマーカー機能を使い各ポイントの値を読み取る。

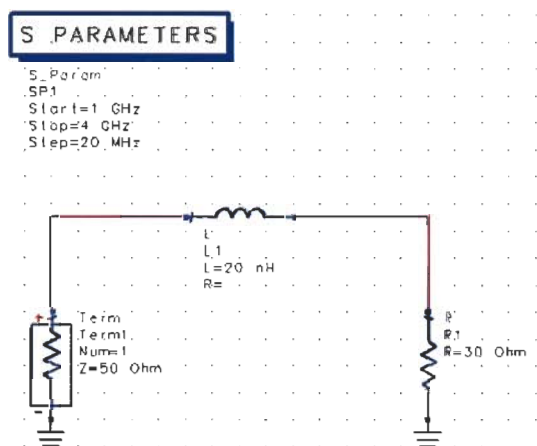
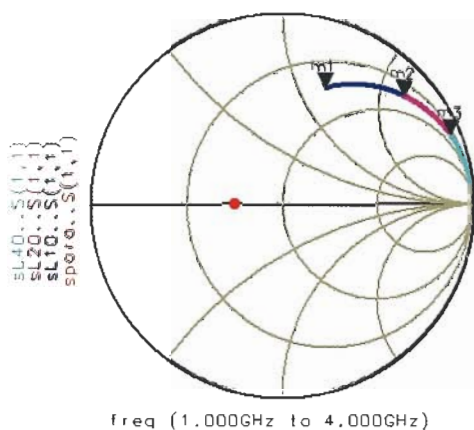


図 18 純抵抗負荷に L を挿入した回路



```
m1
freq=1.000000GHz
sL10..S(1,1)=0.226892 + j0.607198
impedance = Z0 * (0.5999994 + j1.2566374)

m2
freq=1.000000GHz
sL20..S(1,1)=0.639499 + j0.566273
impedance = Z0 * (0.6000006 + j2.5132722)

m3
freq=1.000000GHz
sL40..S(1,1)=0.885000 + j0.361282
impedance = Z0 * (0.6000035 + j5.0265432)

m4
freq=2.000000GHz
sL10..S(1,1)=0.639499 + j0.566273
impedance = Z0 * (0.6000006 + j2.5132722)
```

図 19 マーカー機能

(13) 下記のとおり、結果を表 2 にまとめる。

表 2 各周波数、インダクタンスのインピーダンスの値

インダクタンスの値	周波数	インピーダンス
10nH	1GHz	
20nH	1GHz	
40nH	1GHz	
10nH	1GHz	
10nH	2GHz	
10nH	4GHz	

表 2 より、同じ周波数でインダクタンスの値を大きくすることと同じインダクタンスで周波数を高くすることは同じ効果があることを確認する。さらに、コンデンサや並列の場合でも同じ効果があることを確認する。

4-2 マッチング回路の設計

(1) 4-1 項で使用した図 20 の回路に対して、2GHz で入力のマッチング回路を作成する。マッチングを取る前の入力インピーダンスを図 21 に示す。

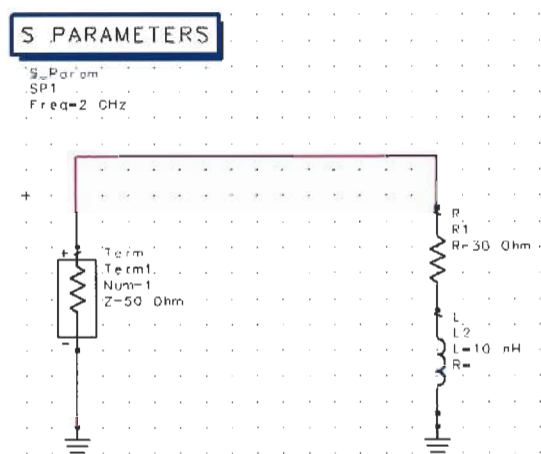


図 20 対象回路

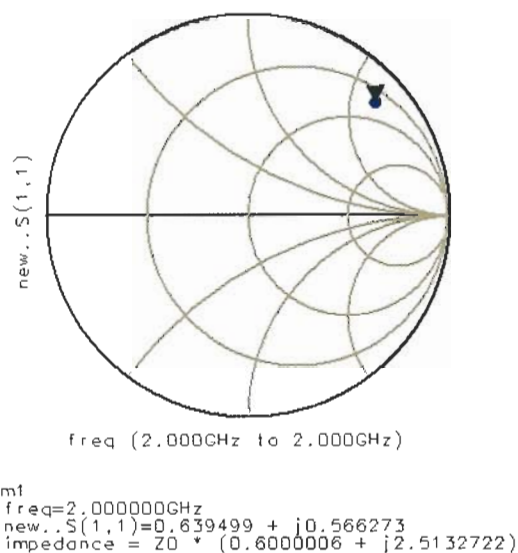


図 21 入力側から見たインピーダンス

(2) 点が円の中心にくるように設計をする必要があるが、経路は複数考えられる。データウィンドウでは、点を中心を持ってくるのに便利なスミスチャートとアドミッタンスチャートを重ねて書いたイミッタンスチャートを使用して設計するようにする。まず、最初は図 22 のような経路で点を中心を持ってくる方法をシミュレーションしてみる。

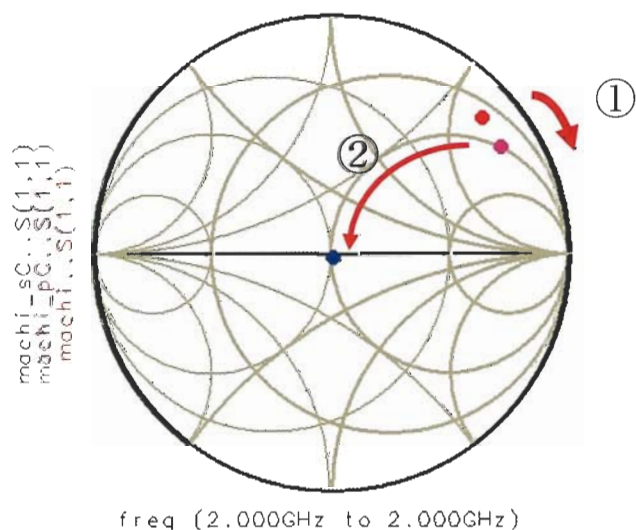


図 22 マッチングの経路 1

- (3) 図 22 の①のように、等コンダクタンス円を時計回りに移動させるためには、図 23 に示すように並列にコンデンサを挿入する。さらに、中心を通る 1.0 の等レジスタンス円上に載るようにコンデンサの値を調整する。

