

第3章 EMCモデル教材の具体例

第3章 EMC 実習モデル教材の具体例

第2章で提案した EMC カリキュラムモデルから、応用短期課程（企業人スクール）で実践することを目的とした具体的な実習用モデル教材を作成した。今回の EMC 実習モデルは、教材情報資料 No.108 で作成した「EMC 技術とノイズ対策コース」から、さらに内容を深めて実践している。

本章の EMC 実習モデル教材は、電子機器から放射される電磁波の影響を調べるために必要とされる知識を受講者が習得することを目的とした「企業人スクール」において十分に役立てると確信している。

EMC 実習モデル教材の内容としては、高周波関連知識からノイズ対策、ESD（静電気放電）、プリント基板設計とシミュレーションなどの分野を取り入れた構成となっている。

以下に今回作成した EMC 実習モデル教材の項目を記述する。

高周波関連

- ・ スミスチャートと S パラメータ測定実習
- ・ 高周波測定のノウハウ（RF コネクタの特性評価とデバイス測定技術）
- ・ インピーダンス変換器の設計
- ・ 方向性結合器の設計
- ・ 高周波増幅回路の設計と製作～マイクロストリップラインによる入出力整合
- ・ IC タグのアンテナ特性評価

EMC ノイズ対策関連

- ・ 磁気シートを用いた筐体電磁ノイズ対策
- ・ TEM セルを用いたイミュニティ特性の測定

ESD (Electro-Static Discharge) 関連

- ・ ESD とノイズ

プリント基板設計とシミュレーション関連

- ・ プリント基板設計とシミュレーション

なお、モデル教材で記載されている、図・表番号はそれぞれのモデル教材毎に振ってあるので注意されたい。また、第2章のカリキュラム全ての内容を包括するものではない。

スミスチャート&Sパラメータ測定実習

1. 実習名

スミスチャート&Sパラメータ測定実習

2. 実習の目的

マイクロストリップラインに各種受動素子 (R, L, C) を挿入することにより、回路のインピーダンスが変化し、これに伴い S パラメータ (スミスチャート) 値も変化する。この変化 (インピーダンスの軌跡) をシミュレータにより計算する。次に、ベクトルネットワークアナライザを用いて、このスミスチャートの変化を実測する。これによりスミスチャートについて理解を深める。

3. 主な使用機器類

品名	型式	数量	備考
ベクトルネットワークアナライザ	R3765	1	アドバンテスト製
Sパラメータ測定実習セット	RF-OP50S	1	睦コーポレーション製
RFアダプタ&ケーブルセット	RF-Z50C	1	睦コーポレーション製
高周波回路シミュレータ	ADS v1.1	1	アジレント製

4. 実習手順及び測定結果

ネットワークアナライザを以下の通り設定・校正 (キャリブレーション) する。

・ START : 1MHz ・ STOP : 300MHz ・ POWER : 8dBm

次に、管面を S_{11} のスミスチャート表示に設定し、ポート 1 に終端器を接続する。この時、 S_{11} 測定値がスミスチャート上の中心に表示されていることを確認。(図1参照:見えにくいので注意)

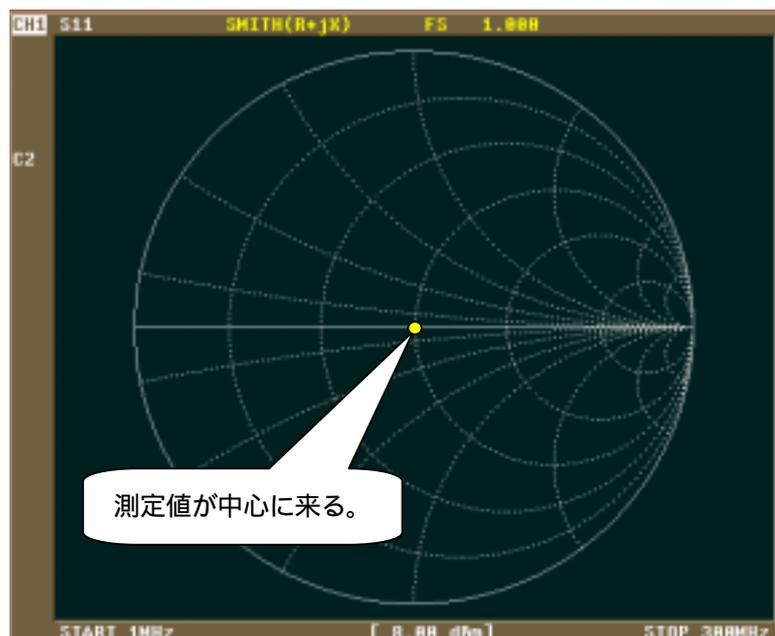


図1 終端器を接続した時の S_{11} (スミスチャート表示)

確認後、終端器を外し、順次測定モジュールを接続して測定を開始する。

4 - 1 直列に R (抵抗) 素子を挿入した場合のスミスチャート上の軌跡

- (1) 図2に示す、入力インピーダンス 50 Ω、負荷インピーダンス 33 Ω + 10nH の回路に対して、直列抵抗 R を挿入する。この時、R 値を変化させた場合のインピーダンスの動き (S₁₁特性) を周波数 1 ~ 300MHz の範囲において、スミスチャート上で測定する。

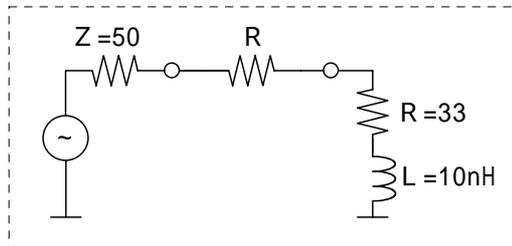


図2 対象回路図 (R=0 ~ 100 Ω)

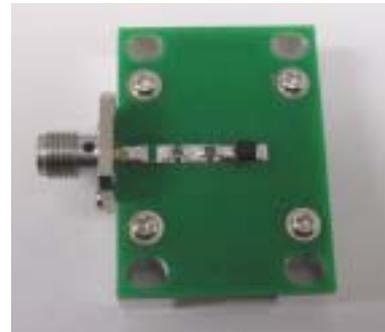


図3 測定用モジュールの外観

- (2) ポート1に OP50-S-01A (R=0 Ω) を接続し、スミスチャート上の S₁₁ 特性を測定する。
 (3) ポート1に OP50-S-02A (R=22 Ω) を接続し、スミスチャート上の S₁₁ 特性を測定する。
 (4) ポート1に OP50-S-02B (R=51 Ω) を接続し、スミスチャート上の S₁₁ 特性を測定する。
 (5) ポート1に OP50-S-02C (R=100 Ω) を接続し、スミスチャート上の S₁₁ 特性を測定する。

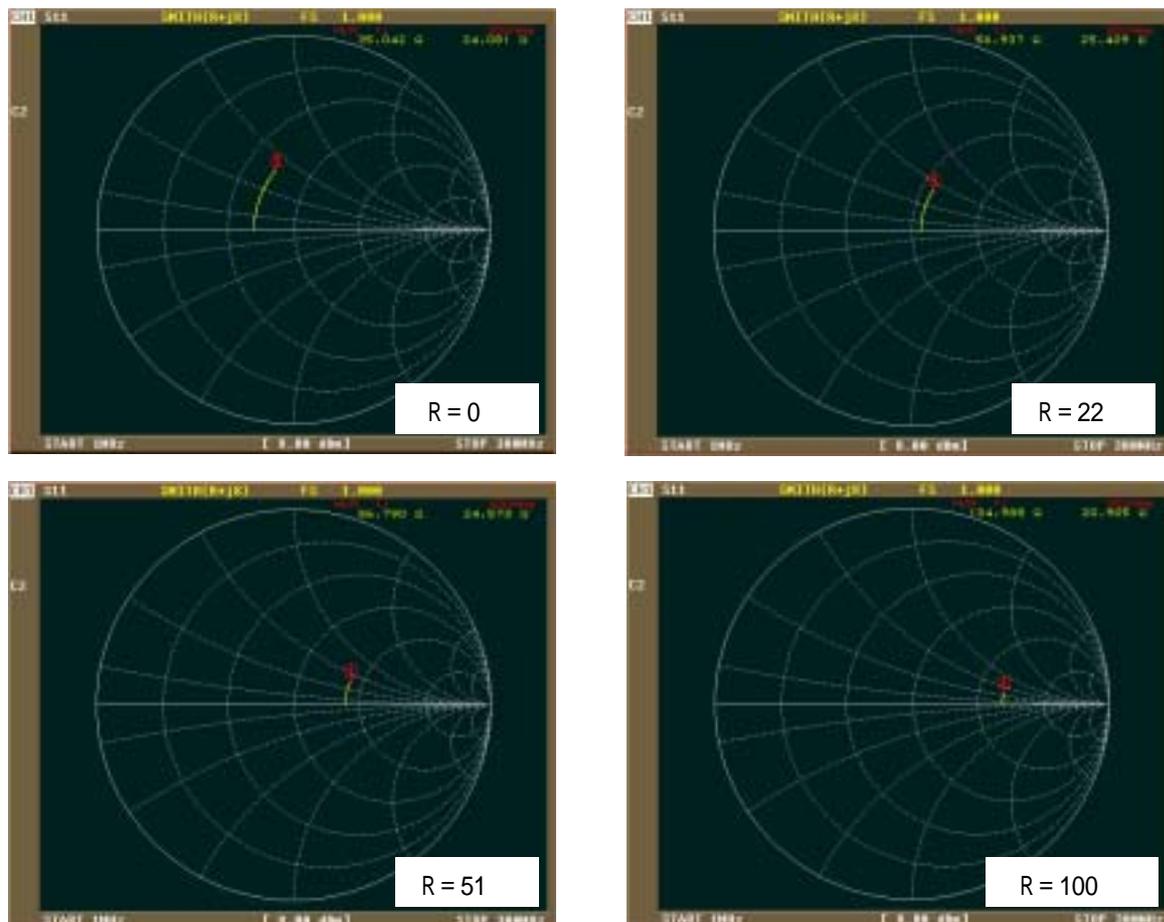


図4 R 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (実測値)

(6) 以上、(2) ~ (5) の測定結果をもとに、周波数 300MHz における S_{11} 特性の動きをスミスチャート上にプロットしてみる。図 5 より、 S_{11} 特性がスミスチャート上の等インピーダンス曲線上に沿って移動していることがわかる。

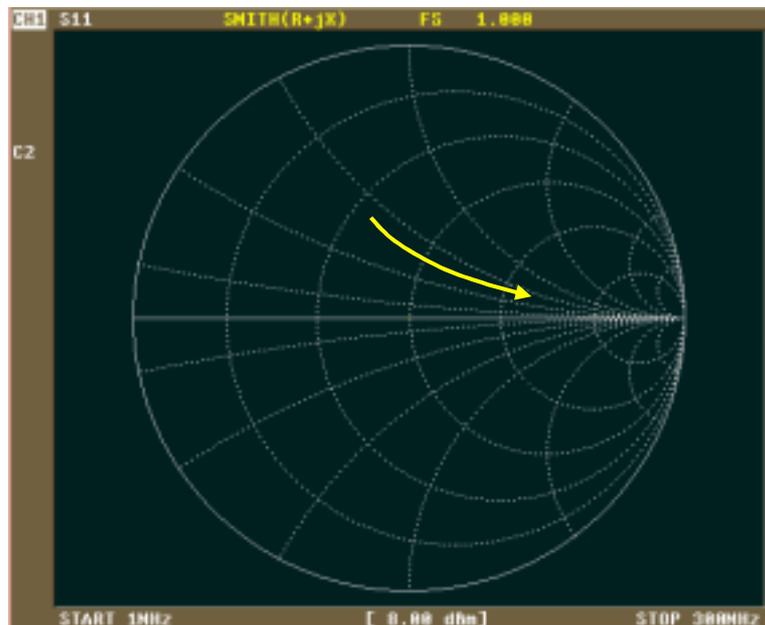


図5 R 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (実測値)

(7) 次に、図 2 の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション (理論計算) を実施する。図 6 にその結果を示す。

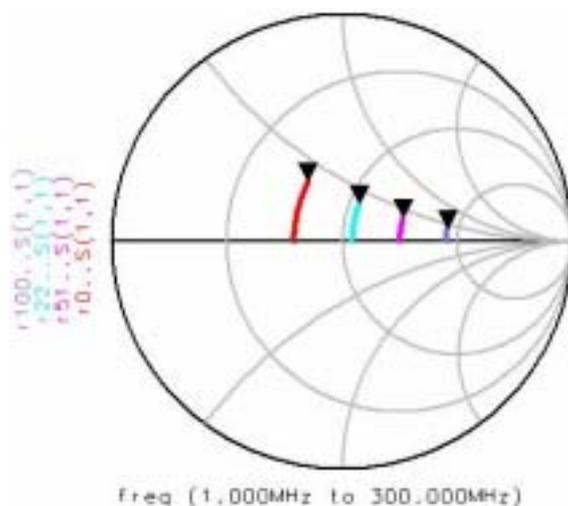


図6 R 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (理論値)

(8) 図 5 及び図 6 から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

直列に R を挿入すると、スミスチャートの等インピーダンス曲線上を移動

4 - 2 直列にC (コンデンサ) 素子を入れた場合のスミスチャート上の軌跡

- (1) 図7に示す、入力インピーダンス 50、負荷インピーダンス $33 + j10\Omega$ の回路に対して、直列コンデンサCを挿入する。この時、C値を変化させた場合のインピーダンスの動き (S_{11} 特性) を周波数 1 ~ 300MHz の範囲において、スミスチャート上で測定する。

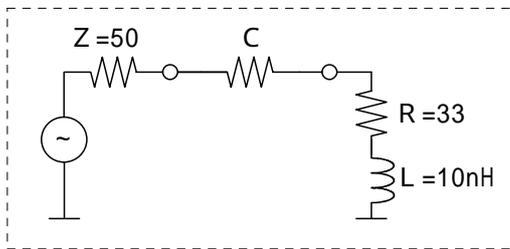


図7 対象回路図 (C=1 ~ 4pF)

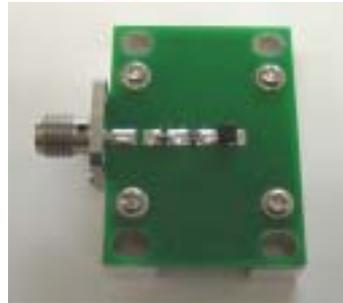


図8 測定用モジュールの外観

- (2) ポート1に OP50-S-03A (C=1pF) を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。
 (3) ポート1に OP50-S-03B (C=2pF) を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。
 (4) ポート1に OP50-S-03C (C=4pF) を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。

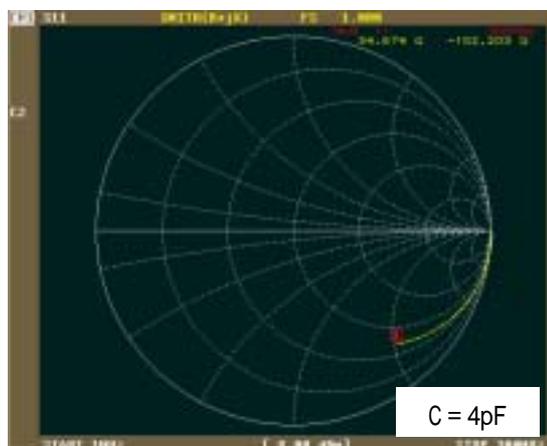
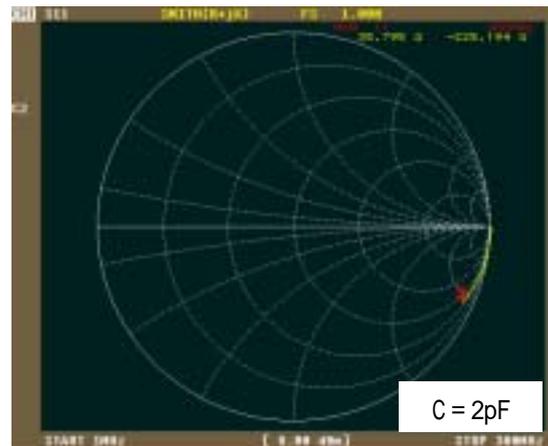
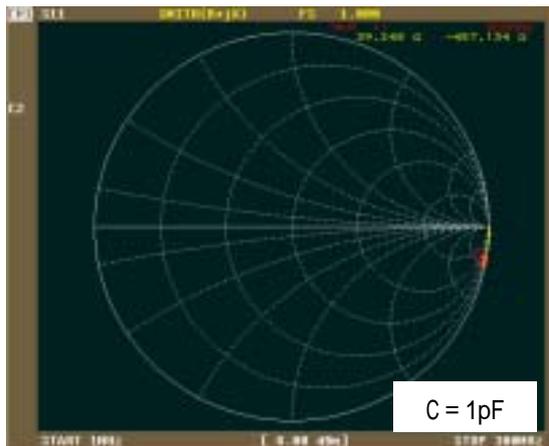


図9 C値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (実測値)

(5) 以上、(2) ~ (4) の測定結果をもとに、周波数 300MHz における S_{11} 特性の動きをスミスチャート上にプロットしてみる。図 10 より、 S_{11} 特性がスミスチャート上の等抵抗曲線上に沿って移動していることがわかる。

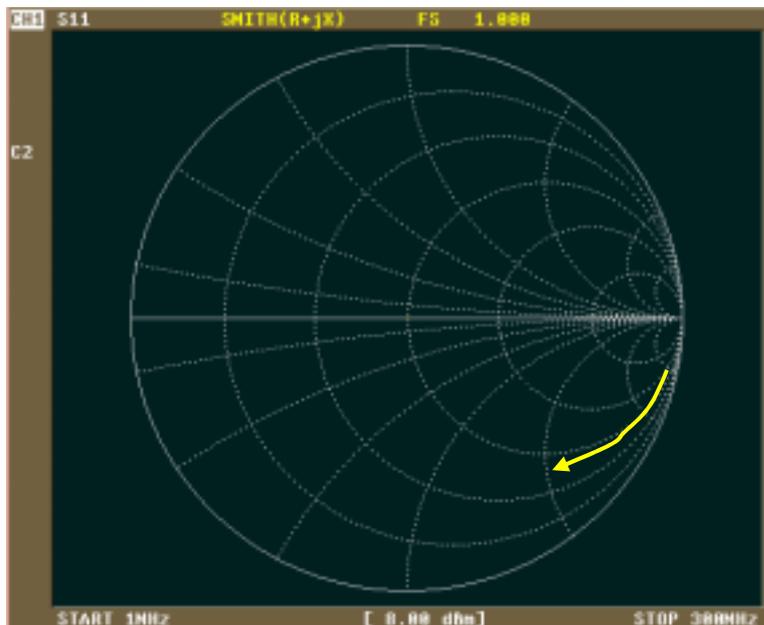


図 10 C 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (実測値)