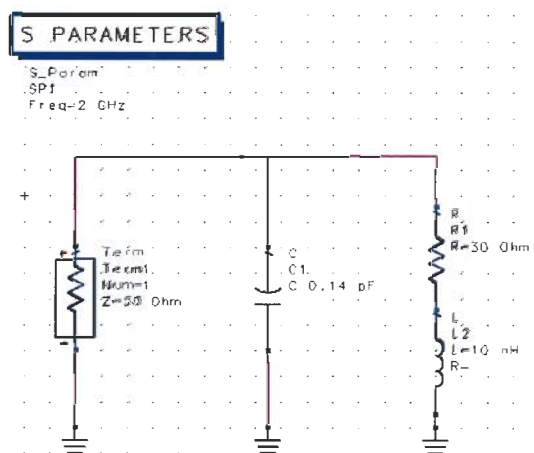


図 23 マッチング回路(①)

- (4) 次に図 22 の②のように、等レジスタンス円上を反時計回りに移動させるためには、図 24 に示すように、直列にコンデンサを挿入して、点が中心にくるようにコンデンサの値を設計する。

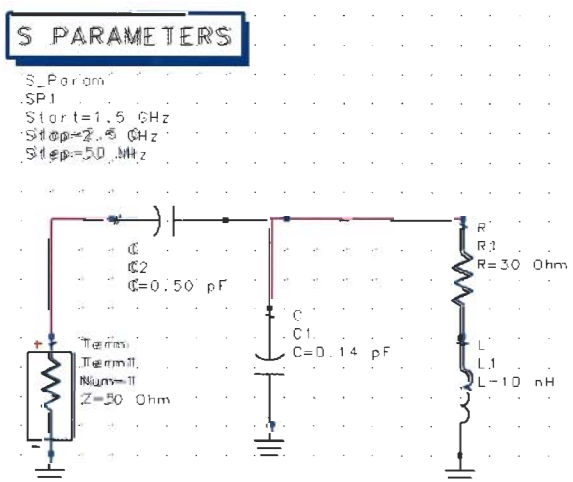


図 24 マッチング回路(①+②)

- (5) 結果を下記の通り表 3 にまとめる。

表 3 マッチング回路の構成 1

挿入デバイス	値
並列コンデンサ	pF
直列コンデンサ	pF

(6) 点を中心を持ってくるその他の経路として、図 25 に示す経路で再度設計してみる。

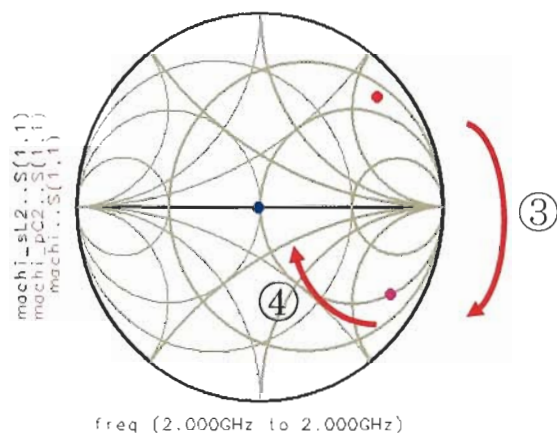


図 25 マッチングの経路 2

(7) 図 25 の③のように、等コンダクタンス円を時計回りに移動させるためには、図 26 に示すように並列にコンデンサを挿入し、さらに中心を通る 1.0 の等レジスタンス円上に載るようにコンデンサの値を調整する。

(8) 次に図 25 の④のように、等レジスタンス円上を時計回りに移動させるためには、図 26 に示すように直列にインダクタを挿入して点が中心にくるように設計する。

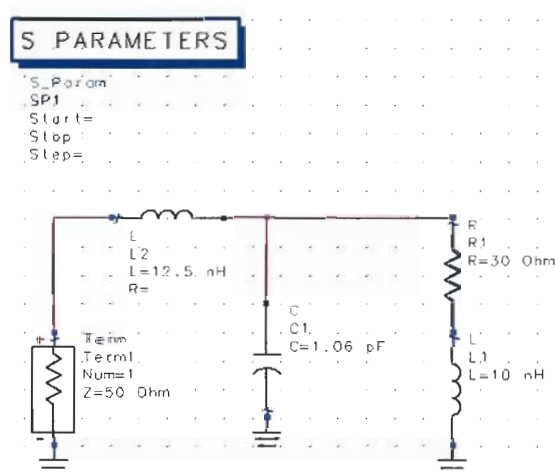


図 26 マッチング回路 (③+④)

(9) そのときの結果を下記の表 4 にまとめる。

表 4 マッチング回路の構成 2

挿入デバイス	値
並列コンデンサ	F
直列インダクタ	H

(10) 図 27 と図 29 の 2 つの経路でマッチング回路を作成したが、2GHz の前後の周波数帯域 (1.5GHz~2.5GHz) においてはどのような振る舞いになっているのかを確認する。図 27 の経路のマッチング回路 (図 24) の結果を図 28 に、図 29 の経路のマッチング回路 (図 26) の結果を図 30 に示す。

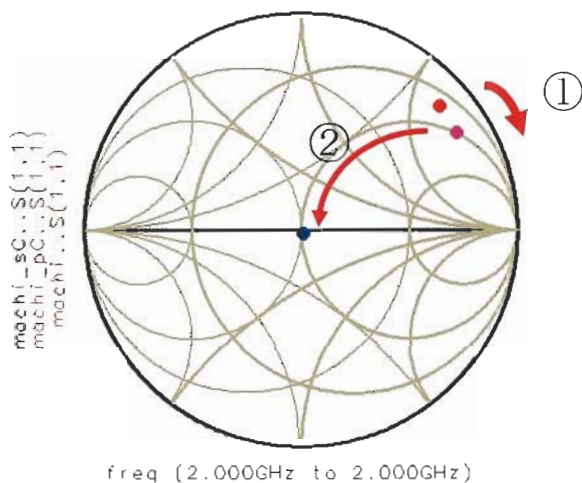


図 27 マッチング経路 1

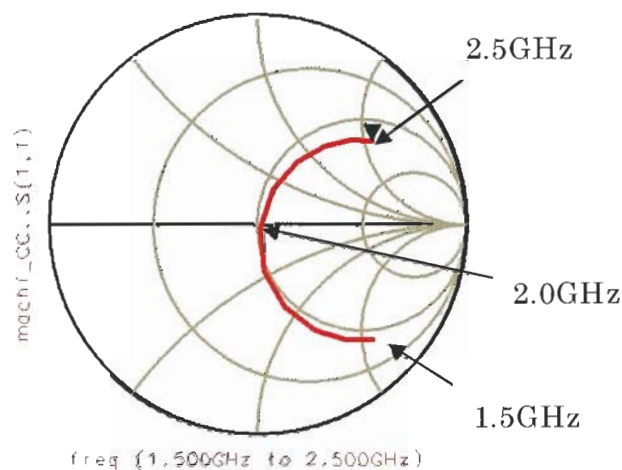


図 28 マッチング回路 (①+②)

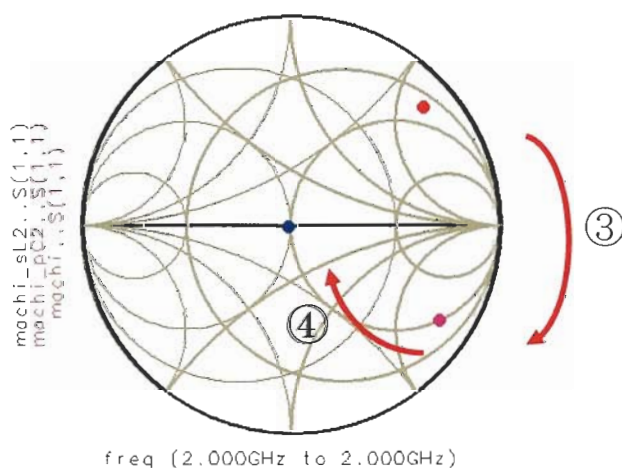


図 29 マッチング経路 2

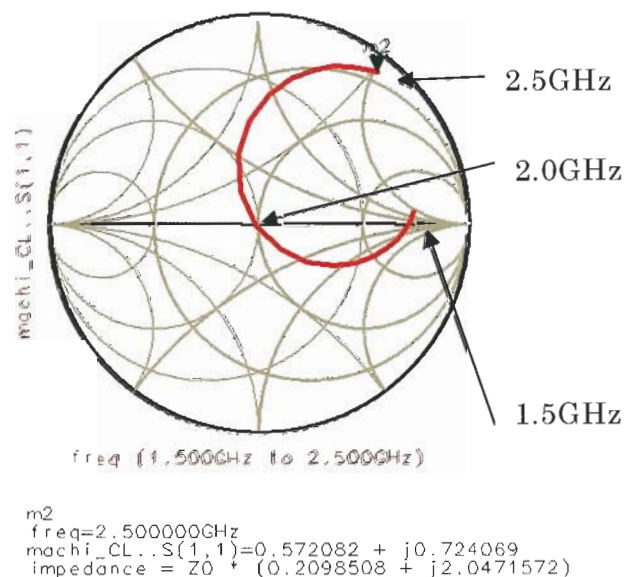


図 30 マッチング回路 (③+④)

(11) 図 28 および図 30 より、両経路とも 2GHz においては確かにマッチングが取れている (中心に来ている) が周波数を広げて見てみると、お互い様子が違うことがわかる。マッチングを取る経路の距離が長い図 29 の方が図 30 のように前後の周波数でみると広がってしまっていることがわかる。つまり狭い周波数範囲でしかマッチングが取れていないということになる。よって、マッチングを取る経路は短く取るほうが良いことがわかる。

4-3 実際の受動部品の周波数特性

(1) 4-2 項のマッチング回路で L、C、R の受動部品を使用してシミュレーションを行ったが、これは理想の部品でのシミュレーションであった。図 31 に示すように実際の製品における周波数特性はどのようなになっているのかを理解する。

コンデンサ：村田製作所 (GRH110C0G150J50 15pF)

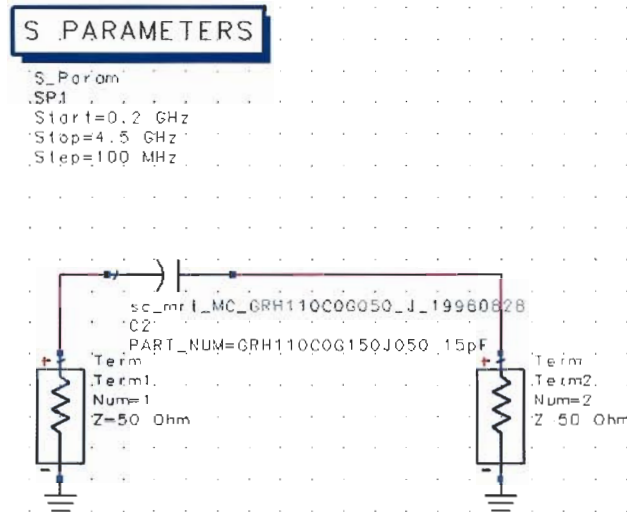


図 31 実際の製品（コンデンサ）の周波数特性を調べる回路

(2) 図 32 に示す周波数特性を見てみると、1.5GHz が自己共振周波数であることがわかる。また、図 33 に示すスミスチャートを見ると自己共振周波数よりも高い周波数では、L として振舞っていることがわかる。