(6) 次に、図 7 の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション (理論計算) を実施する。図 11 にその結果を示す。

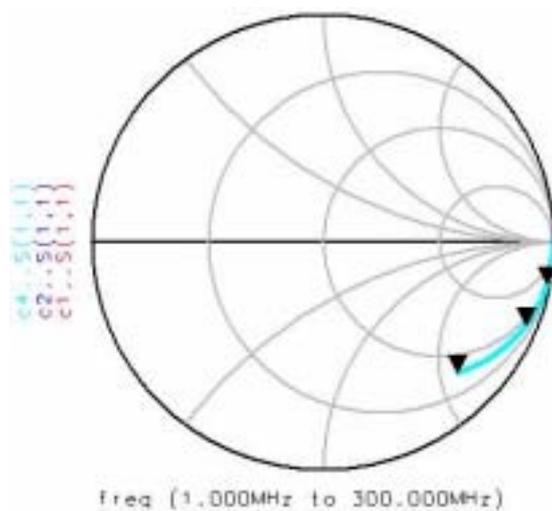


図 11 C 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (理論値)

(7) 図 10 及び図 11 から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

直列に C を挿入すると、スミスチャートの等抵抗曲線上を移動

4 - 3 直列にL(コイル)素子を挿入した場合のスミスチャート上の軌跡

- (1) 図12に示す、入力インピーダンス50、負荷インピーダンス $33 + j10\text{nH}$ の回路に対して、直列コイルLを挿入する。この時、L値を変化させた場合のインピーダンスの動き(S_{11} 特性)を周波数1~300MHzの範囲において、スミスチャート上で測定する。

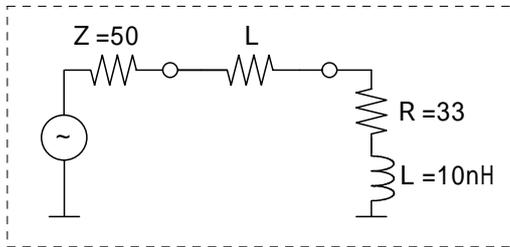


図12 対象回路図(L=10~33nH)

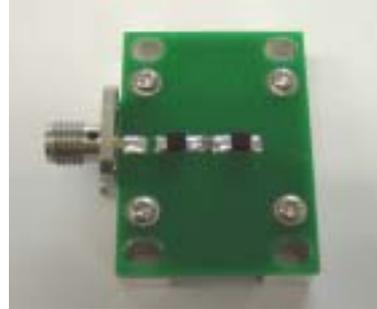


図13 測定用モジュールの外観

- (2) ポート1にOP50-S-04A(L=10nH)を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。
 (3) ポート1にOP50-S-04B(L=22nH)を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。
 (4) ポート1にOP50-S-04C(L=33nH)を接続し、スミスチャート上の S_{11} 特性を測定する。

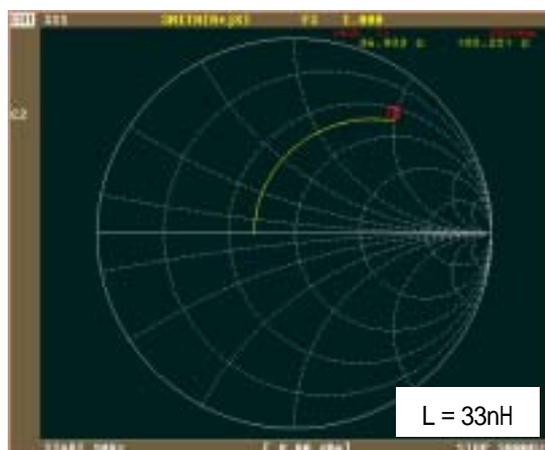
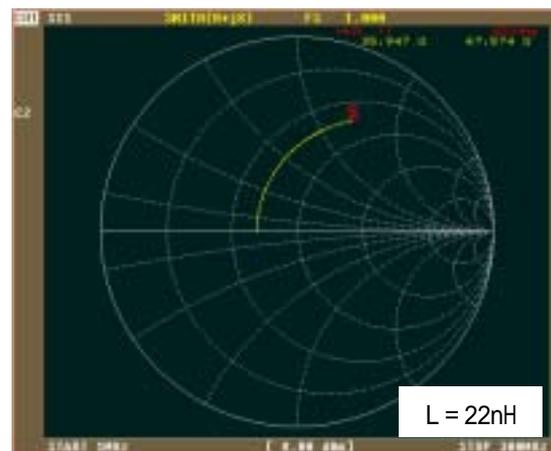
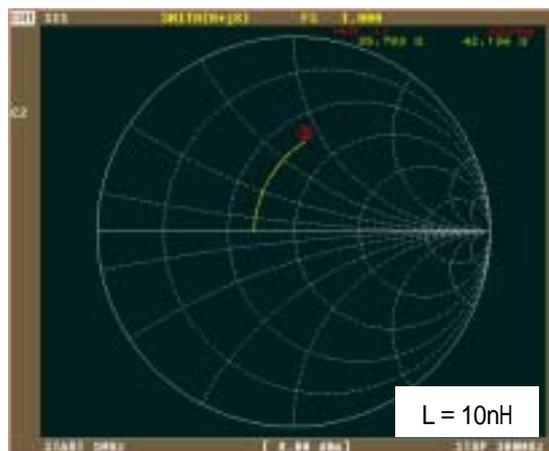


図14 L値を変化させた時のスミスチャートの軌跡(実測値)

(5) 以上、(2) ~ (4) の測定結果をもとに、周波数 300MHz における S_{11} 特性の動きをスミスチャート上にプロットしてみる。図 15 より、 S_{11} 特性がスミスチャート上の等抵抗曲線上に沿って移動していることがわかる。

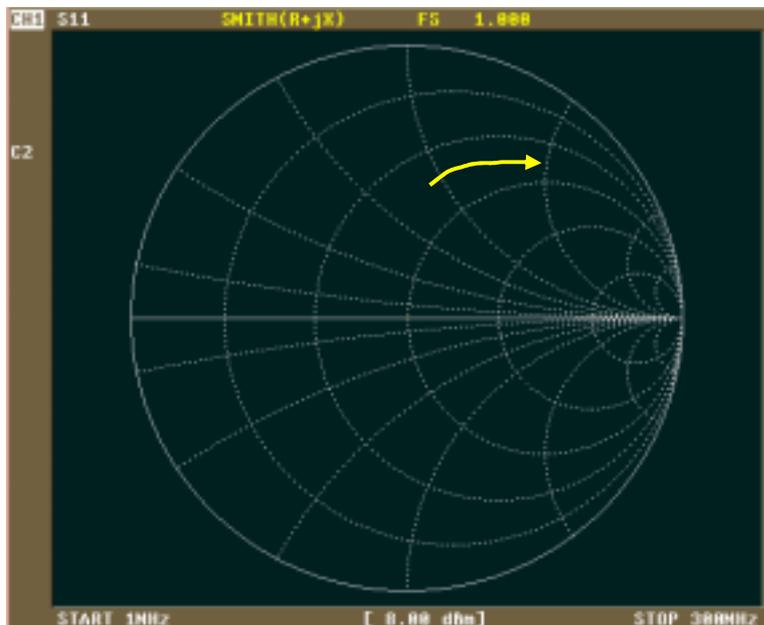


図 15 L 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (実測値)

(6) 次に、図 12 の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション (理論計算) を実施する。図 16 にその結果を示す。

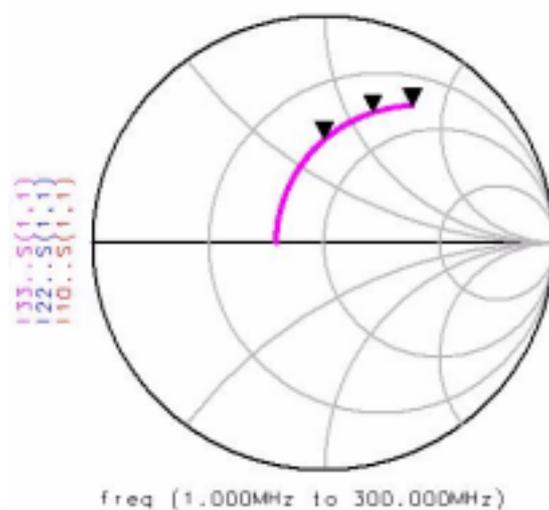


図 16 L 値を変化させた時のスミスチャートの軌跡 (理論値)

(7) 図 15 及び図 16 から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

直列に L を挿入すると、スミスチャートの等抵抗曲線上を移動

4 - 4 並列に R (抵抗) 素子を挿入した場合のアドミッタンスチャート上の軌跡

- (1) 図 17 に示す、入力インピーダンス 50 Ω、負荷インピーダンス $33 \Omega + j10 \text{ nH}$ の回路に対して、並列抵抗 R を挿入する。この時、R 値を変化させた場合のアドミッタンスの動き (S_{11} 特性) を周波数 1 ~ 300MHz の範囲において、アドミッタンスチャート上で測定する。

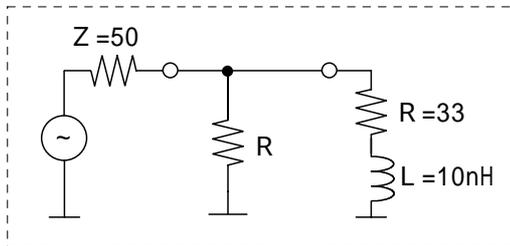


図 17 対象回路図 (R=0 ~ 100 Ω)

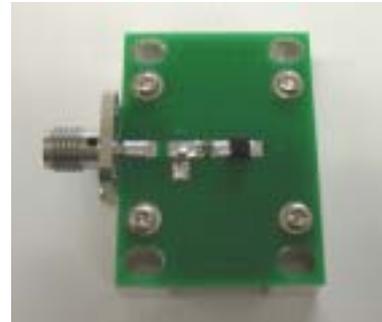


図 18 測定用モジュールの外観

- (2) ポート 1 に OP50-S-05A (R=22 Ω) を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (3) ポート 1 に OP50-S-05B (R=51 Ω) を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (4) ポート 1 に OP50-S-05C (R=100 Ω) を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。

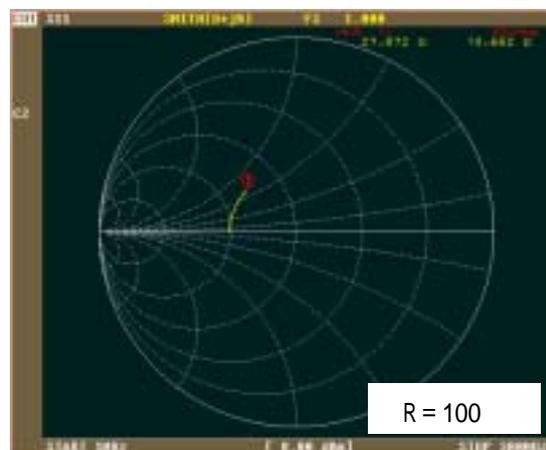
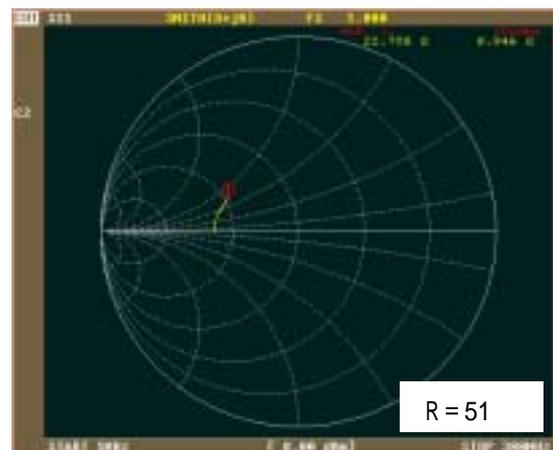
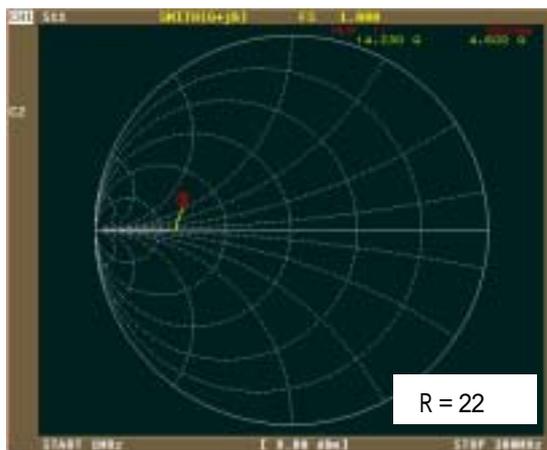


図 19 R 値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡 (実測値)

(5) 以上、(2) ~ (4) の測定結果をもとに、周波数 300MHz における S_{11} 特性の動きをアドミッタンスチャート上にプロットしてみる。図 20 より、 S_{11} 特性がアドミッタンス上の等サセプタンス曲線上に沿って移動していることがわかる。

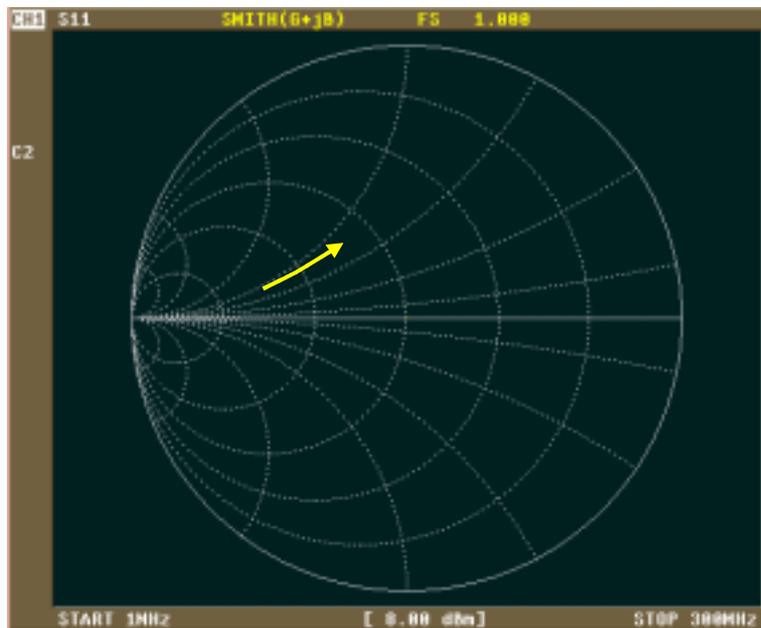


図 20 R 値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡 (実測値)

(6) 次に、図 17 の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション (理論計算) を実施する。図 21 にその結果を示す。

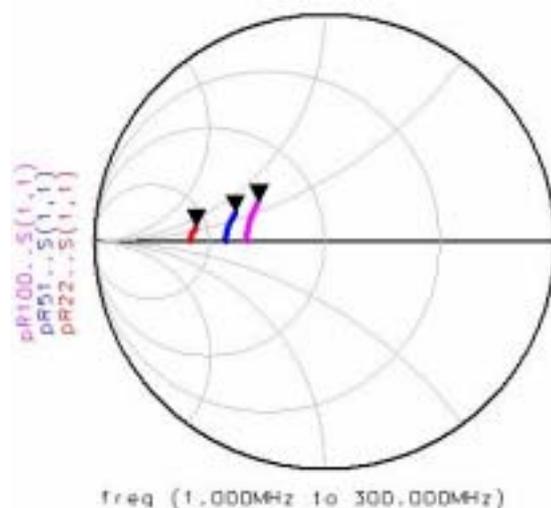


図 21 R 値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡 (理論値)

(7) 図 20 及び図 21 から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

並列に R を挿入すると、アドミッタンスチャートの等サセプタンス曲線上を移動

4 - 5 並列にC (コンデンサ) 素子を挿入した場合のアドミッタンスチャート上の軌跡

- (1) 図22に示す、入力インピーダンス50、負荷インピーダンス $33 + j10\Omega$ の回路に対して、並列コンデンサCを挿入する。この時、C値を変化させた場合のアドミッタンスの動き(S_{11} 特性)を周波数1~300MHzの範囲において、アドミッタンス上で測定する。

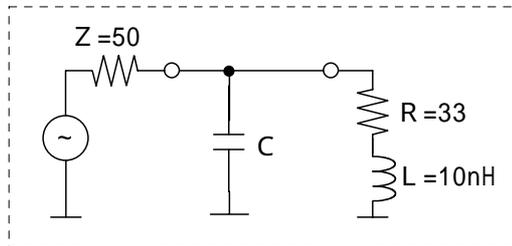


図22 対象回路図 (C=1~4pF)

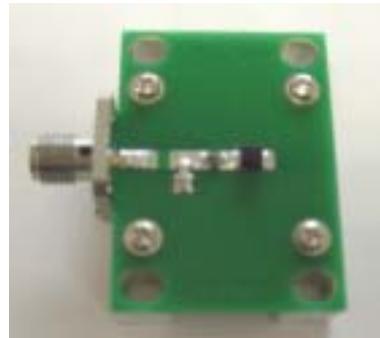


図23 測定用モジュールの外観

- (2) ポート1にOP50-S-06A (C=1pF)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (3) ポート1にOP50-S-06B (C=2pF)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (4) ポート1にOP50-S-06C (C=4pF)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。

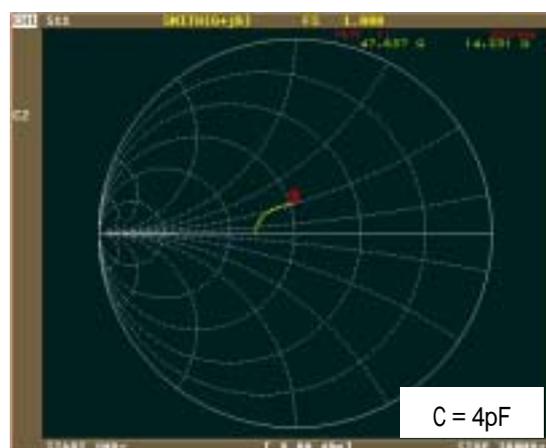
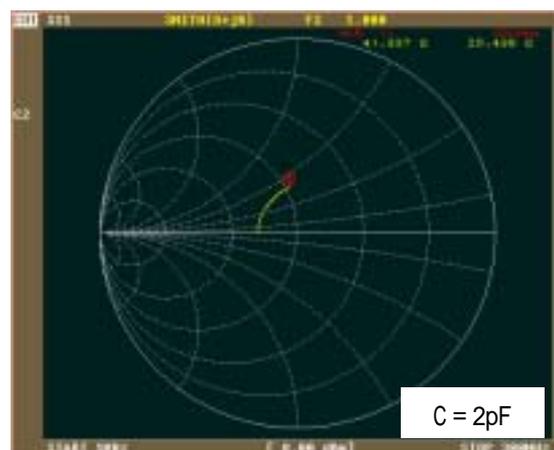
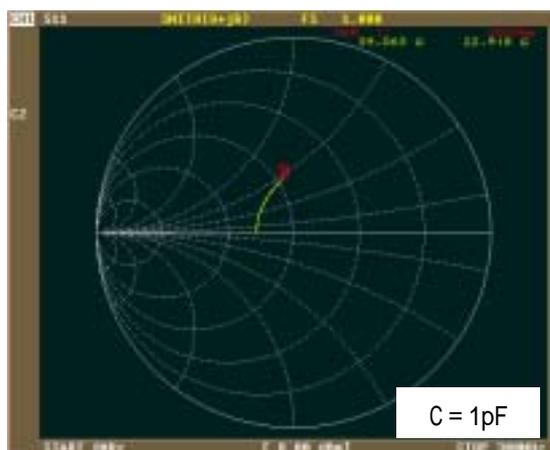


図24 C値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡(実測値)

(5) 以上、(2)～(4)の測定結果をもとに、周波数300MHzにおける S_{11} 特性の動きをスミスチャート上にプロットしてみる。図25より、 S_{11} 特性がアドミッタンス上の等コンダクタンス曲線上に沿って移動していることがわかる。

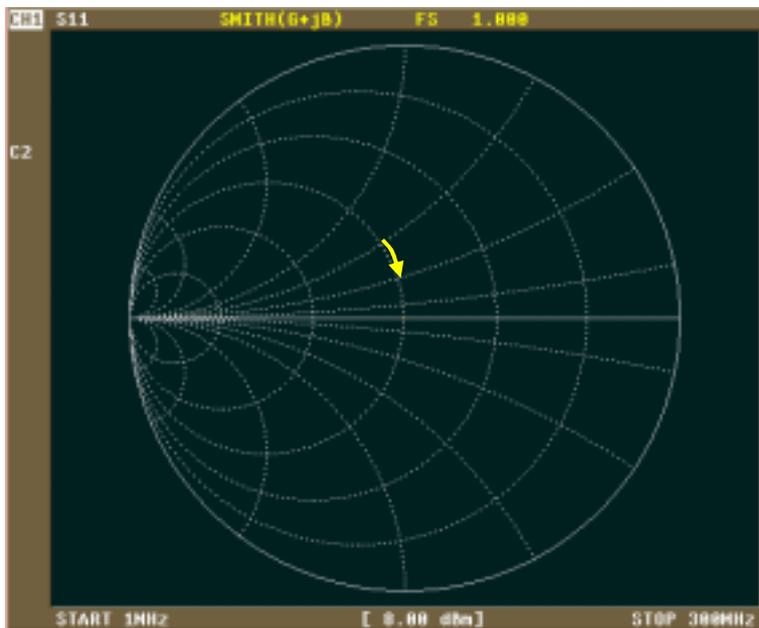


図25 C値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡(実測値)

(6) 次に、図22の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション(理論計算)を実施する。図26にその結果を示す。

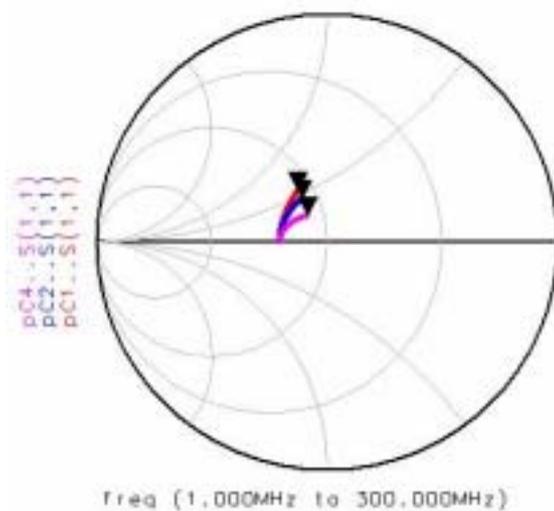


図26 C値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡(理論値)

(7) 図25及び図26から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

並列にCを挿入すると、アドミッタンスチャートの等コンダクタンス曲線上を移動

4 - 6 並列にL(コイル)素子を挿入した場合のアドミッタンスチャート上の軌跡

- (1) 図27に示す、入力インピーダンス50、負荷インピーダンス $33 + j10\text{nH}$ の回路に対して、並列コイルLを挿入する。この時、L値を変化させた場合のアドミッタンスの動き(S_{11} 特性)を周波数1~300MHzの範囲において、アドミッタンス上で測定する。

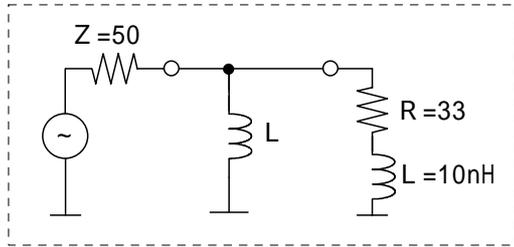
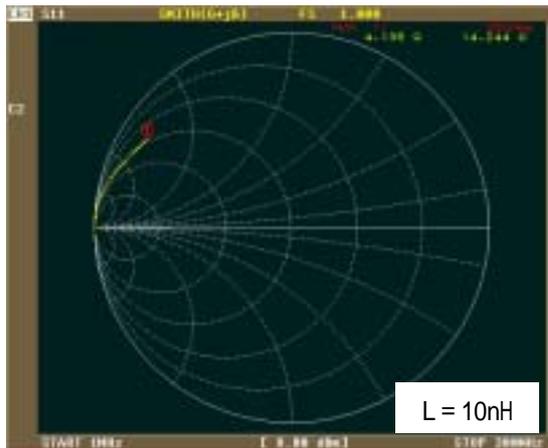


図27 対象回路図(L=10~33nH)

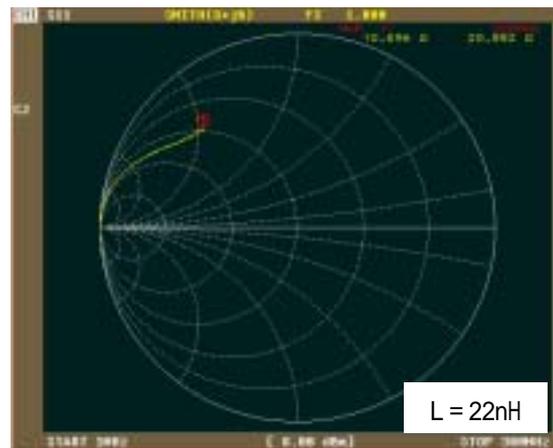


図28 測定用モジュールの外観

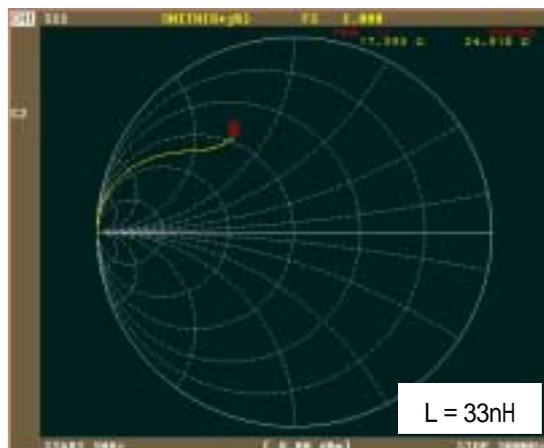
- (2) ポート1にOP50-S-07A(L=10nH)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (3) ポート1にOP50-S-07B(L=22nH)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。
 (4) ポート1にOP50-S-07C(L=33nH)を接続し、アドミッタンス上の S_{11} 特性を測定する。



L = 10nH



L = 22nH



L = 33nH

図29 L値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡(実測値)

(5) 以上、(2) ~ (4) の測定結果をもとに、周波数 300MHz における S_{11} 特性の動きをスミスチャート上にプロットしてみる。図 30 より、 S_{11} 特性がアドミッタンス上の等コンダクタンス曲線上に沿って移動していることがわかる。

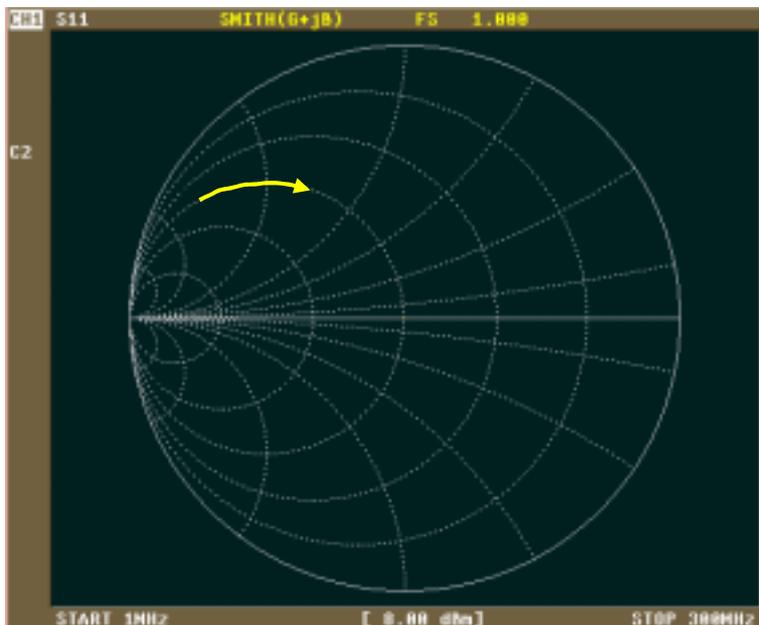


図 30 L 値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡 (実測値)

(6) 次に、図 27 の対象回路図に従い、 S_{11} 特性のシミュレーション (理論計算) を実施する。図 31 にその結果を示す。

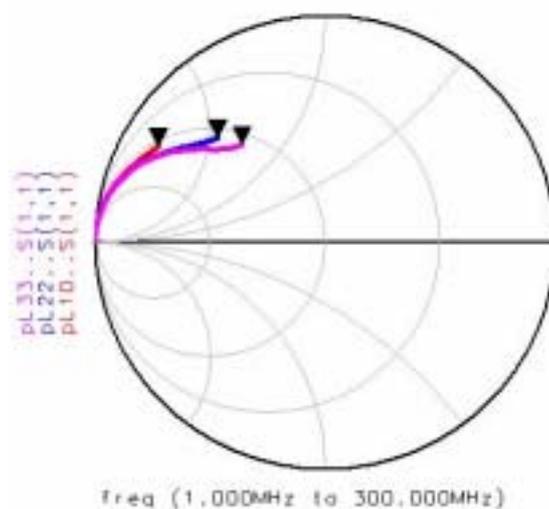


図 31 L 値を変化させた時のアドミッタンスの軌跡 (理論値)

(7) 図 30 及び図 31 から、実測値と理論値を比較してみる。ほぼ同じような軌跡が得られていることがわかる。

👉 ポイント

並列に L を挿入すると、アドミッタンスチャートの等コンダクタンス曲線上を移動

4 - 7 実際の受動部品の周波数特性

- (1) 実際の受動部品 (R・L・C) には、それぞれ分布容量・分布インダクタンス・分布抵抗・線間容量等が発生しており、取り扱う周波数が高くなると、これらが無視できなくなる。特にインダクタンス (L) は、自己共振や性能指数 Q の低下が、素子を使用・選別する上で重要なポイントになっている。抵抗、コンデンサ及びコイルについて、それぞれの S_{11} 及び S_{21} 特性をネットワークアナライザにより測定する。
- (2) ポート 1 - ポート 2 間に OP50-S-10A ($R=100$) を接続 (図 32 及び図 33 参照) し、 S_{11} (黄色) 及び S_{21} (青色) 特性を測定する。(図 34 参照)

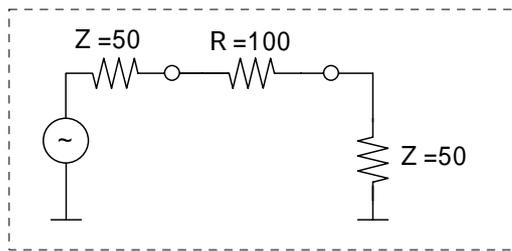
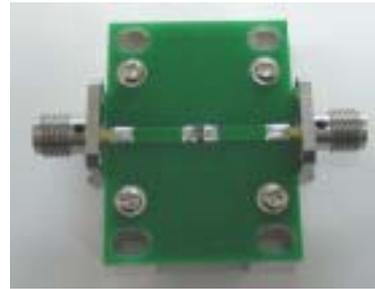
図 32 対象回路図 ($R=100$)

図 33 測定用モジュールの外観

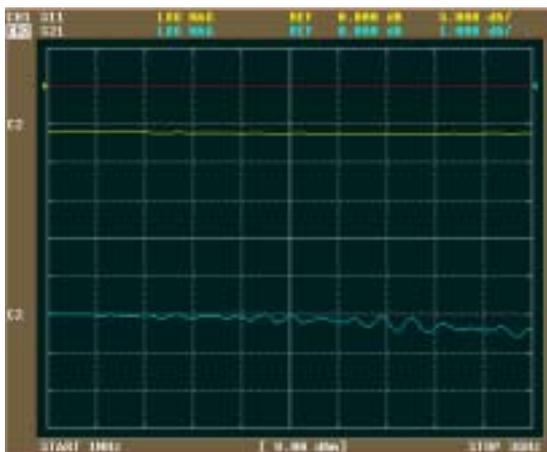


図 34 抵抗の周波数特性 (実測値)

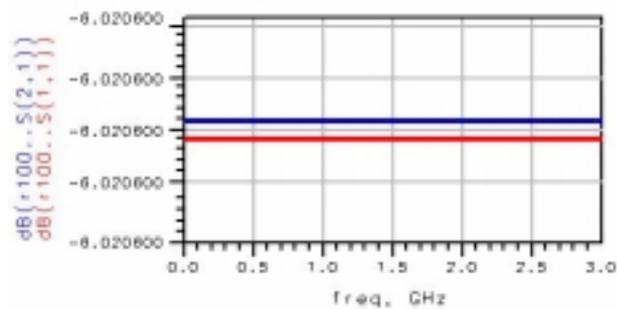


図 35 抵抗の周波数特性 (シミュレーション)

- (3) 次に、図 32 の対象回路図に従い、シミュレーション (理論計算) を実施する。図 35 にその結果を示す。
- (4) 理想抵抗におけるシミュレーション結果と、実際の抵抗部品における測定値を比較して、その違いについて検討する。
- (5) ポート 1 - ポート 2 間に OP50-S-10B ($C=15\text{pF}$) を接続 (図 36 及び図 37 参照) し、 S_{11} (黄色) 及び S_{21} (青色) 特性を測定する。(図 38 参照)

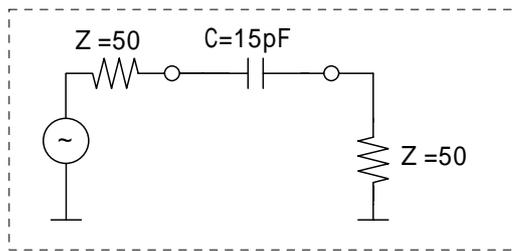


図 36 対象回路図 (C=15pF)

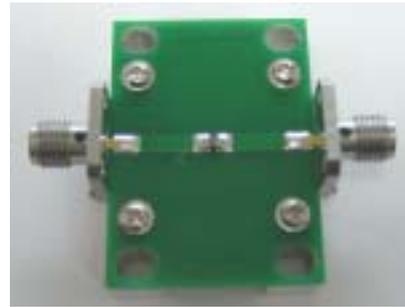


図 37 測定用モジュールの外観

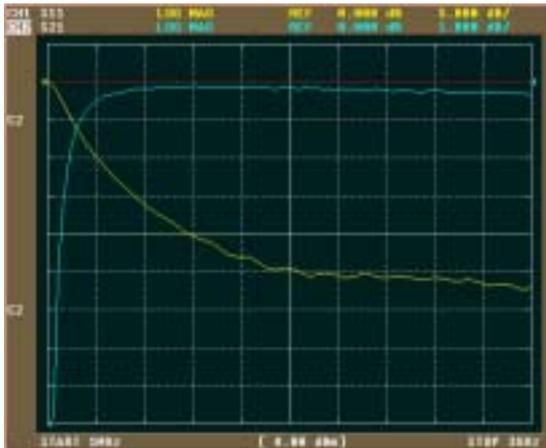


図 38 コンデンサの周波数特性 (実測値)

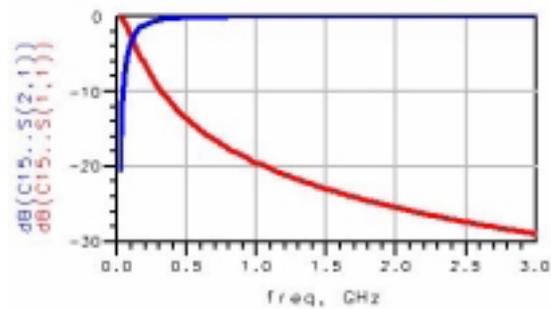


図 39 コンデンサの周波数特性 (シミュレーション)

- (6) 次に、図 36 の対象回路図に従い、シミュレーション (理論計算) を実施する。図 39 にその結果を示す。
- (7) 理想コンデンサにおけるシミュレーション結果と、実際のコンデンサ部品における測定値を比較して、その違いについて検討する。
- (8) ポート 1 - ポート 2 間に OP50-S-10C (L=39nH) を接続 (図 40 及び図 41 参照) し、 S_{11} (黄色) 及び S_{21} (青色) 特性を測定する。(図 42 参照)

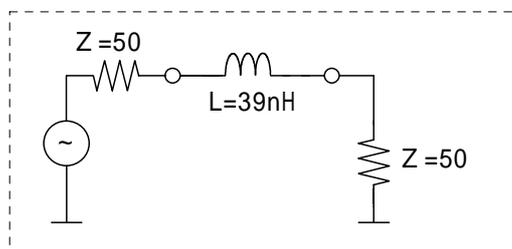


図 40 対象回路図 (L=39nH)



図 41 測定用モジュールの外観



図 42 コイルの周波数特性 (実測値)

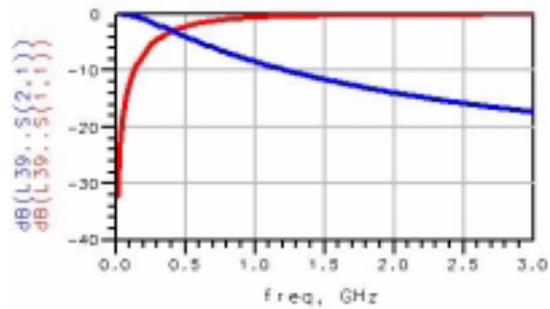


図 43 コイルの周波数特性 (シミュレーション)

(9) 次に、図 40 の対象回路図に従い、シミュレーション (理論計算) を実施する。図 43 にその結果を示す。

(10) 理想コイルにおけるシミュレーション結果と、実際のコイル部品における測定値を比較して、その違いについて検討する

5 . 実習のまとめ

(1) 信号源、または負荷に L, C, R をつないだ時、スミスチャート上の点は、元の点から次のように移動する。(元の信号源抵抗、または負荷抵抗を R_0 () とした場合)