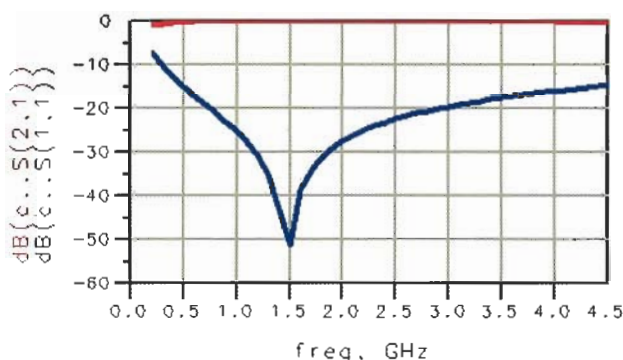


図 32 コンデンサの周波数特性

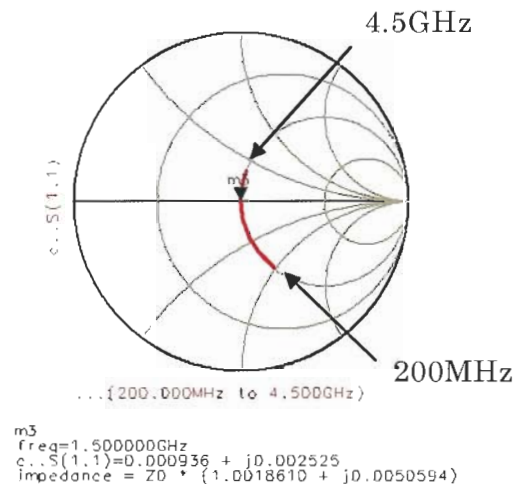


図 33 スミスチャート

(3) 同じようにインダクタについても周波数特性を確認してみる。図 34 に解析回路を示す。

インダクタ : AIC1812 シリーズ R10K 100nH

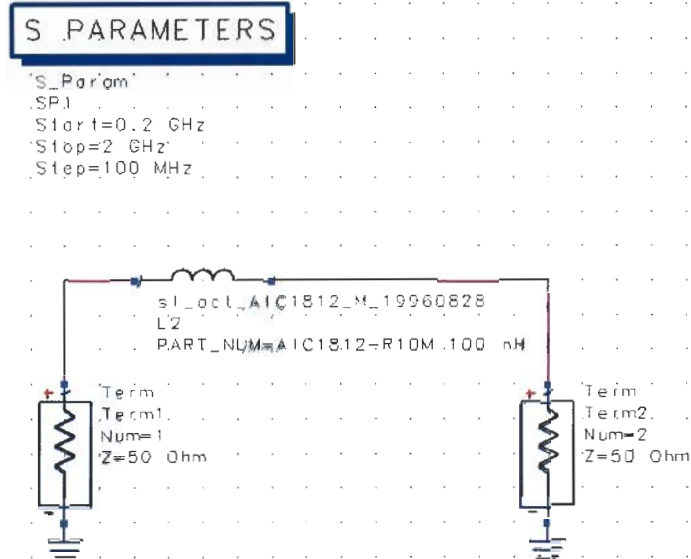


図 3 4 実際の製品（インダクタ）の周波数特性を調べる回路

(4) 図 35 に示す、周波数特性を見てみると、0.8GHz が共振周波数であることがわかる。また、図 36 に示すスミスチャートで見ると自己共振周波数より高い領域においては、コンデンサとして振舞っていることが理解できる。

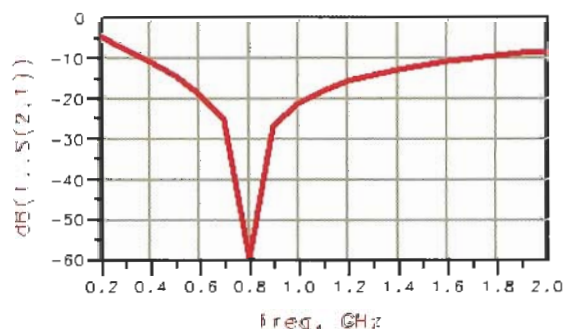


図 3 5 インダクタの周波数特性

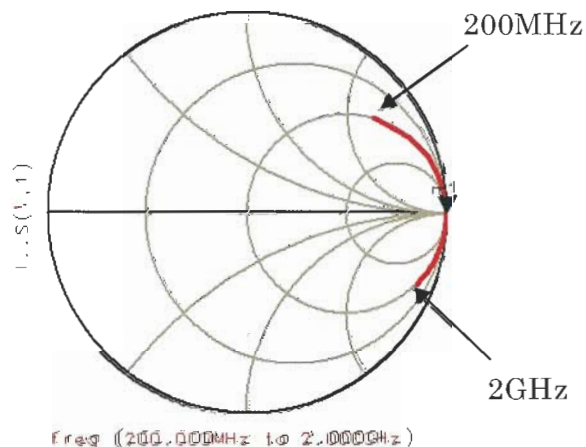


図 3 6 スミスチャート

(5) 以上のことから、実際のコンデンサやインダクタには教科書に書かれているような等価回路の寄生成分が含まれていることがわかる。

1 実習名

伝送線路設計 (「シミュレーションを活用した高周波回路技術」)

2 実習の目的

シミュレータを用いることによって、実際に回路を作成したり測定器を揃えることなく手軽に様々な現象を確認することができる。同軸線路やマイクロストリップラインを例に、その性質を理解する。具体的には、マイクロストリップラインの基板の誘電体や導体の幅や長さ等の値を変更し、そのときの損失や波長短縮率について理解する。また $\lambda/4$ の長さになるオープンスタブやショートスタブの振る舞いについても理解する。

3 シミュレータ環境

Hewlett-Packard (現 Agilent Technologies) の Advanced Design System v1.1 (以下、「ADS」と呼ぶ。)を使用する。ADS は通信信号経路全体のシミュレーション用として開発され、通信システムおよびベースバンド DSP のデザイン、ハイブリッドおよび RF プリント基板のデザイン、モノリシック・マイクロ波集積回路 (MMIC) および RFIC の回路デザイン、電磁界物理デザインおよびレイアウトなどの多彩な機能を一つの環境に統合したシミュレータである。図 1 に ADS の画面構成を示す。

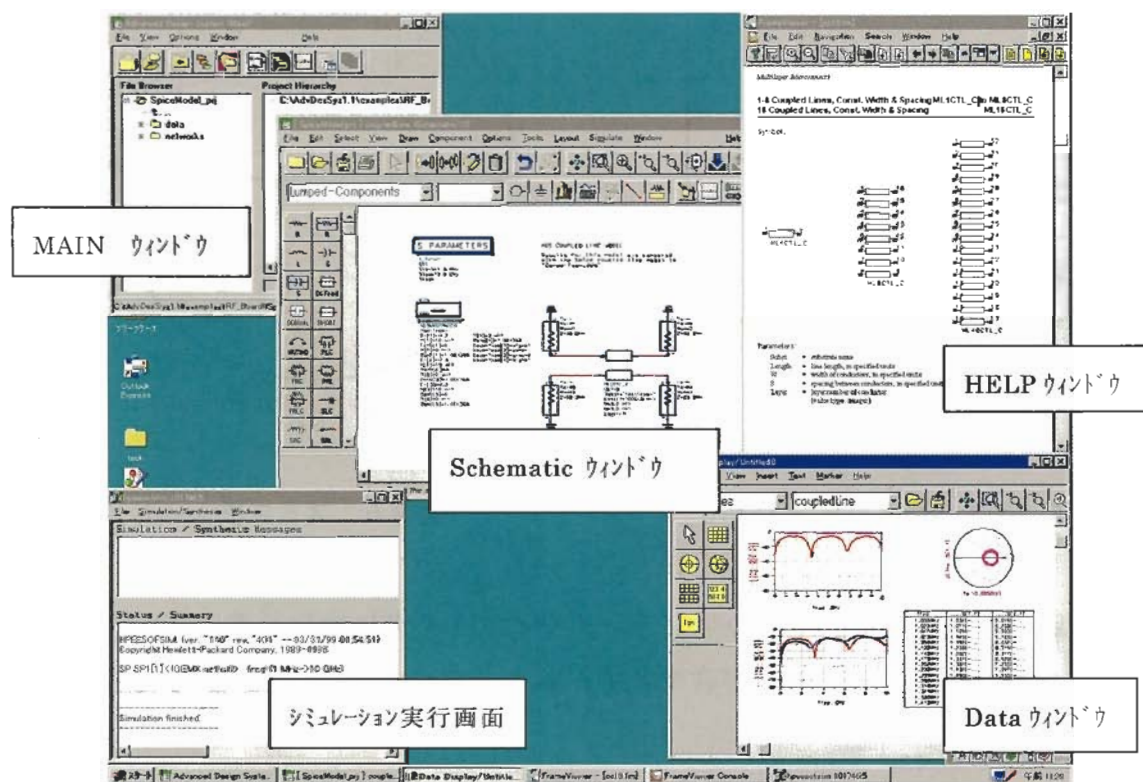


図 1 Advanced Design System の画面構成

4 実習手順

4-1 同軸線路の周波数特性

(1) 図2に示すような同軸線路の周波数特性を確認する。スキマティックウィンドウで測定周波数範囲を 100MHz から 3GHz として、図3の同軸回路を完成させる。

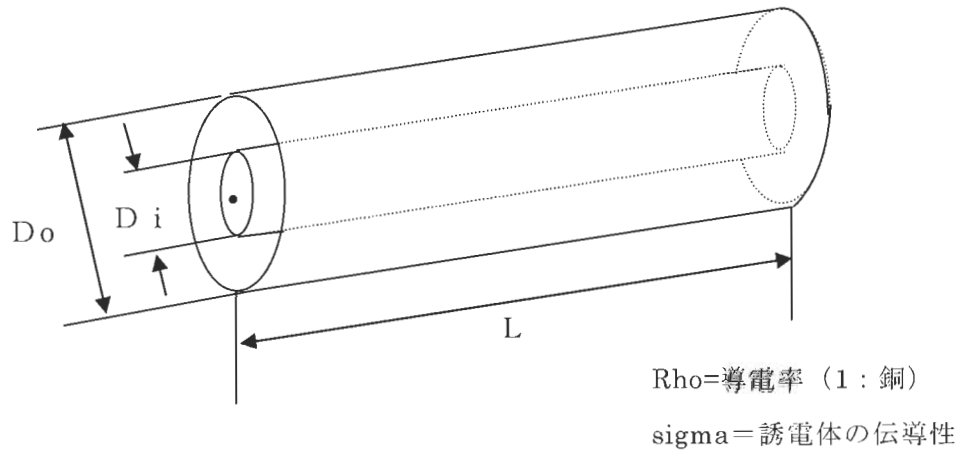


図2 同軸ケーブル

ADS コンポーネント

Component Library	>	Tlines-Ideal	>	COAX
Component Library	>	Simulation-S_param	>	S_param
Component Library	>	Simulation-S_param	>	Term

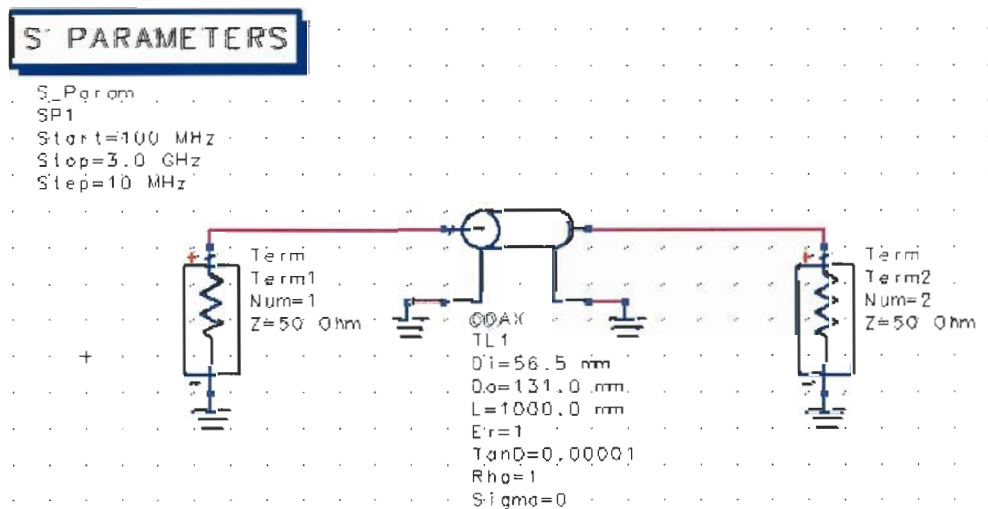
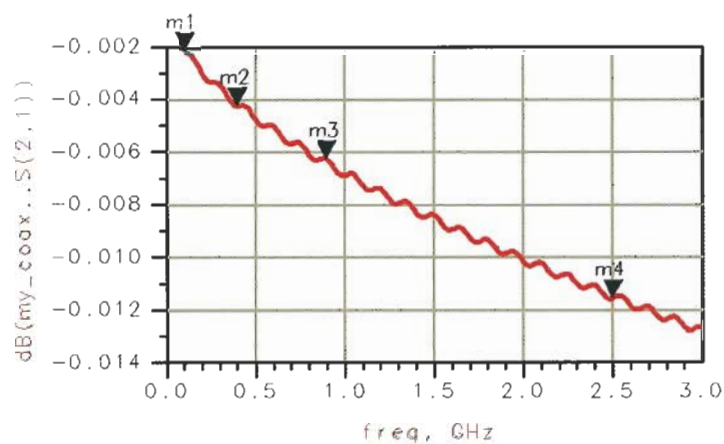


図3 同軸回路

(2) 図 4 に示すようにデータウィンドウで周波数特性を表示する。また、マーカーを表示させ各ポイントでの減衰量を読み取る。



```
m1
freq=100.000000MHz
dB(my_coax...S(2,1))=-0.002130

m2
freq=400.000000MHz
dB(my_coax...S(2,1))=-0.004216

m3
freq=900.000000MHz
dB(my_coax...S(2,1))=-0.006256

m4
freq=2.500000GHz
dB(my_coax...S(2,1))=-0.011556
```

図 4 周波数特性

(3) 結果を表 1 にまとめる。

表 1 周波数に対する減衰量

周波数	減衰量【dB】
100MHz	
400MHz	
900MHz	
2.5GHz	

(4) 以上のことから、 $\epsilon_r=1$ の場合はほぼ周波数の平方根 ($\sqrt{f}$) に比例して、減衰していることがわかる。その他、同軸の太さや誘電体の値を変えてシミュレーションしてみなさい。