- ・ 直列に L をつなぐと等抵抗曲線上を $+\frac{\omega L}{R_0}$ 分だけ移動。
- ・ 直列に C をつなぐと等抵抗曲線上を $-\frac{1}{\omega C R_0}$ 分だけ移動。
- ・ 直列に R をつなぐと等インピーダンス曲線上を $+\frac{R}{R_0}$ 分だけ移動。

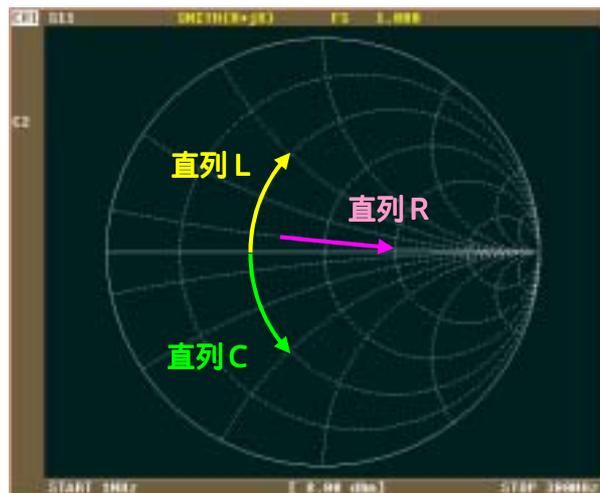


図 44 スミスチャート上の移動 (インピーダンスチャート)

- 並列に L をつなぐと等コンダクタンス曲線上を $+\frac{R_0}{\omega L}$ 分だけ移動
- 並列に C をつなぐと等コンダクタンス曲線上を $-\omega CR_0$ 分だけ移動
- 並列に R をつなぐと等サセプタンス曲線上を $+\frac{R_0}{R}$ 分だけ移動

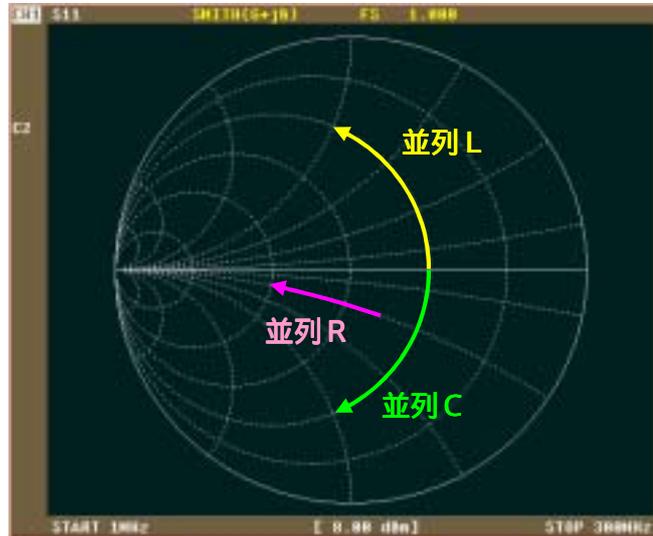


図 45 スミスチャート上の移動 (アドミッタンスチャート)

- (2) 周波数が高くなると、信号源または負荷に L, C, R をつないだ時のスミスチャート上の動きは、理論値からずれてくる。この理由は、それぞれの素子に発生する分布容量・分布インダクタンス・分布抵抗・線間容量等が影響しているためである。
- (3) 高周波領域では、実際のコイルと理想コイルでは大きな特性上の差が生じる。自己共振周波数が高く、性能指数 Q が大きなものが良い。

6. 関連知識 (応用問題)

フィルタ回路や増幅回路等のように、ある入力に対する出力の電圧、電流を問題にする時、入力と出力のみに着目して、この 2 対の端子のみから回路網の動作・特性を調べようとする場合、この回路を 4 端子回路網 (2 端子対回路網) と呼ぶ。4 端子回路網のマトリクスは幾つかあるが、その中で、高周波回路設計に比較的に利用される F マトリクス及び S マトリクスを以下に述べる。

(1) F マトリクス

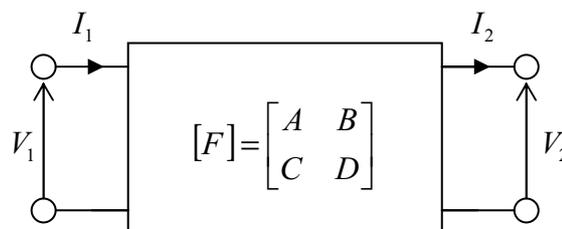


図 46 4 端子パラメータ (F マトリクス) の概念

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (A, B, C, D \text{ を F パラメータもしくは伝送パラメータと呼ぶ})$$

Fパラメータ間には一般的に次式が成立する。

$$AD - BC = 1$$

さらに、これらのFパラメータの物理的意味は以下の通りである。

$$A = \left(\frac{V_1}{V_2} \right)_{I_2=0} : \text{出力端開放時の電圧帰還率 (電圧増幅率の逆数)}$$

$$B = \left(\frac{V_1}{I_2} \right)_{V_2=0} : \text{出力端短絡時の伝達インピーダンス}$$

$$C = \left(\frac{I_1}{V_2} \right)_{I_2=0} : \text{出力端開放時の伝達アドミタンス}$$

$$D = \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{V_2=0} : \text{出力端短絡時の電流帰還率 (電流増幅率の逆数)}$$

(2) Sマトリクス

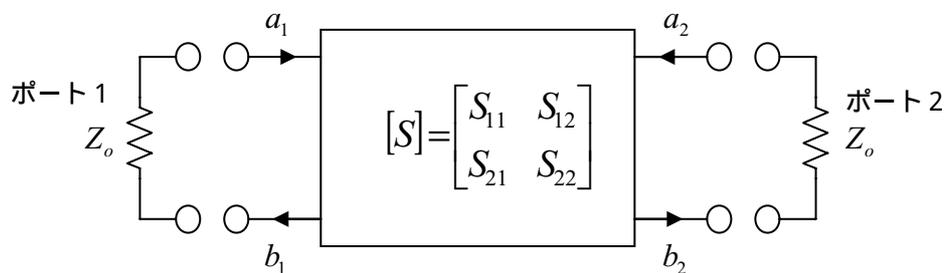


図 46 4端子パラメータ (Sマトリクス) の概念

ある電子素子、または電子回路系の入力及び出力端をそれぞれ指定のインピーダンス Z_o で終端し、そこへ送り込んだ信号電力を a_1, a_2 とし、また反射されてきた信号電力を b_1, b_2 とした時、Sパラメータは次のように定義される。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

さらに、これらのSパラメータの物理的意味は以下の通りである。

$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} : \text{入力反射係数} \quad S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} : \text{順方向透過係数}$$

$$S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} : \text{逆方向透過係数} \quad S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} : \text{出力反射係数}$$

7. 参考文献

(1) 「高周波回路の設計と実務」 宮本幸彦 著 日本放送出版協会

高周波測定のコウハウ No.1

1. 実習名

高周波測定のコウハウ No.1 ~RF コネクタの特性評価とデバイス測定技術のポイント~

2. 実習の目的

ベクトルネットワークアナライザを用いて、高周波測定に利用される各種 RF コネクタの特性評価及び比較試験を行う。また正確にデバイス特性の測定をする場合、キャリブレーション（校正）時に使用するアクセサリのグレードの違いにより、測定誤差が生じることを理解し、測定技術のポイントを習得する。

3. 主な使用機器類

品名	型式	数量	備考
ベクトルネットワークアナライザ	R3765	1	アドバンテスト製
N/SMA 変換コネクタ	#1	1	校正用
N/SMA 変換コネクタ	#2	1	
SMA 中継コネクタ	Male-Male #1	1	校正用
SMA 中継コネクタ	Male-Male #2	1	
SMA 中継コネクタ	Female-Female #1	3	校正用
SMA 中継コネクタ	Female-Female #2	2	
高周波測定用ケーブル	両端 SMA 型	1	ケーブル長 : 0.3m
オープンコネクタ	校正用	1	アジレント製
ショートコネクタ	校正用	2	アジレント製
ロードコネクタ	校正用	1	アジレント製
RF アッテネータ	10dB タイプ		ヒロセ製

4. 実習手順及び測定結果

4 - 1 各種コネクタの特性評価及び比較試験

(1) 特性が保証された校正用ケーブル及び各種コネクタを用意する。(図1参照)

(例) 左から順番に、SMA 型オープン・ショート・ロード・中継コネクタ



図1 特性が保証された校正用コネクタ類



図2 N/SMA 変換コネクタとケーブルの接続

- (2) ネットワークアナライザの RF ポート 1 及びポート 2 に N/SMA 変換コネクタを接続した後、セミリジッドケーブルを接続する。(図2 参照)
- (3) セミリジッドケーブルのもう片端側は SMA 中継コネクタを用いて接続する。(図3 参照)
- (4) 取扱説明書に従い、ベクトルネットワークアナライザのキャリブレーションを行う。(図4 参照)

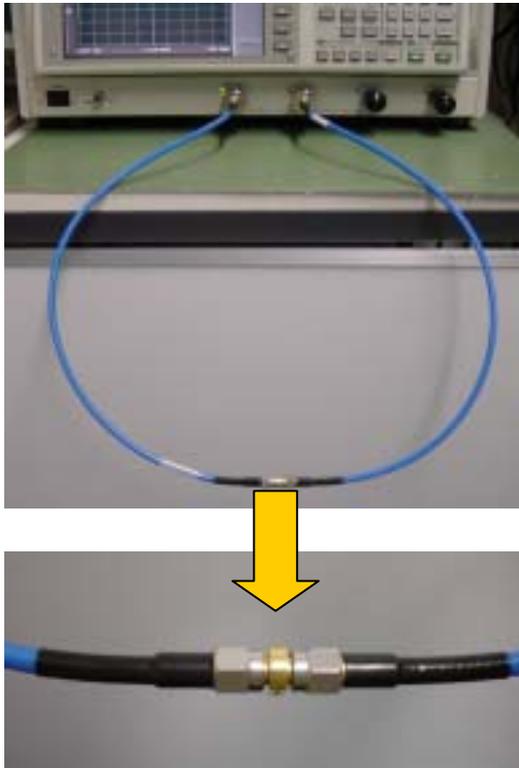


図3 中継コネクタとケーブルの接続

- ・測定周波数：1 ~ 3000MHz
- ・ S_{11} ：10 dB/div (黄色線が測定波形)
- ・ S_{21} ：0.5dB/div (青色線が測定波形)



図4 キャリブレーション結果

- (5) 2 種類の特性評価用のメス型 SMA 中継コネクタ (#1、#2) を用意して、それぞれの S_{11} 及び S_{21} 特性を測定する。

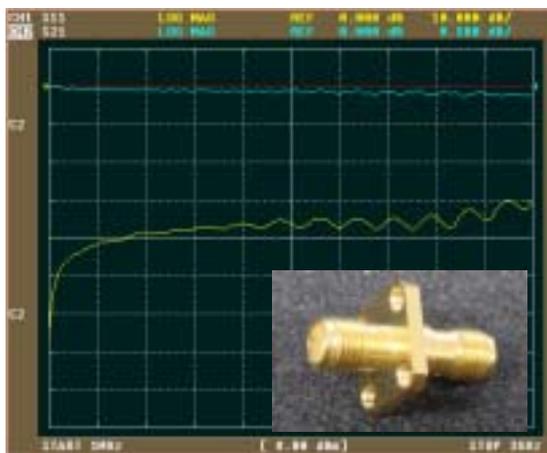


図5 メス型 SMA 中継コネクタ#1 とその特性

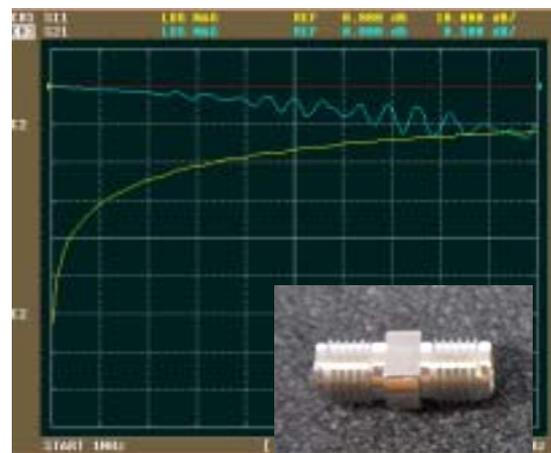


図6 メス型 SMA 中継コネクタ#2 とその特性

図5及び図6より明らかなように、同じ種類のコネクタでも、グレードの違いにより相当特性に差が生じることがわかる。#2のコネクタでは、周波数1GHz以上の領域において S_{11} 特性が20dB未満であり、また S_{21} 特性においてリップが認められることから、この周波数以上での使用を控えることが望ましいと言える。

- (6) 手順5と同様に、2種類の特性評価用のオス型 SMA 中継コネクタ (#1、#2) を用意して、それぞれの S_{11} 及び S_{21} 特性を測定する。

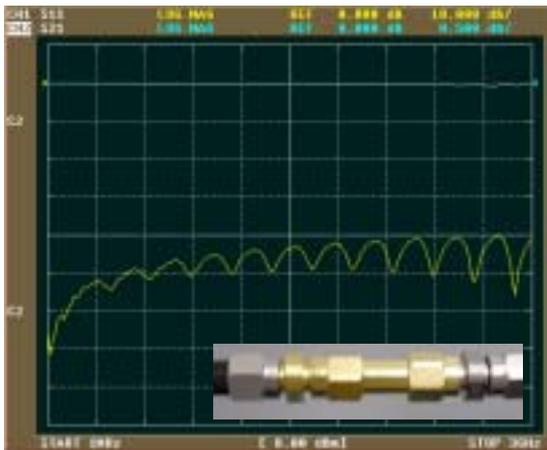


図7 オス型 SMA 中継コネクタ#1 とその特性

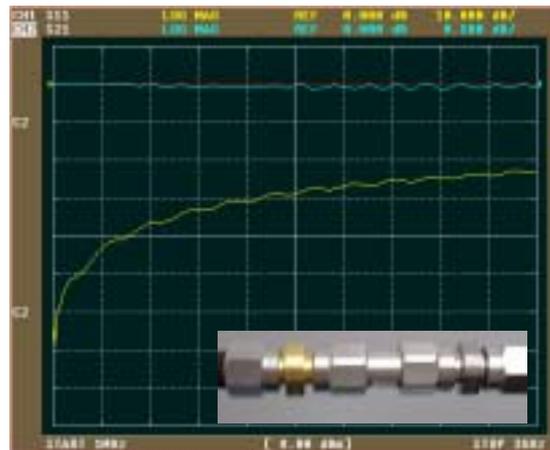


図8 オス型 SMA 中継コネクタ#2 とその特性

図7及び図8より明らかなように、メス型中継コネクタ同様、同じ種類のコネクタでも、グレードの違いにより相当特性に差が生じることがわかる。

- (7) 次に、2種類の特性評価用の N/SMA 変換コネクタ (#1、#2) を用意して、それぞれの S_{11} 及び S_{21} 特性を測定する。

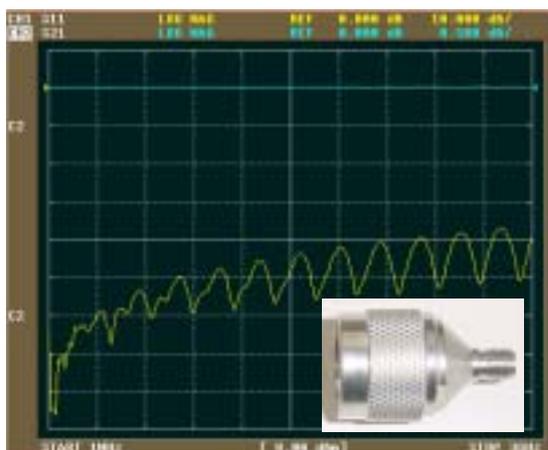


図9 N/SMA 変換コネクタ#1 とその特性

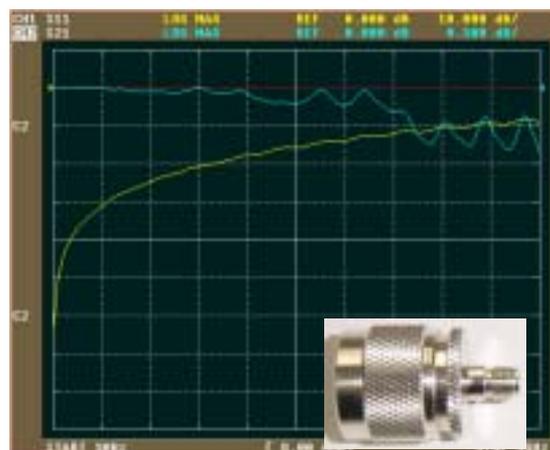


図10 N/SMA 変換コネクタ#2 とその特性

この場合も、グレードの違いにより相当特性に差が生じることがわかる。

4 - 2 RF アッテネータの特性評価及び測定誤差について

(1) 特性が保証された校正用ケーブル及び各種コネクタを用意し、ベクトルネットワークアナライザのキャリブレーションを行う。

- ・測定周波数：1 ~ 3000MHz
- ・ S_{11} ：10 dB/div (黄色線が測定波形)
- ・ S_{21} ：1dB/div、REF = -10dB (青色線が測定波形)

(2) 校正用中継コネクタを介し、被測定用RFアッテネータ(10dBタイプ)を接続し、 S_{11} 及び S_{21} 特性を測定する。(図14参照)

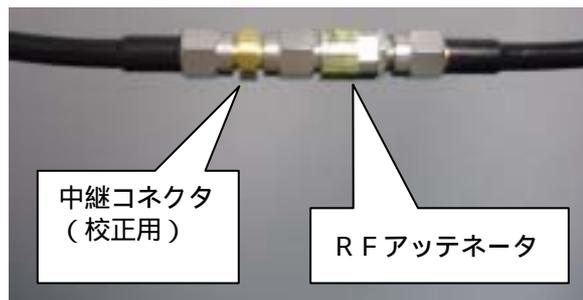


図11 RFアッテネータ(10dBタイプ)の接続例

(3) キャリブレーションデータを全てクリアする。

(4) 以下に示す、特性が保証されていない各種コネクタを使用し、再度キャリブレーションを行う。但しケーブルは校正用を使用する。



図12 メス型 SMA 中継コネクタ#2



図13 N/SMA 変換コネクタ#2

(5) この状態で再度、校正用中継コネクタを介し、被測定用RFアッテネータ(10dBタイプ)を接続し、 S_{11} 及び S_{21} 特性を測定する。(図15参照)

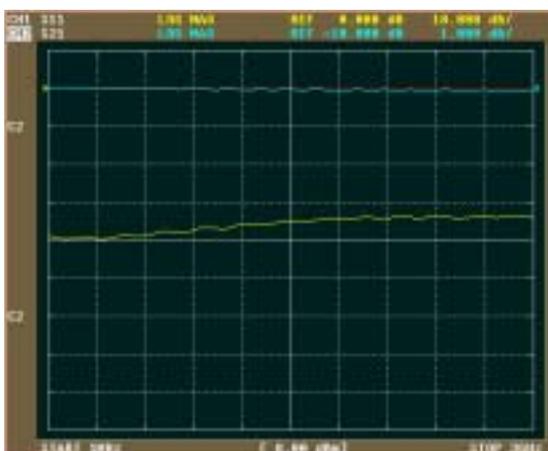


図14 測定結果 A

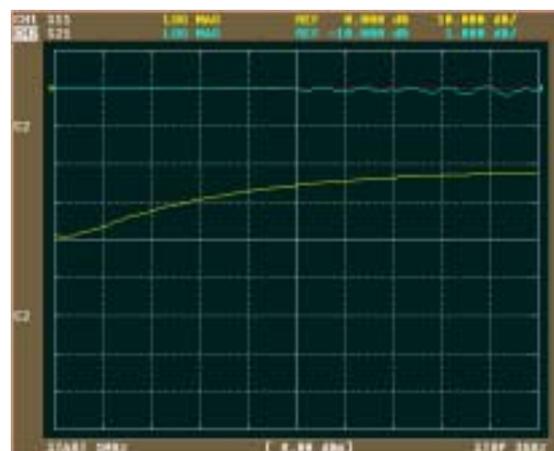


図15 測定結果 B

図 14 の測定結果 A は、特性が保証されたコネクタ類でキャリブレーションされた場合の測定波形（例）である。また図 15 の測定結果 B は、特性が保証されていないコネクタ類でキャリブレーションされた場合の測定波形（例）である。両測定データを比較すると、 S_{11} 特性において顕著な差が認められる。

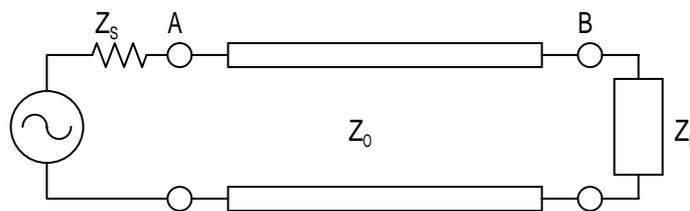
<測定ノウハウ>

キャリブレーション時に使用するコネクタ品質の差によって、被測定物の測定データが大きく異なる場合がある。（測定誤差の要因）

☞ コネクタの選別は重要である。

5 . 関連知識（応用問題）

高周波回路では、信号源側インピーダンス (Z_s) と負荷側インピーダンス (Z_L) を同一にすることにより、最大限の信号が伝達される。また、信号源と負荷側を接続する媒体を一般的に伝送線路と呼んでいるが、この伝送線路の特性インピーダンス (Z_0) は Z_L 及び Z_s と同一であることが望ましい。



インピーダンス整合と SWR

実際のケーブルで信号を送信する場合、ケーブルの特性インピーダンス Z_0 と負荷インピーダンス Z_L の値が異なると、接続点 B で反射が生じる。（但し $Z_s = Z_0$ ）

進行波電圧に対する反射波電圧の割合を電圧反射係数と定義している。

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

反射の定量的な表し方には、電圧反射係数の他に、VSWR・リターンロス等の定義がある。

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{Z_L}{Z_0} (Z_L > Z_0 \text{ の場合}) = \frac{Z_0}{Z_L} (Z_L < Z_0 \text{ の場合})$$

$$\text{リターンロス} : \alpha_T = 20 \log |\Gamma| \quad (dB)$$

【計算例】

特性インピーダンス 50 のケーブルに 25 の負荷を接続した場合のリターンロスを求めよ。

答え：VSWR = 2 より、リターンロスは約 9.45 dB

インピーダンス変換器の設計

1. 実習名

インピーダンス変換器の設計

2. 実習の目的

高周波回路では、通信系の 50 の特性インピーダンスと、放送系の 75 の特性インピーダンスがよく使われている。両者間の変換には、50 - 75 インピーダンス変換器を使用する必要がある。今回はシミュレータで、抵抗型インピーダンス変換器とマイクロストリップ型インピーダンス変換器を設計し、その特性の違いを理解する。

3. シミュレータ環境

Hewlett-Packard (現 Agilent Technologies) の Advanced Design System v1.1 (以下 ADS という) を使用する。ADS は高周波シミュレーションにおける EDA (Electronic Design Automation) の世界シェア NO.1 の実績を持つソフトウェアである。その他の高周波 EDA ソフトウェアとしては、AWR 社の MicrowaveOffice や Ansoft 社の Ansoft Designer などが挙げられる。

これらのシミュレータは線形周波数ドメイン解析やトランジェント解析、ハーモニックバランス解析などの機能を有している。さらに、これらの回路シミュレータは、マクスウェルの方程式を利用した電磁界シミュレータと連携させたものが多い。電磁界シミュレータには、有限要素法を用いたものとモーメント法を用いたものに大別できる。モーメント法は、解析時間は早いですが解析できる構造に制約がある。有限要素法は、任意の形状の解析はできるが解析時間が長い。各解析法によって一長一短がある。これらの電磁界シミュレータを用いれば、電流分布の表示やアニメーション表示、Near & Far Field 解析など、受動回路における電磁界の影響を正確にシミュレーションすることができる。ADS も Momentum という電磁界シミュレータと連携しており、そのレイアウト例を図 1 に示す。

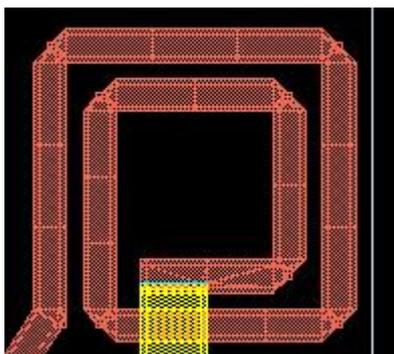


図 1 Momentum によるレイアウト例

4. 実習手順

4 - 1 抵抗型インピーダンス変換器

- (1) インピーダンス変換器とは、図 2 に示すように $Z_1 = 75$ (50) λ $Z_2 = 50$ (75) と入力側と出力側の特性インピーダンスが違うもの同士を整合させるための回路である。



図 2 インピーダンス変換器

- (2) スケマティックウィンドウで、図 3 に示す抵抗型インピーダンス変換器を作成する。抵抗の値は教科書の計算式を参考にすること。

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 > Lumped - Component > R

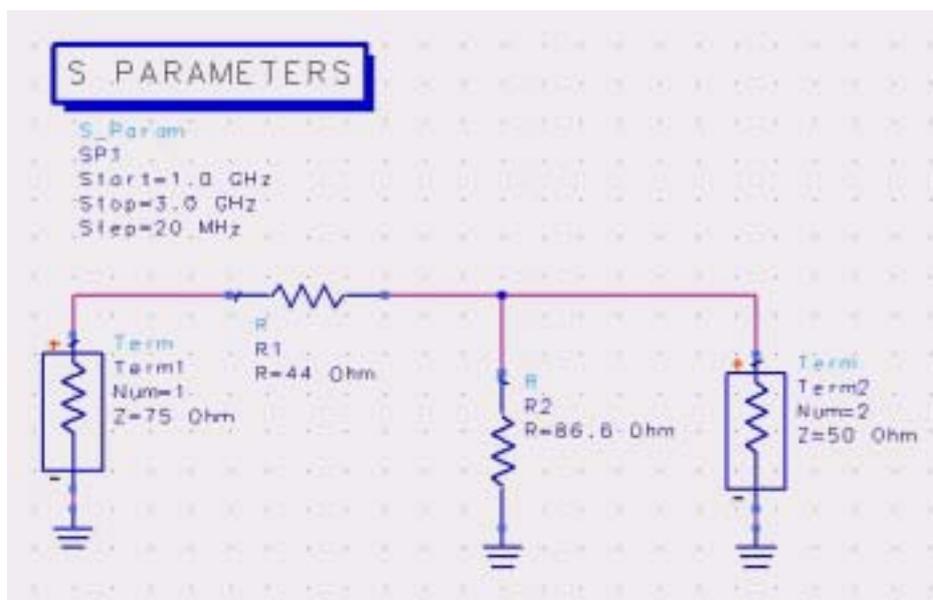


図 3 抵抗型インピーダンス変換回路

- (3) 測定周波数は 1GHz から 3GHz まで 20MHz ステップで観測する。シミュレーションを実行したら、結果をデータウィンドウで表示する。まずは、入力側と出力側のマッチングが取れているかを確認するため、図 4 に示すようにスミスチャートで S_{11} と S_{22} を表示してみる。

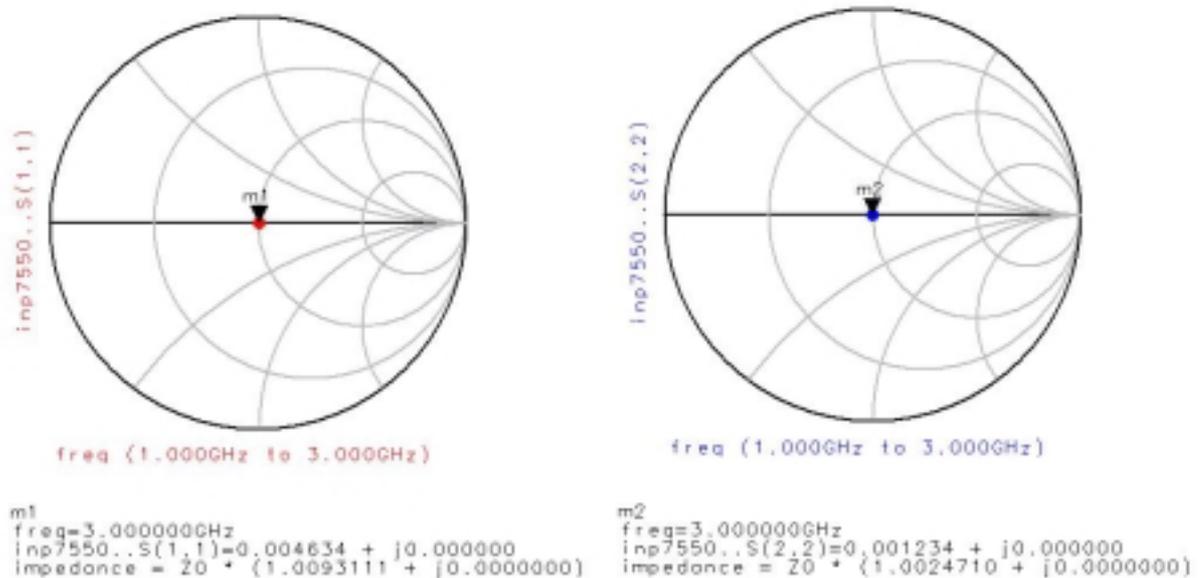


図 4 S_{11} および S_{22}

- (4) 図 4 の結果から、入力側と出力側のどちら側から見ても、きちんとスミスチャートの中心に点が集まって整合が取れていることがわかる。次に図 5 に示す直角座標で、挿入損失 S_{21} をデータウィンドウで表示させてみる。

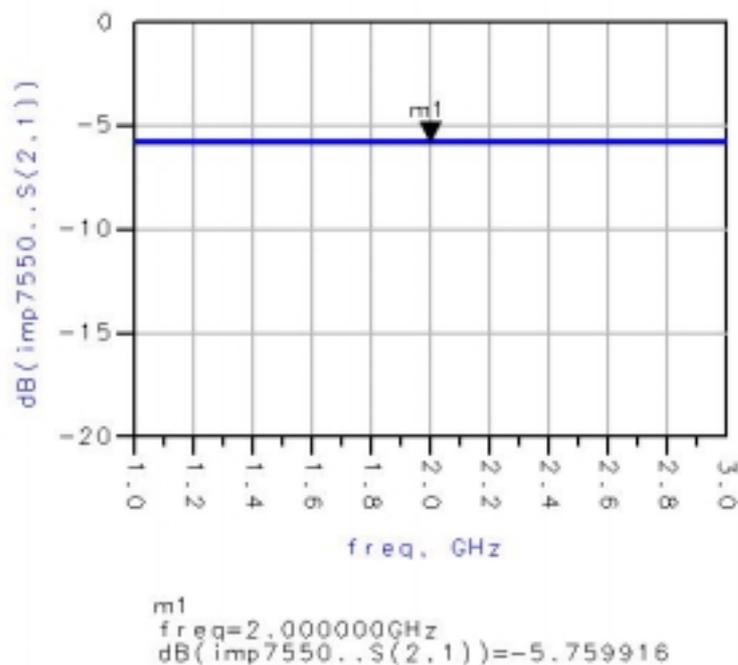


図 5 挿入損失 S_{21} (抵抗型)

- (5) 図 5 から分かるように、抵抗型インピーダンス変換器は、インピーダンス変換はできているが 5.7dB のロスが発生することに注意が必要である。ではなぜ、計測時に用いられるインピーダンス変換パッドは、ロスのある抵抗型インピーダンス変換回路を採用しているのだろうか。図 6 に示すように、測定周波数範囲を 1GHz から 10GHz に広げてシミュレーションを実行してみる。

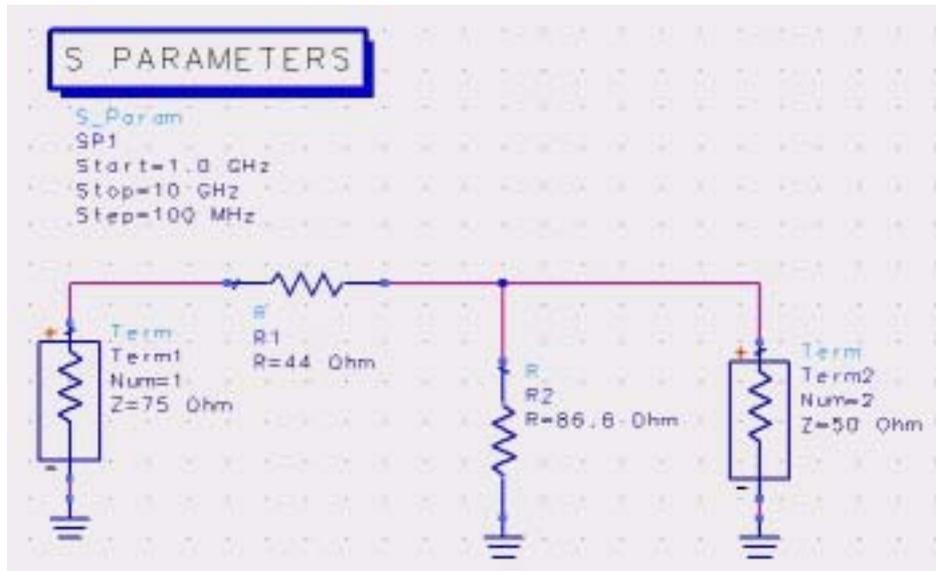


図 6 抵抗型インピーダンス変換回路

- (6) 図 7 に示すような挿入損失 S_{21} と、図 8 に示すようなマッチング S_{11} をデータウィンドウで表示させてみる。帯域を 10GHz まで広げても、その特性は先程のものとは変わらない。つまり、広帯域においてフラットな特性を持っていることがわかる。よって、様々な周波数帯において利用できるよう、計測用にはこの抵抗型インピーダンス変換パッドが用いられることが多い。

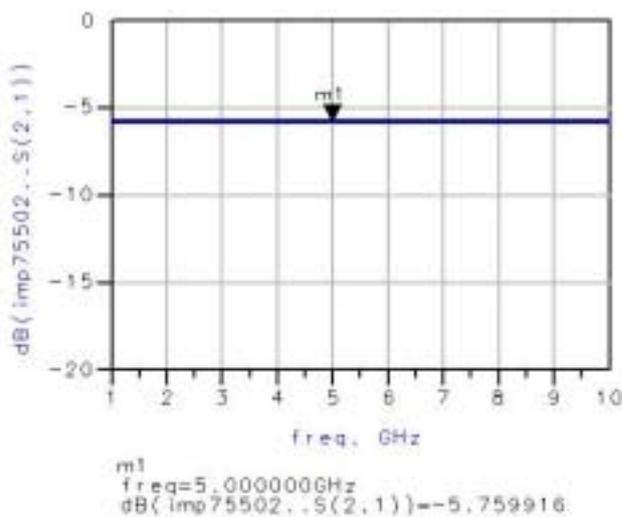


図 7 挿入損失 (S_{21})

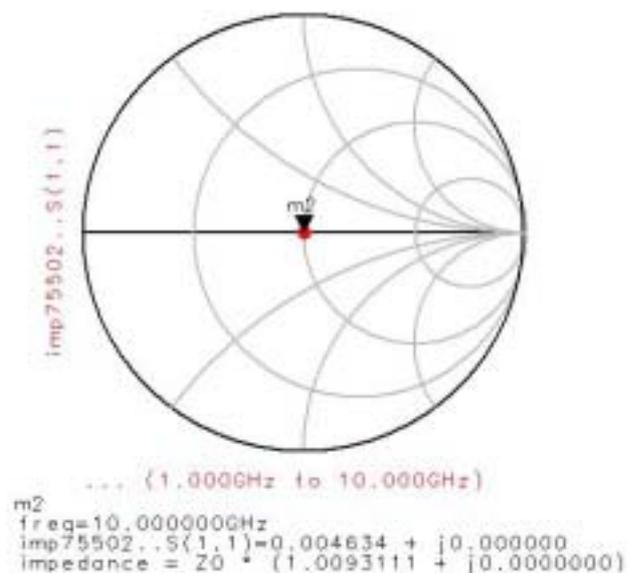


図 8 スミスチャート (S_{11})

4 - 2 マイクロストリップ型インピーダンス変換器

- (1) スケマティックウィンドウで、図 9 に示すマイクロストリップ型インピーダンス変換回路を作成する。マイクロストリップラインの基板の条件は、図 10 に示すように誘電体の厚み $H=0.8\text{mm}$ 、導体の厚み $T=0.05\text{mm}$ 、比誘電率 $r = 2.5$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.002$ とする。また、使用帯域は 1.5GHz とする。

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 > MLIN
- Component Library > Tlines - Microstrip > MSUB