4-2 マイクロストリップラインの設計

(1) マイクロストリップラインの構成を図5に示す。スキマティックウィンドウで、図6に示す幅 2.2mm、長さ 100mm、導体の厚み 0.05mm、誘電体の厚み 0.8mm、比誘電率 $\epsilon_r=2.5$ 、誘電正接 $\tan \delta=0.002$ のマイクロストリップラインを作成する。また、測定周波数範囲は 1GHz から 2GHz とする。

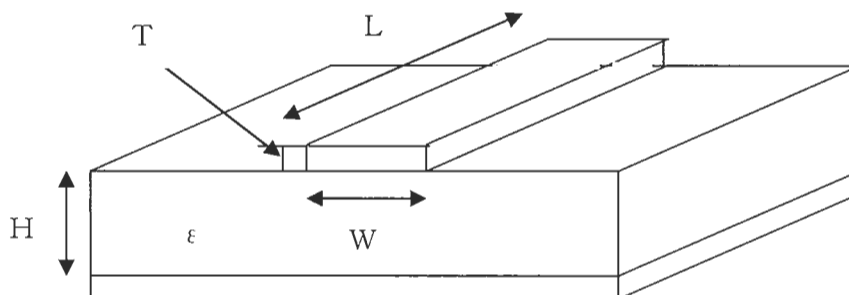


図5 マイクロストリップライン

ADS 使用コンポーネント

```

Component Library > Simulation-S_param > S_param
Component Library > Simulation-S_param > Term
Component Library > Tlines-Microstrip > MSUB
Component Library > Tlines-Microstrip > MLIN
    
```

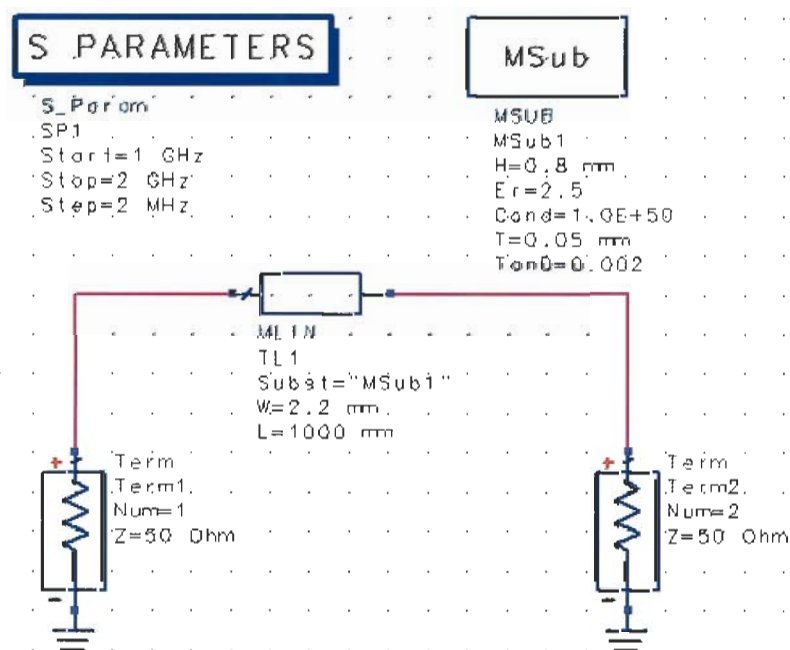


図6 対象回路

(2) 作成したマイクロストリップラインは、 $\epsilon_r=2.5$ 、誘電正接($\tan \delta$)=0.002 のテフロン基板である。そのときの挿入損失およびリターンロスは図 7 のようになる。

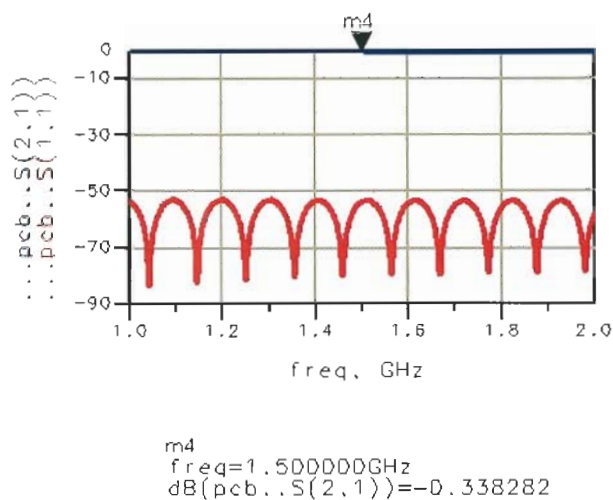


図 7 挿入損失とリターンロス

(3) 誘電正接($\tan \delta$)を 0.002 から 0.02 へ 1 桁大きくしてシミュレーションを実行してみる。 $\tan \delta$ の値はガラスエポキシ (FR-4) 基板相当の値である。図 8 に示すように、そのときの挿入損失を先程のテフロン基板のものと比較してみると、ガラスエポキシのほうが大きいことがわかる。つまり、 $\tan \delta$ の値が小さい基板 (テフロン等) の方が損失を小さくすることができることがわかる。

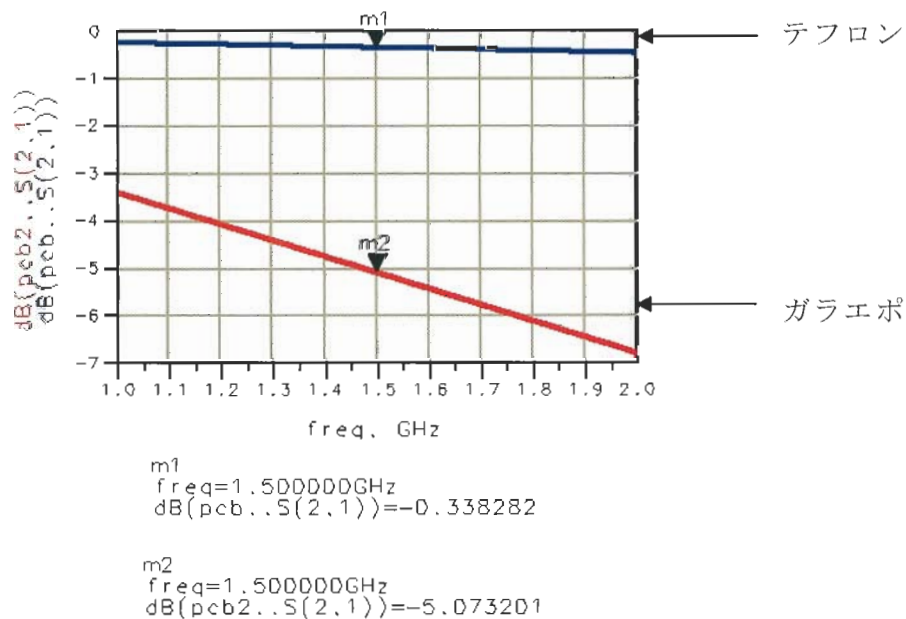


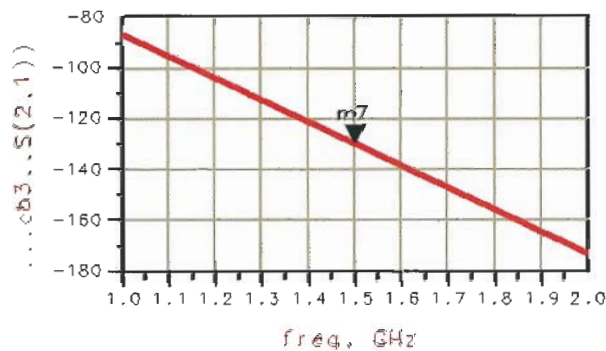
図 8 テフロンとガラエポの挿入損失の比較

(4) 次に、基板上を進む波長について理解する。

周波数 $f=1.5\text{GHz}$ の波長 λ は、

$$\lambda = C/f \text{ より、 } \lambda = 200\text{mm}$$

よってマイクロストリップラインの長さを $\lambda/4$ となる 50mm として、シミュレーションを行ってみる。空気中であれば位相は 90 度となるはずだが、実際に基板での位相をシミュレーション結果から読み取ると 130 度となっていることがわかる。これは基板上を伝送する信号の波長が短くなる波長短縮が起こっていることを示している。



```
m7
freq=1.500000GHz
phase(pcb3..S(2,1))=-129.565390
```

図9 基板上での位相

波長短縮率は {空気中の位相} / {PCB上の位相} で求めることができる。
この場合の波長短縮率を求めなさい。

波長短縮率 =

(5) 下記の表2を完成させなさい。

表2 波長短縮

媒 体	1 波長の長さ
空気中	cm
プリント基板	cm

@1.5GHz

よって、基板中を進む波の速さは遅くなっていることがわかる。

(6) 次に、先程までのテフロン基板によるマイクロストリップラインにおいて、1.5GHz で $\lambda/4$ の長さになるオープンスタブを作成して図 10 のような回路を作成する。オープンスタブとはスタブの先端を開放（何も接続しない）状態にしたものである。

$$200\text{mm} \times 0.692 \text{ (波長短縮率)} = 34.62\text{mm}$$

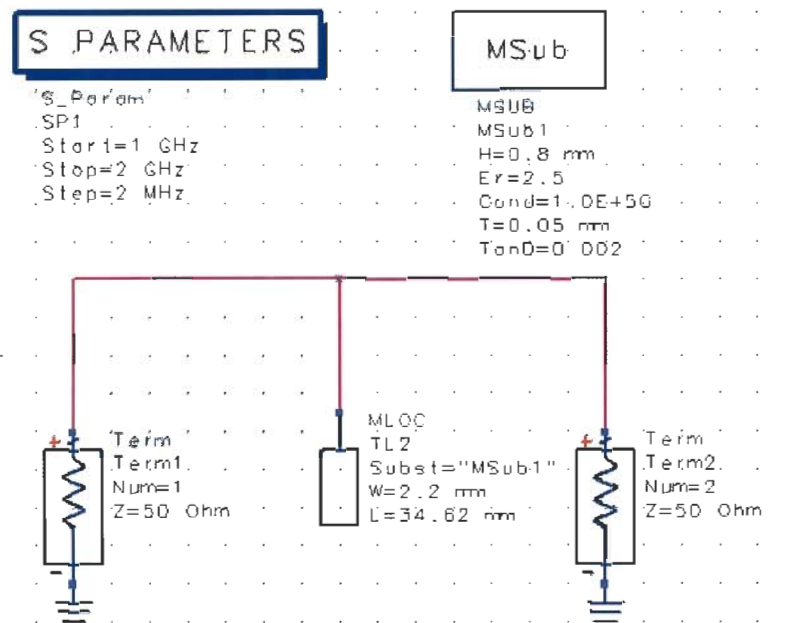


図 10 オープンスタブの回路

(7) 周波数範囲を 1GHz から 2GHz でシミュレーションを実行してみると、図 11 のような BEF (Band Elimination Filter) になっていることがわかる。

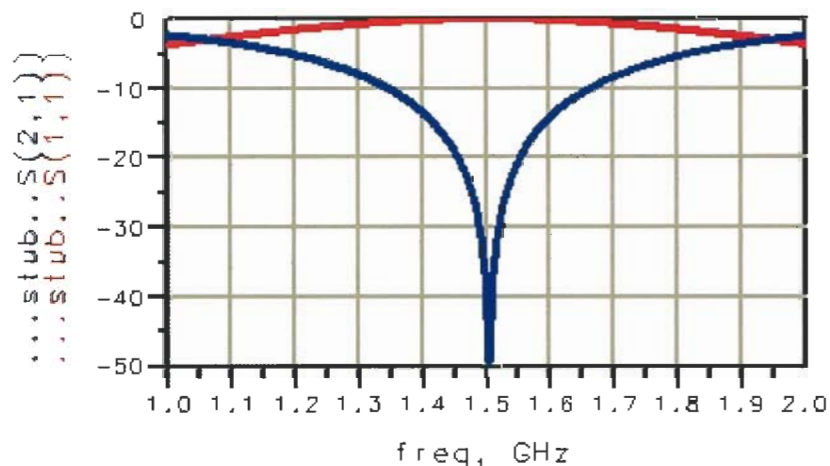


図 11 オープンスタブの周波数特性

(8) さらに図 12 に示すように、測定周波数範囲を 1GHz から 10GHz に広げてみると、1.5GHz 以外に 4.5GHz、7.5GHz でも阻止帯域が出てきているのがわかる。これは、1.5GHz で $\lambda/4$ である以外に 4.5GHz で $3\lambda/4$ 、7.5GHz で $5\lambda/4$ となり、図 10 のオープンスタブの付け根で振幅が最小、オープン側で振幅が最大と同じ現象になることから波形が $\lambda/4$ の奇数倍で繰り返される分布定数特有の現象である。