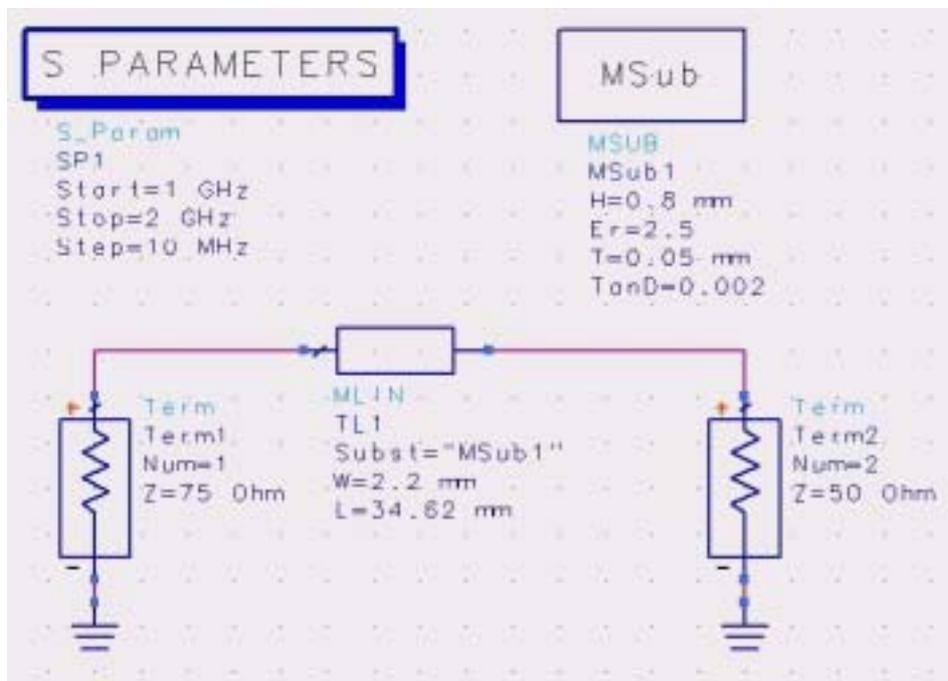


図 9 マイクロストリップ型インピーダンス変換回路

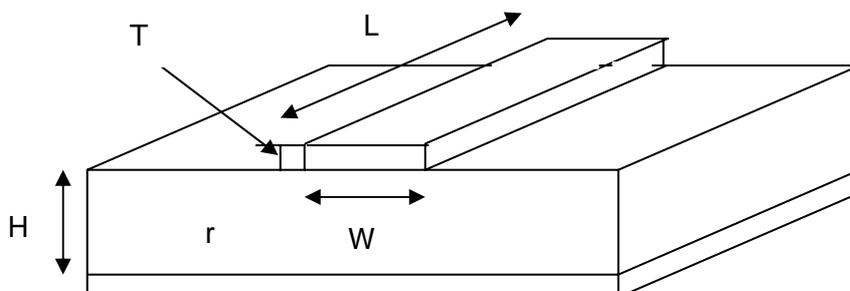


図 10 マイクロストリップライン

- (2) 測定周波数は 1GHz から 2GHz まで 10MHz ステップで観測する。まずは、マイクロストリップラインの長さが $\lambda/4$ となるように設計する。設計手法は No.108 号応用短期課程モデル教材 (EMC 技術とノイズ対策コース) の p.153 ~ p.156 を参照し、ストリップラインの長さ $L = 34.62\text{mm}$ としてシミュレーションを実行する。幅は図 9 の $W = 2.2\text{mm}$ とした。

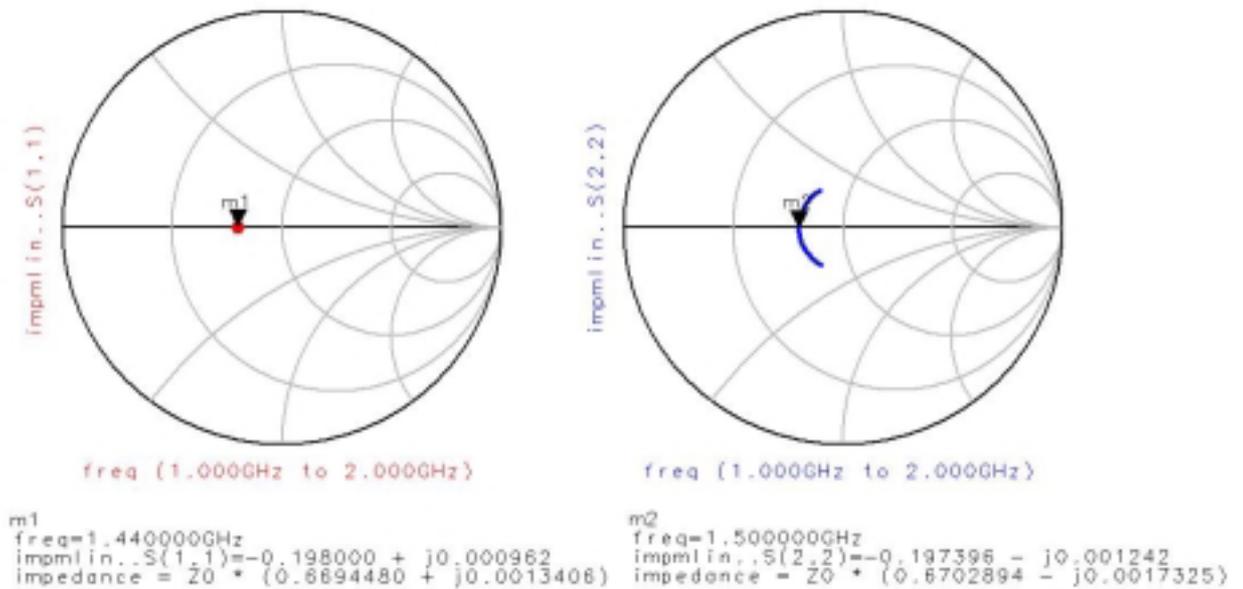


図 11 S₁₁およびS₂₂

- (3) 図 11 の結果を見ると、S₁₁およびS₂₂共に、中心点からずれているのが確認できる。シミュレータを用いてマイクロストリップラインの幅を調整し、図 12 に示すように S₁₁およびS₂₂が中心点にくるように設計する。

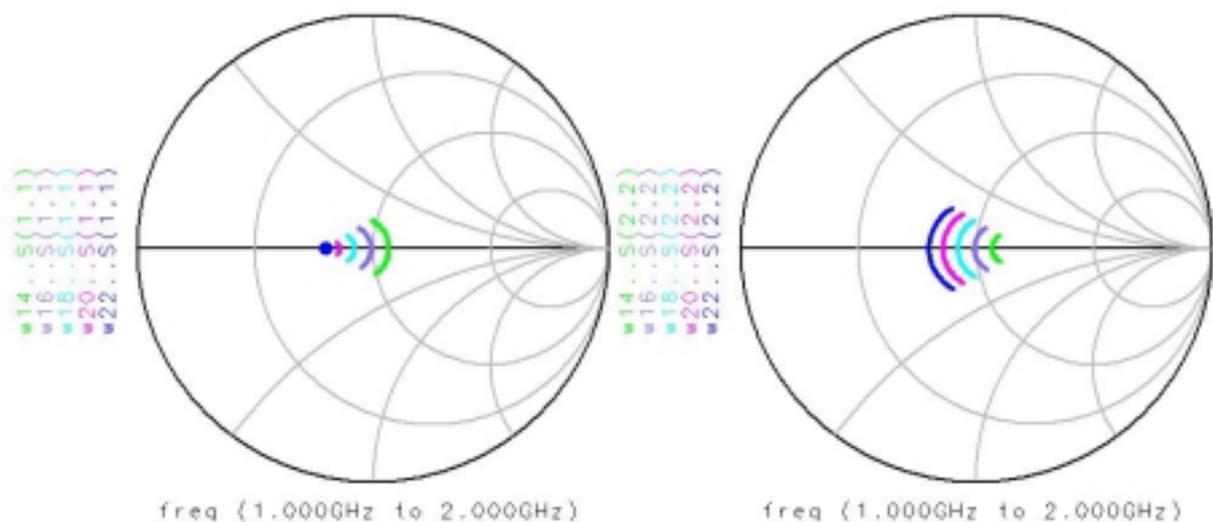


図 12 マイクロストリップライン幅の設計

- (4) 最終的な結果をデータウィンドウで表示する。まずは、入力側と出力側のマッチングの確認を行う。図 13 に示すように、スミスチャートで S_{11} と S_{22} を表示する。1.5GHz では中心に位置しているのが確認できる。ただし、抵抗型インピーダンス変換器と違って、周波数によってはマッチングがずれるという、周波数特性を持っていることがわかる。

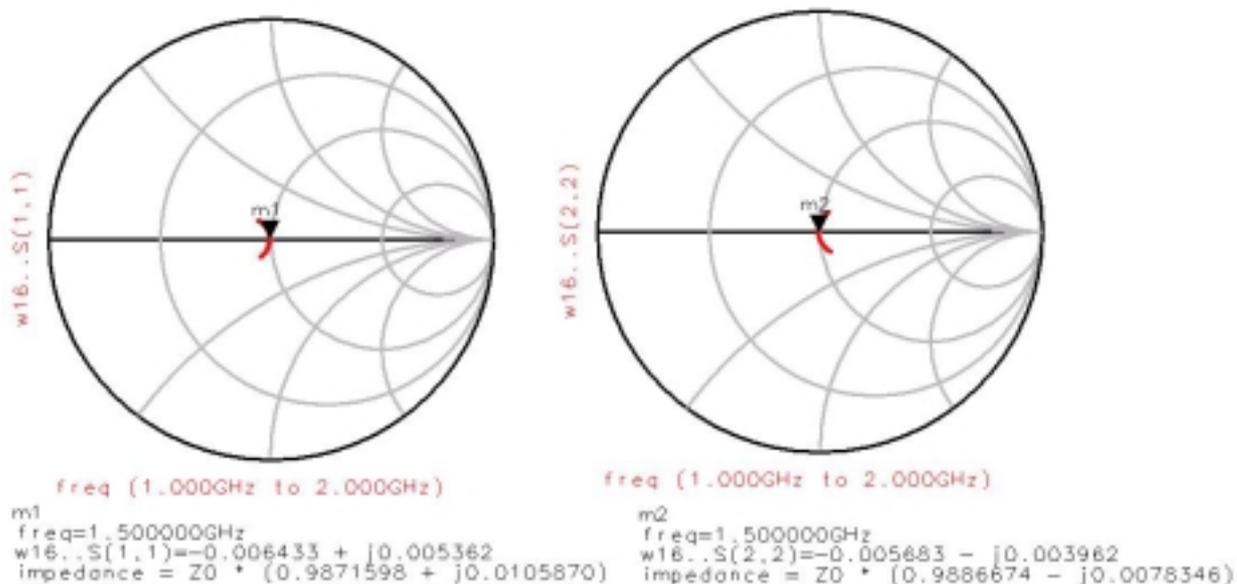


図 13 マッチング後の S_{11} および S_{22}

- (5) 次に抵抗型インピーダンス変換器と同様に、直交座標 (rectangler) で挿入損失を求めてみる。図 14 に挿入損失 S_{21} を示す。

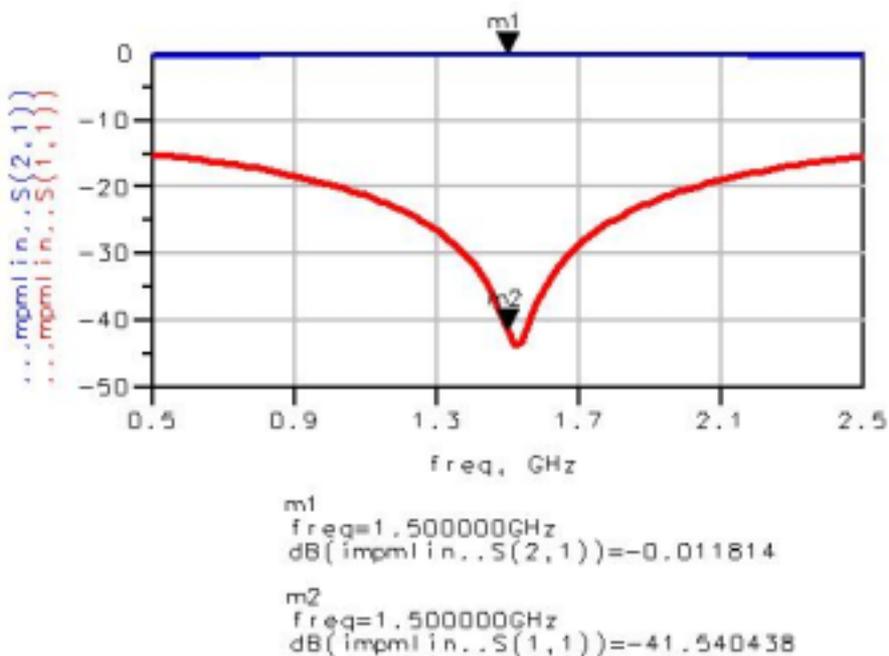


図 14 挿入損失 (S_{21})

- (6) 図 14 から分かるように、マイクロストリップ型インピーダンス変換器は挿入損失(ロス)がほとんどないことが分かる。また、挿入損失 (S_{21}) を拡大したものを図 15 に示す。ロスは小さいが、やはりこれも周波数特性を持っていることが確認できる。

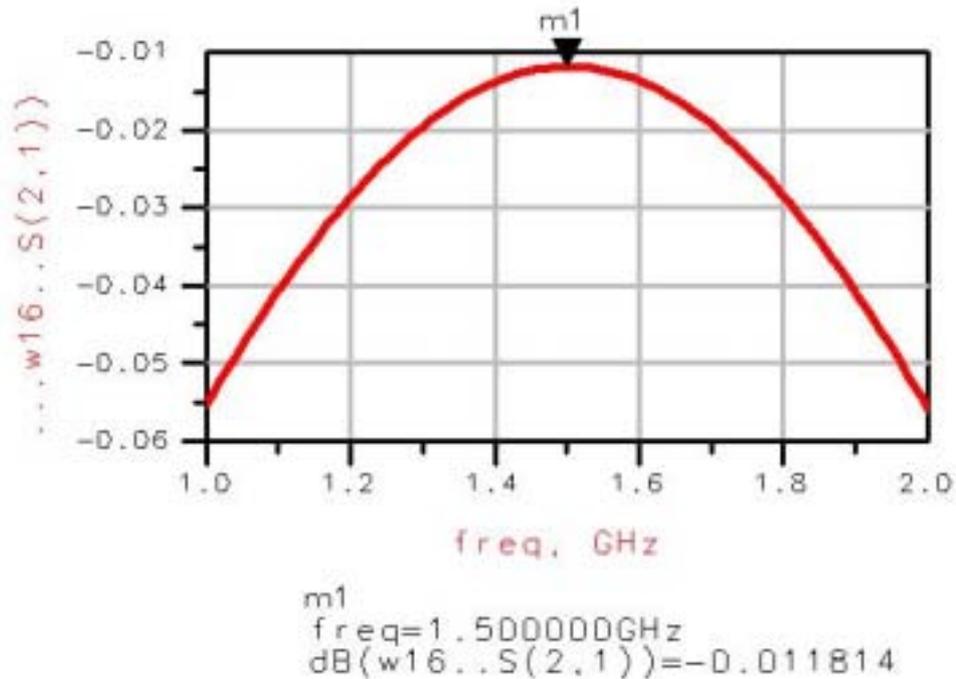


図 15 挿入損失の拡大図

- (7) これまでの設計結果を下記の表にまとめなさい。

表 1 マイクロストリップ型インピーダンス変換回路

マイクロストリップライン	値
幅	mm
長さ	mm

表 2 抵抗型とマイクロストリップ型の違い

	抵抗型	マイクロストリップ型
挿入損失	dB	dB
帯域	広い or 狭い	広い or 狭い

方向性結合器の設計

1. 実習名

方向性結合器の設計

2. 実習の目的

シミュレータを用いることによって、望まれるスペックの製品を短時間で設計することができる。ここでは、マイクロストリップラインによる、方向性結合器の設計過程から、カップリングやアイソレーション、方向性といった方向性結合器の特性を理解する。さらに、設計仕様に合うように、上下を誘電体で挟まれたストリップラインによる方向性結合器の設計を行い、誘電体と空気に挟まれたマイクロストリップラインとの性質の違いを理解する。

3. シミュレータ環境

Hewlett-Packard (現 Agilent Technologies) の Advanced Design System v1.1 (以下 ADS という) を使用する。図 1 に示すように、ADS は数万種類のコンポーネントライブラリを有している。ただし、実際に設計で使用するライブラリがなくても、部品メーカーから提供されている S パラメータや、実際にネットワークアナライザを用いて測定し、タッチストーンフォーマットで出力したものを利用すれば、自由にシミュレーションで使用できるライブラリを増やすことができる。



図 1 ADS のコンポーネントライブラリ

4. 実習手順

(1) 方向性結合器 (Directional Coupler) とは、図 2 に示すように 2 本の伝送線路によって構成され、Port 1 から入力された信号は、Port 2 と Port 3 には出力されるが Port 4 には出力されないというものです。このとき Port 3 への信号をカップリングといい、Port 4 への信号をアイソレーションという。同様に、Port 2 から入った信号は Port 1 と Port 4 には出力されるが Port 3 には出力されない。このことによって、Port 3 と Port 4 を観測していれば、どちらから信号が入ってきたかを検波することができる検波器として使用できる。さらに、Port 1 から入射された信号に対して Port 2 から戻ってくる反射波を測定することが出来る。このことを応用して、測定器のネットワークアナライザにも使用されている。その他、合成器、分配器、90 度位相器等、様々な用途で使用されている応用範囲の広い機器である。

方向性結合器のパラメータとして、結合度 (Coupling) やアイソレーションや方向性といったものがある。アイソレーションとカップリングの差を方向性 (Directivity) といい、この値が大きいほど、特性の良い方向性結合器ということになる。

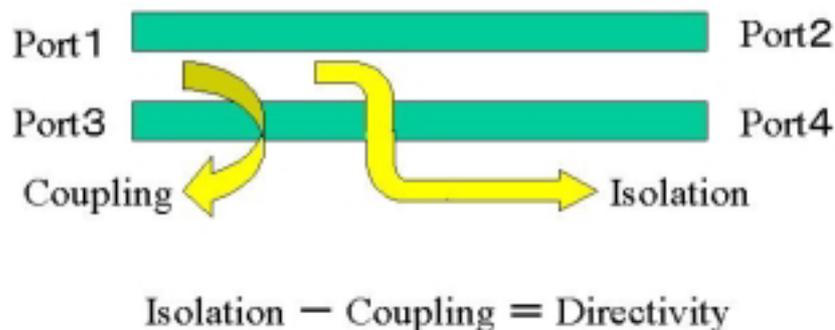


図 2 方向性結合器 (Directional Coupler)

(2) 設計仕様として下記のものを想定する。

表 1 方向性結合器の設計仕様

	設計 1	設計 2
カップリング	20dB	10dB
方向性	20dB	20dB
特性インピーダンス	50	50
リターンロス	20dB	20dB
使用周波数	1.5GHz	1.5GHz

- (3) 基板の条件は、図3に示すように誘電体の厚み $H=0.8\text{mm}$ 、導体の厚み $T=0.05\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.5$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.002$ とする。