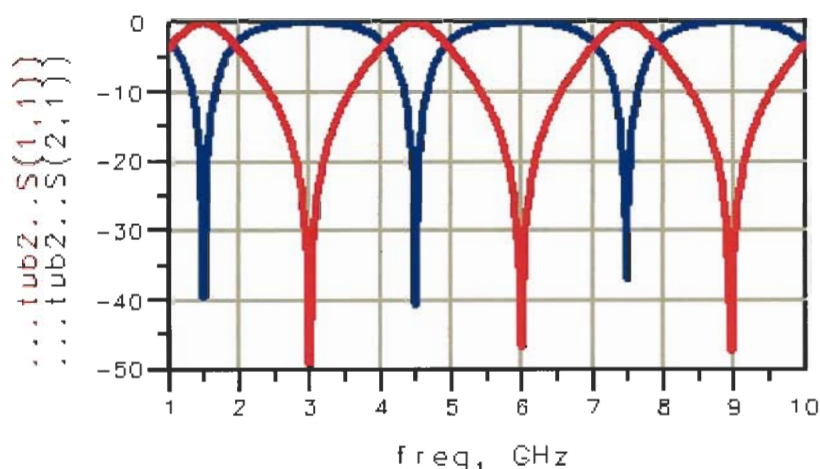


図 12 分布定数による BEF の周波数特性

(9) 同じように図 13 に示すような 1.5GHz で $\lambda/4$ となるショートスタブについても確認してみる。ショートスタブとは、スタブの先端を短絡（グラウンドに接続）させたものである。

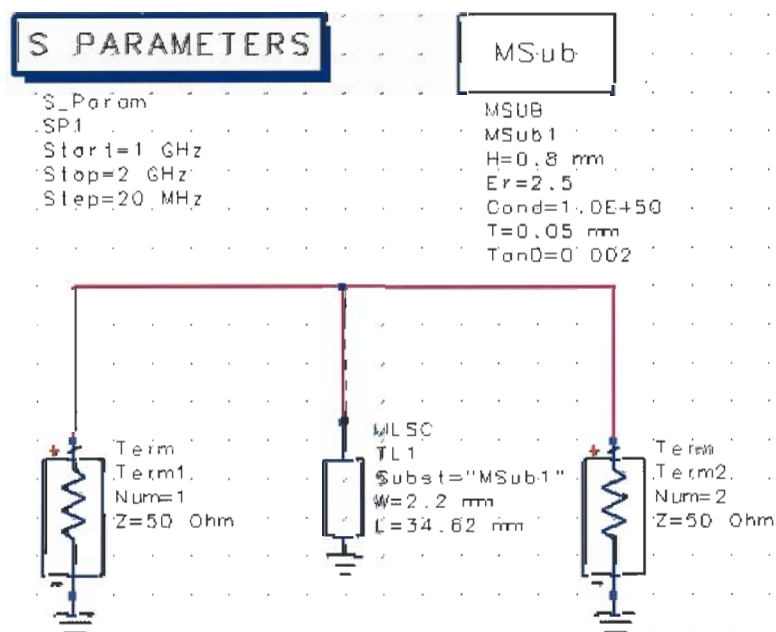


図 13 ショートスタブの回路

(1 1) 周波数範囲を 10MHz から 3GHz でシミュレーションを実行してみると、今度は図 14 に示すような BPF (Band Pass Filter) となっていることがわかる。

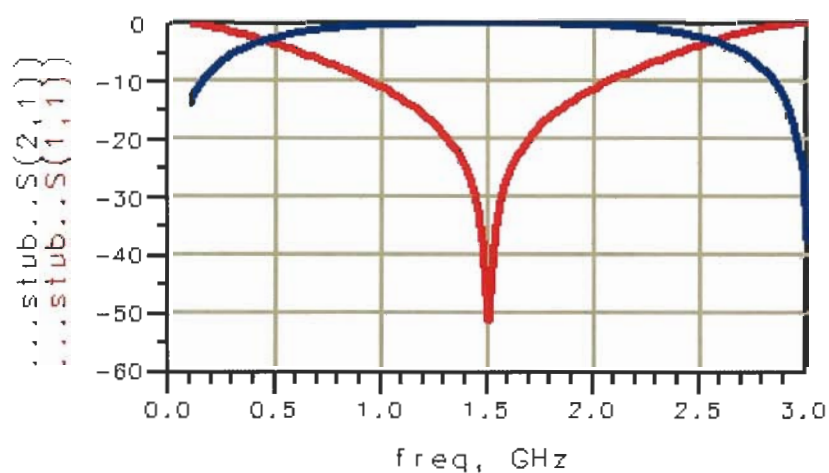


図 1 4 ショートスタブの周波数特性

(1 2) さらに、測定周波数範囲を 10MHz から 10GHz に広げると、やはり (8) と同じように 1.5GHz 以外にも 4.5GHz、7.5GHz で通過帯域が出てきているのがわかる。これは図 13 のショートスタブの付け根において振幅が最大、ショート側で振幅が最小と $\lambda/4$ の奇数倍の周波数でも同じ現象が起きていることから、波形が $\lambda/4$ の奇数倍で繰り返されている。これは分布定数特有の現象である。集中定数での現象を確認してみなさい。

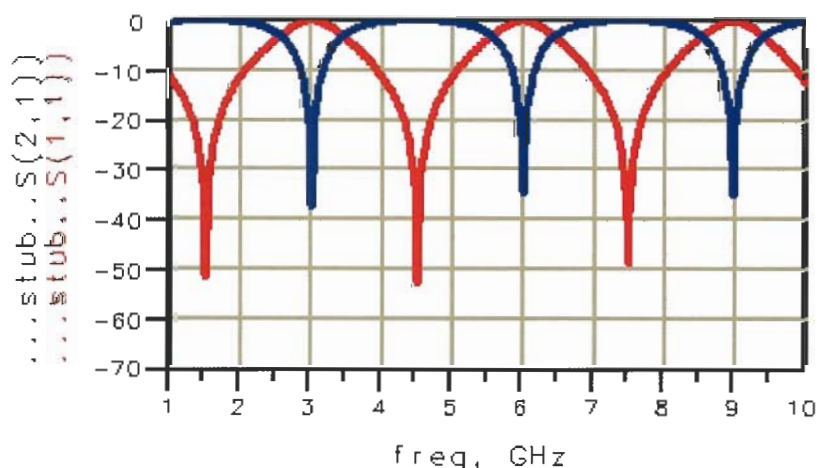


図 1 5 分布定数による BPF の周波数特性