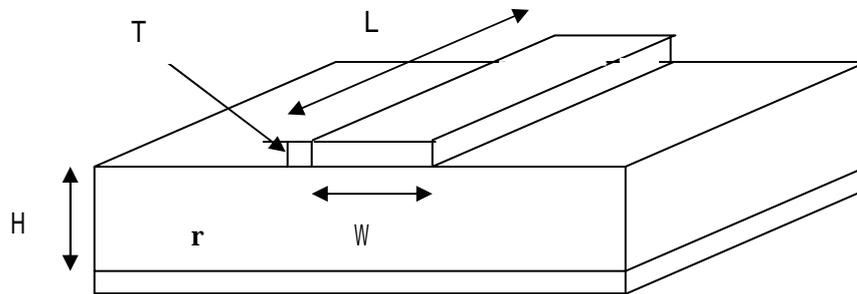


図3 基板およびマイクロストリップラインの条件

- (4) 設計仕様で使用周波数を 1.5GHz 、特性インピーダンスを $50\ \Omega$ と想定したため、そこからマイクロストリップラインの幅を求める。今回は図4に示すフリーのツールを使用した。図4に示すように、基板の条件および使用周波数を入力すると、マイクロストリップラインの幅を計算して求めてくれる。詳細の計算式は、教科書等を参考にさせていただきたい。今回の条件での結果から、幅は 2.2mm とした。

Microstrip Line Calculator

ϵ_r	<input type="text" value="2.5"/>
h	<input type="text" value="0.8"/> [mm]
t	<input type="text" value="0.05"/> [μm]
f	<input type="text" value="1500"/> [MHz]

[mm]

→
 [Ω]

[Ω]

→
 [mm]

ϵ_{eff}

k

$\lambda/4$ [mm]

図4 マイクロストリップラインの解析ツール

(参照：<http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/index.htm>)

- (5) マイクロストリップラインの長さは $\lambda/4$ になるように設計する。設計手法は No.108 号応用短期課程モデル教材 (EMC 技術とノイズ対策コース) の p.153 ~ p.156 を参照していただきたいが、先程の図 4 のツールを用いても $\lambda/4 = 34.63\text{mm}$ と求められている。それらを参考に、スキマティックウィンドウで図 5 に示す、方向性結合回路を作成する。

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 > MCLIN

Component Library > Tlines - Microstrip > MSUB

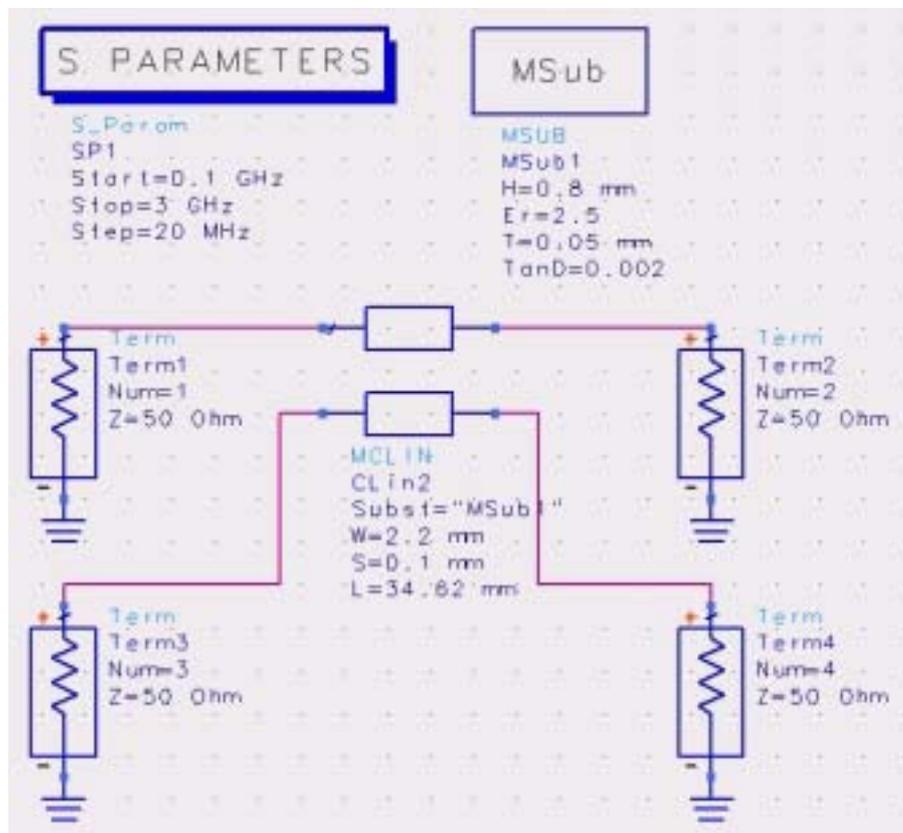


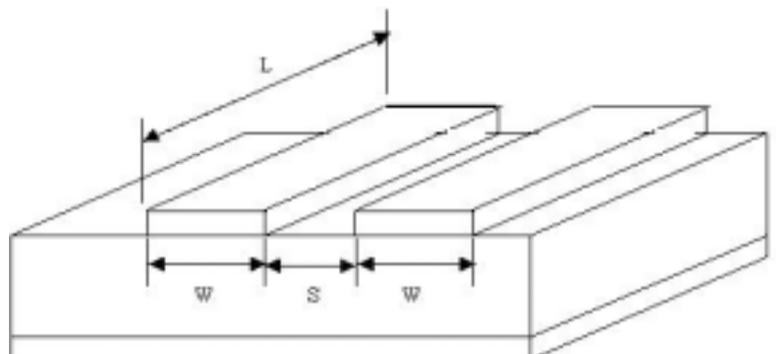
図 5 方向性結合回路

MCLIN : Microstrip Coupled Lines

W : ライン幅

S : ライン間スペース

L : ライン長



(6) 図6に示すように、マイクロストリップカップルドラインの間隔を調整し、設計仕様に合うように設計を行う。このとき測定周波数は、0.1GHzから3GHzまで20MHz間隔でシミュレーションを行う。

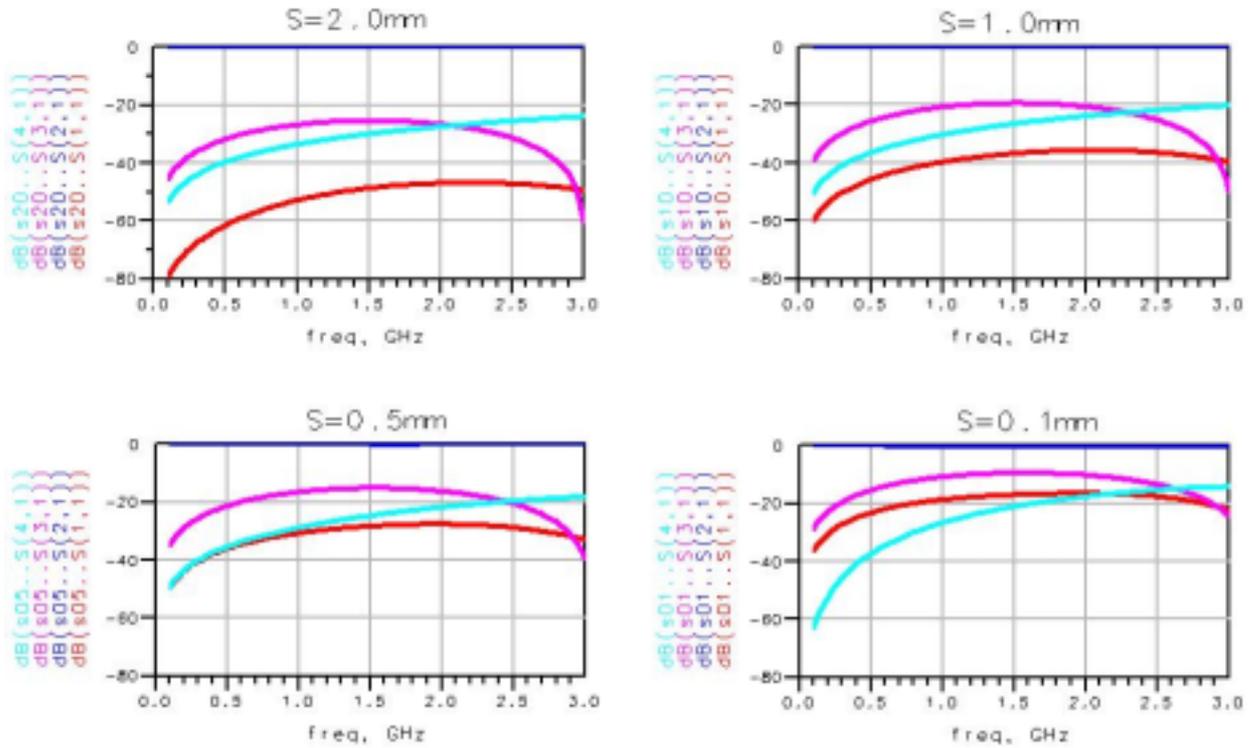


図6 方向性結合器の設計

(7) 設計1のカップリング20dBの方からみてみると、間隔 $S = 1.0\text{mm}$ のものが良さそうである。よって図7のように大きく取り出して検討してみる。カップリングはマーカーm1が示すようにほぼ20dBとなっている。ただしカップリングとアイソレーションの差となる方向性については7dBしかなく設計仕様を満たしていないことがわかる。

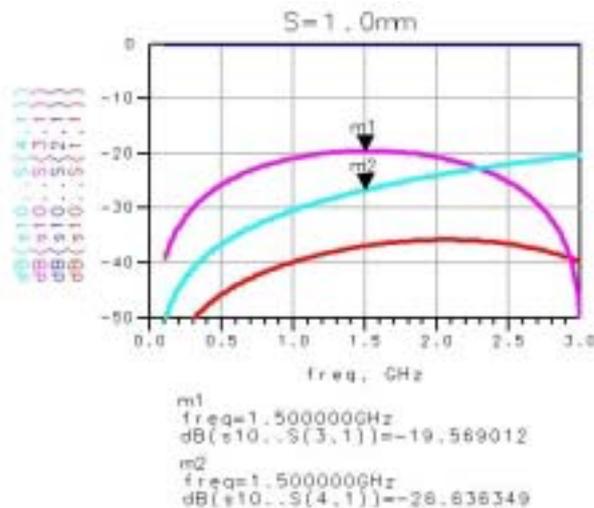


図7 方向性結合器の特性 (C = 20dB)

- (8) 設計 2 のカップリング 10dB の方をみてみると、間隔 $S = 0.1\text{mm}$ のものが良さそうである。よって同様に図 8 のように大きく取り出して検討してみる。カップリングはマーカー m3 が示すようにほぼ 10dB となっている。方向性についてはアイソレーションが 21dB のため、その差は 11dB でありまだ設計仕様を満たしていない。さらに、注意しなければいけないのは、 S_{11} のリターンロスの値が 20dB を切ってしまうていることである。

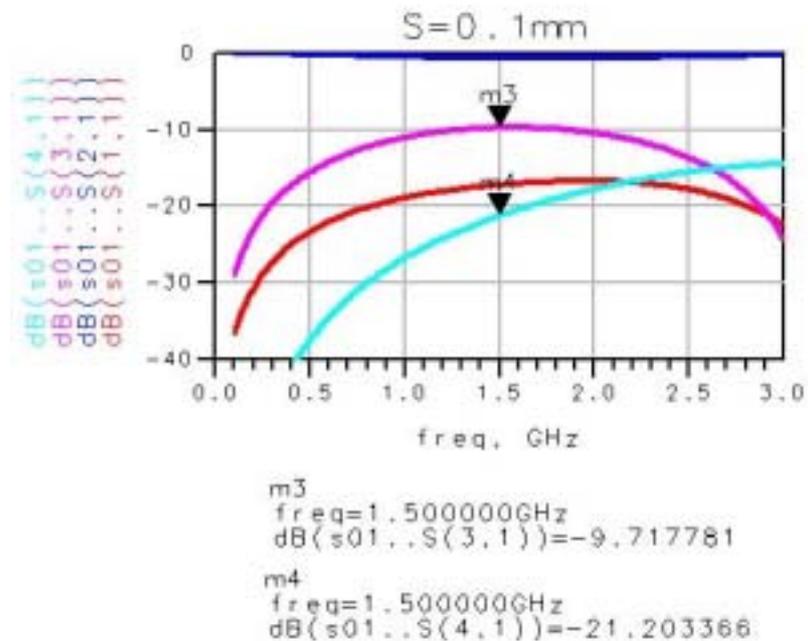


図 8 方向性結合器の特性 (C = 10dB)

- (9) これまでの結果を表 2 にまとめなさい。

表 2 方向性結合器の設計結果

	設計 1	設計 2
カップリング	dB	dB
アイソレーション	dB	dB
方向性	dB	dB
リターンロス	dB	dB
W	mm	mm
S	mm	mm
L	mm	mm
使用周波数	1.5GHz	1.5GHz

- (10) シミュレータで設計仕様に合うように値を追い込んでいってもマイクロストリップラインでは限界があることが分かる。マイクロストリップラインでは空気中を通る電界成分が偶モードと奇モードで違うため、両モードの位相速度が異なる。よって、マイクロストリップラインで実現させるためにはその構造に手を加える必要があるため、次に上下を誘電体で覆われたストリップラインを用いて同じように設計を行うことにする。基板の条件は、図9に示すように誘電体の厚み $B=1.6\text{mm}$ 、導体の厚み $T=0.05\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.5$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.002$ とする。

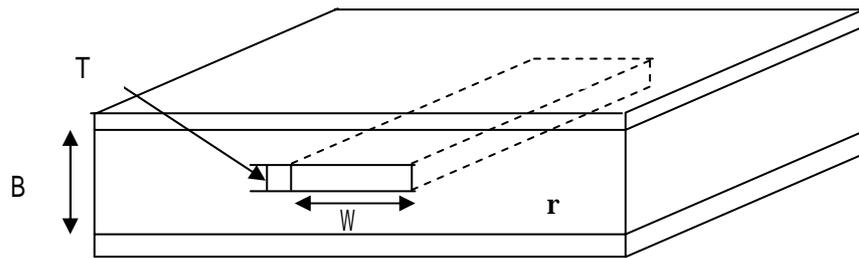


図9 基板およびストリップラインの条件

- (11) 設計仕様は同じように使用周波数 = 1.5GHz、特性インピーダンス = 50 とし、図10に示すフリーのツールを用いてストリップラインの幅および長さ ($\lambda/4$) を求める。図10に示すように、基板の条件および使用周波数を入力した結果、50 のストリップラインの幅は 1.2mm、 $\lambda/4 = 31.62\text{mm}$ とする。

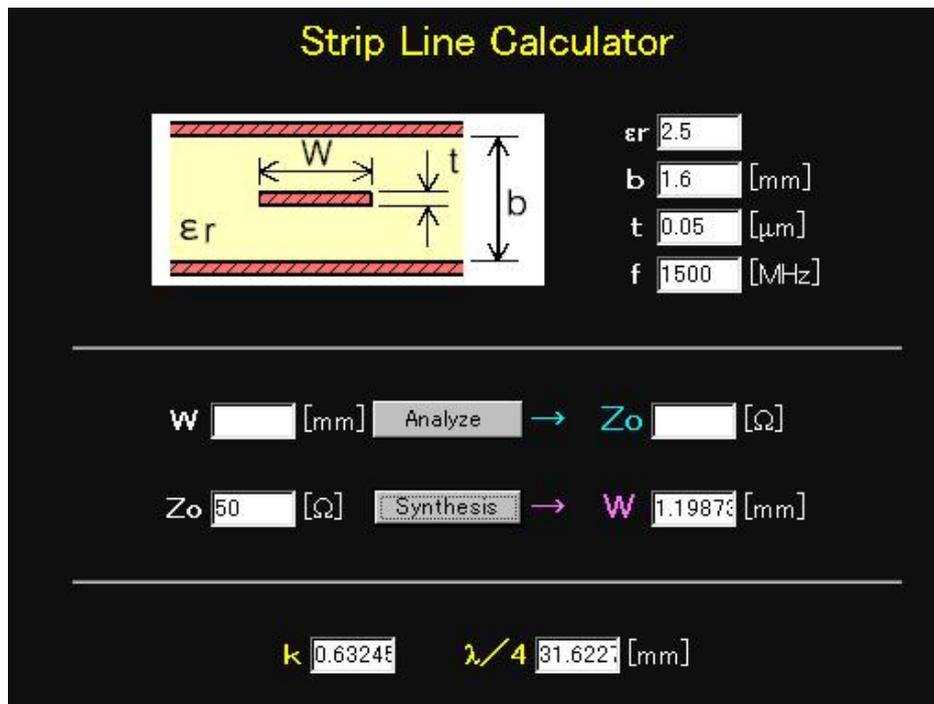


図10 ストリップラインの解析ツール

(参照：<http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/index.htm>)

(12) スケマティックウィンドウで図 11 に示す、ストリップラインによる方向性結合回路を作成する。

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 - Stripline > SCLIN
- Component Library > Tlines - Stripline > SSUB

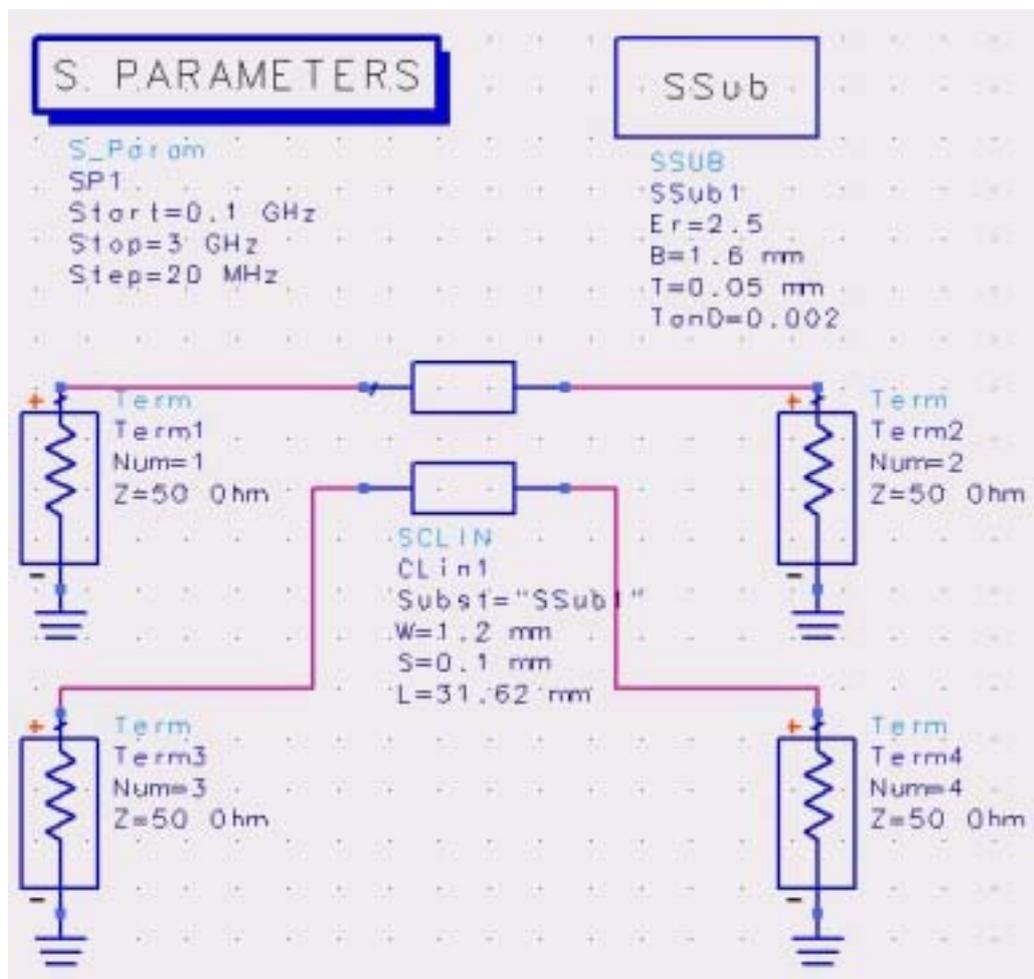


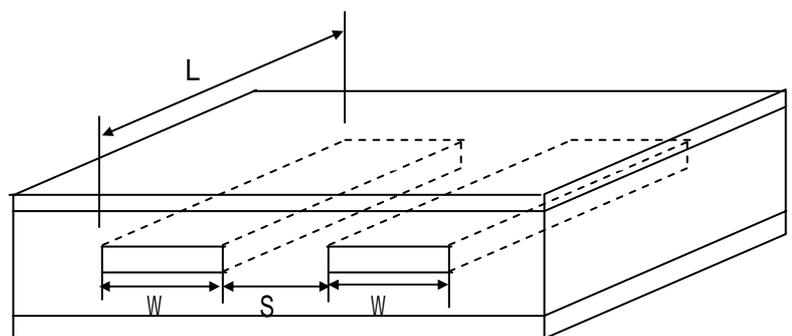
図 11 方向性結合回路 (ストリップライン)

SCLIN : Edgr-Coupled Lines

W : ライン幅

S : ライン間スペース

L : ライン長



(13) 図12に示すように、カップルドラインの間隔を調整し、設計仕様に合うように設計を行う。このとき測定周波数は、0.1GHz から 3GHz まで 20MHz 間隔でシミュレーションを行う。

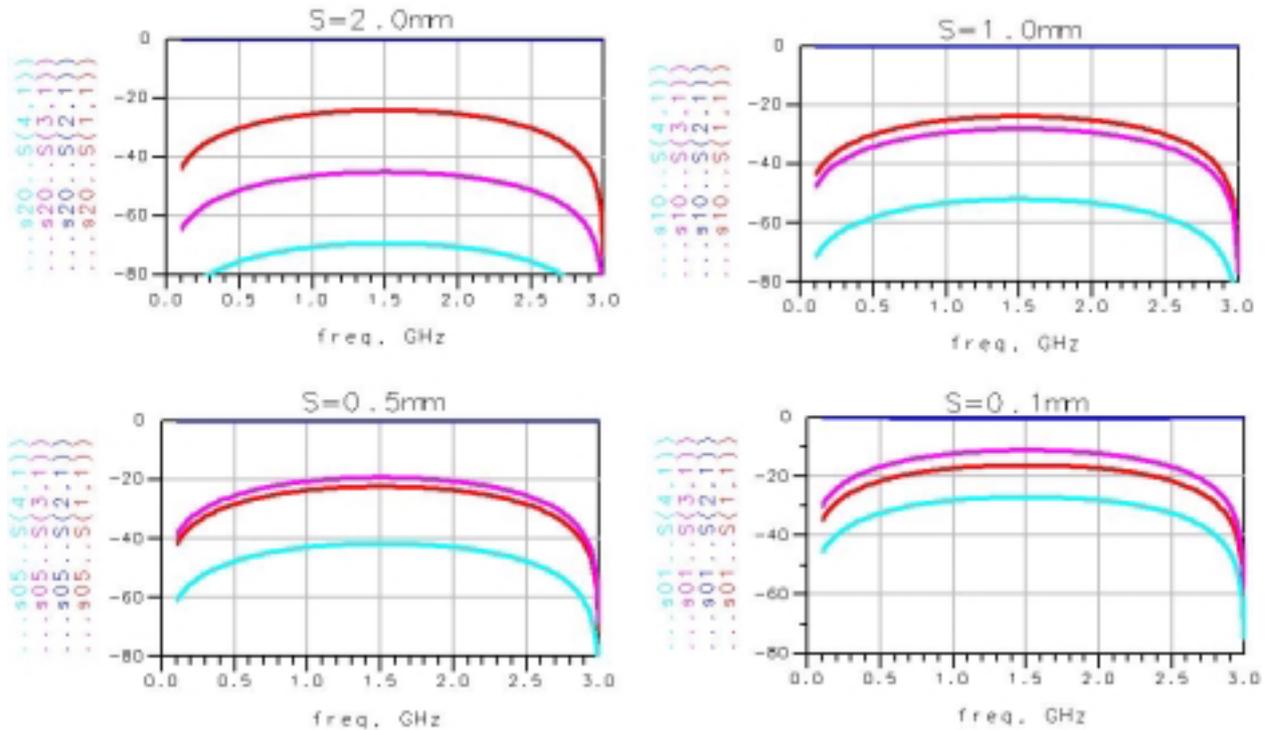


図12 方向性結合器(ストリップライン)の設計

(14) 設計1のカップリング 20dB の方からみてみると、間隔 $S = 0.5\text{mm}$ のものが良さそうである。よって図13のように大きく取り出して検討してみる。カップリングはマーカーm1 が示すようにほぼ 20dB となっている。また、カップリングとアイソレーションの差となる方向性については 22dB あり、設計仕様を十分満たしている。

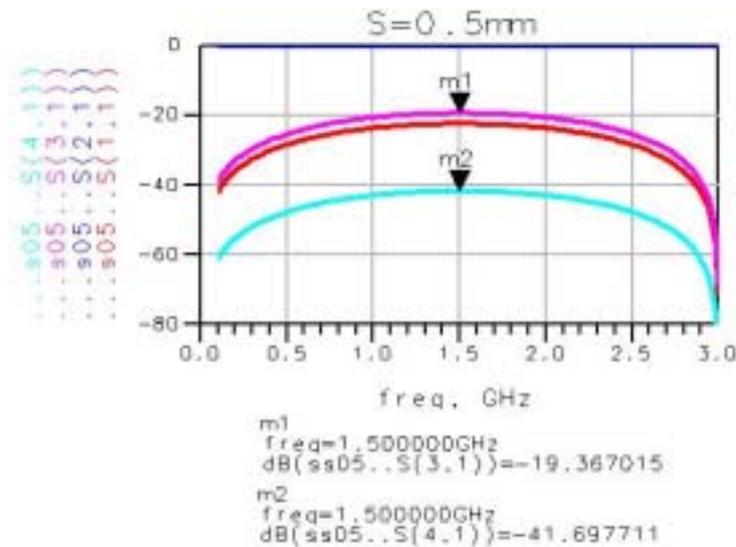


図13 方向性結合器の特性 (C = 20dB)

- (15) 設計2のカップリング 10dBの方を取り出してみると、間隔 $S = 0.1\text{mm}$ のものが良さそうである。よって同様に図14のように大きく取り出して検討してみる。カップリングはマーカーm1が示すようにほぼ 11dB となっている。方向性についてはアイソレーションが 27dB のため、その差は 16dB であり設計仕様を満たしていない。さらに、注意しなければいけないのは、 S_{11} のリターンロスの値が 20dB を切ってしまうていることである。

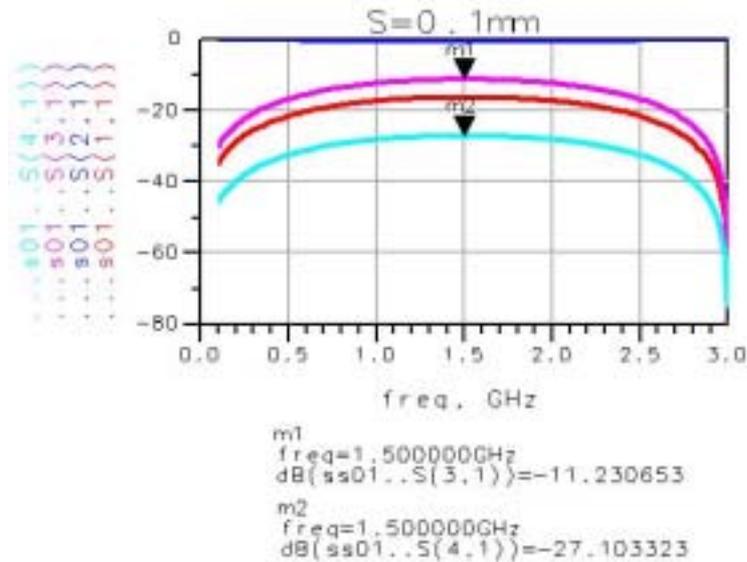


図14 方向性結合器の特性 ($C = 10\text{dB}$)

- (16) さらにシミュレータで値を追いついでみる。その結果、ストリップラインの幅を 1mm に設計した。そのときの結果を図15に示す。カップリング 10dB、アイソレーション 34dB、方向性 24dB、リターンロス 25dB と十分設計仕様を満足する結果となった。

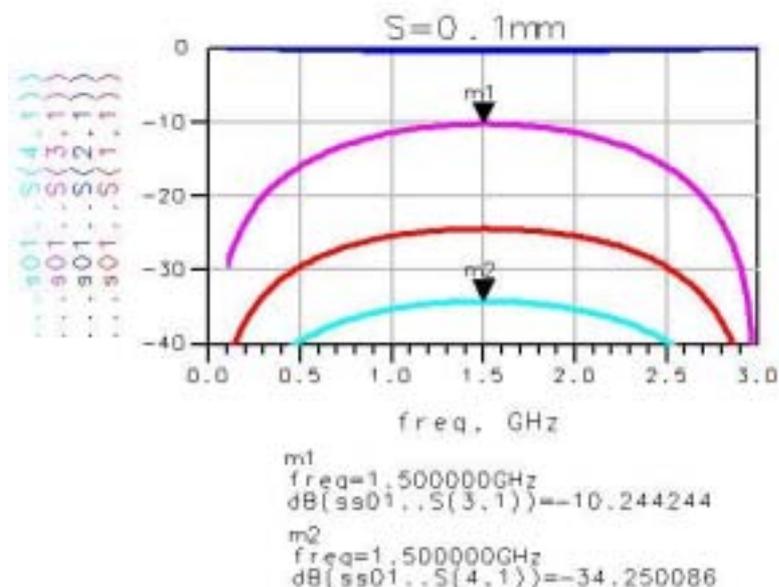


図15 方向性結合器の調整後の特性 ($C = 10\text{dB}$)

(17) 設計結果を表3および表4にまとめなさい。

表3 設計1の設計結果

	設計仕様1	設計結果
カップリング	20 dB	dB
アイソレーション	20 dB	dB
方向性	20 dB	dB
リターンロス	20 dB	dB
W	-	mm
S	-	mm
L	-	mm
使用周波数	1.5GHz	1.5GHz

表4 設計2の設計結果

	設計仕様2	設計結果
カップリング	10 dB	dB
アイソレーション	20 dB	dB
方向性	20 dB	dB
リターンロス	20 dB	dB
W	-	mm
S	-	mm
L	-	mm
使用周波数	1.5GHz	1.5GHz

高周波増幅回路の設計と製作 ～マイクロストリップラインによる入出力整合～

1. 実習名

高周波増幅回路の設計と製作 ～マイクロストリップラインによる入出力整合～

2. 実習の目的

高周波増幅回路は、対象となる周波数により使用する素子を考える必要がある。対象となる周波数が数 GHz 程度であれば集中定数素子の使用が可能である、しかし、数 GHz 以上になるとマイクロストリップライン等による分布定数回路によって製作することが多くなる。そこで、この実習では周波数は 1GHz 程度であるがそれ以上の周波数においても、この設計方法の考え方が適応できることを考慮している。また、実際に実験室レベルで製作できる程度の周波数とした。高周波回路の設計・製作方法の習得を目指す。

3. 主な使用機器類

品 名	形 式	数 量	備 考
ネットワークアナライザ	R3765	1	アドバンテスト製
(高周波信号発生器)	SMY02	1	ROHDE&SCHWARZ 製
(スペクトラムアナライザ)	R3131	1	ADVANTEST 製
RF ケーブル			
N/SMA 変換コネクタ			
直流安定化電源			
その他			

4. 実習手順及び測定結果

与えられた仕様に基づき各素子値を求める。その素子値を使用してシミュレーションを行う。このときの注意事項としては、設計した素子のみの値を使用するのではなく、各種結合線路、コンデンサ、抵抗などの素子もすべて考慮に入れる必要がある。また、コネクタなどの特性が分かっている時はその特性も入れるべきである。次に実際に回路を作成しその特性を測定する。ここで、シミュレーションとは異なる特性が出た場合、再度素子値を計算し、その回路を製作測定する。測定時の注意事項としては、校正を正確にすること、コネクタの接続をトルクレンチなどを使用し適正な接続とすることなどがあげられる。また、基板の製作にあたっては、寸法はもちろんのこと、アースの取り方に注意する必要がある。さらに、直流バイアスが加わるためネットワークアナライザに直流が加わらないようにする必要がある。本実験では、値の大きなカップリングコンデンサを挿入し、直流電圧が加わらないようにしている。

5. 高周波用プリント基板

高周波回路に使用される代表的な基板の特性を表1に、各プリント基板の特性の違いを表2に示す。本実習では、製作可能な素子の大きさを実現するために、比較的誘電率の低いテフロンガラス基板（厚さ 0.8mm）を使用する。高周波回路ではアルミナ等が主に用いられるが、誘電率が高いと分布定数素子が小さくなり製作不可能となる。

表1 代表的な高周波用プリント基板の特性

	石英	アルミナ	サファイア	テフロンガラス
主成分	SiO ₂ 99.9%	AL ₂ O ₃ 97%~99%	AL ₂ O ₃ 100%	
色・外観	透明	白色	透明	
見かけの比重	2.2	3.8~3.9	3.98	2.18
膨張係数 ppm/	0.35~0.56	6.0~7.7	8.4	10
熱伝導度 W/cm	0.0142	0.35	0.35	0.0026
誘電率	3.78~3.82	9.0~10.3	9.5	2.5
tan	<0.0001	0.0001~0.0004	0.0001~0.0002	0.001
機械加工性	悪い	悪い	悪い	良い

表2 代表的な高周波用プリント基板の特性比較

材料	誘電率	誘電損	マイクロ波損失	熱膨張係数 ppm/	スルーホール加工	価格費
テフロンガラス	2.55	0.001		10		10
エポキシガラス	4.80	0.02	x	12		1
BT レジンガラス	4.20	0.006		10		2
レキソライト	2.53	0.0007		70	x	-
テフロンセラミック	10.20	0.002		25		-

これらのプリント基板で使用できる、おおよその使用周波数を以下に示す。

- エポキシガラス : DC ~ 1GHz 程度
- BT レジンガラス : DC ~ 4GHz 程度
- テフロンガラス : 1GHz ~ 20GHz 程度
- アルミナ : DC ~ 50GHz 程度
- 石英 : 20GHz ~ 100GHz 程度

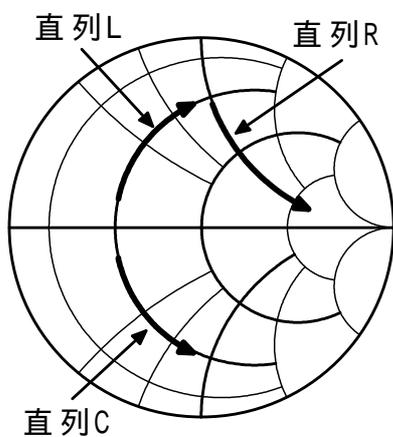
本実習で使用するプリント基板の厚さに対する使用周波数を以下に示す。

- テフロンガラス：基板厚さに対する使用周波数
 - 1.6mm : 2GHz 程度まで
 - 0.8mm : 8GHz 程度まで
 - 0.4mm : 7GHz ~ 20GHz 程度まで

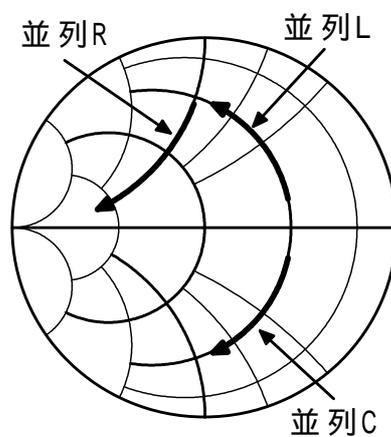
6. インピーダンス整合の基礎事項

信号源または負荷に素子 L、C、R を接続したときスミスチャートおよびアドミッタンスチャート上では図 1 に示すようにインピーダンスおよびアドミッタンスが変化する。この変化を利用して入出力のマッチングを取ることが基本となる。

- (1) 直列に L をつなぐと等抵抗曲線上を $\omega L/R_0$ 分だけ移動する (図 1(1))
- (2) 直列に C をつなぐと等抵抗曲線上を $-1/\omega C \cdot R_0$ 分だけ移動する (図 1(1))
- (3) 直列に R をつなぐと等リアクタンス曲線上を $+R/R_0$ 分だけ移動する (図 1(1))
- (4) 並列に L をつなぐと等コンダクタンス曲線上を $+R_0/\omega L$ 分だけ移動する (図 1(2))
- (5) 並列に C をつなぐと等コンダクタンス曲線上を $-\omega CR_0$ 分だけ移動する (図 1(2))
- (6) 並列に R をつなぐと等サセプタンス曲線上を $+R_0/R$ 分だけ移動する (図 1(2))



(1) スミスチャート



(2) アドミッタンスチャート

図 1 チャート上の点の移動

例題：

トランジスタの入出力反射係数が次式で与えられる。この増幅器の整合回路を設計する。

$$\Gamma_S = 0.3 \angle -170^\circ \text{ (入力側)} \quad \Gamma_L = 2.0 \angle -20^\circ \text{ (出力側)}$$

設計例：入力側(図2)

1. Z_S をスミスチャートにプロットし Z_S を読み取る

$$Z_S = 0.55 - j0.06$$

この点を A とする

2. デバイス側を見た正規化インピーダンス即ち Z_S の共役インピーダンス Z_S^* をプロットしこれを B 点とする。

$$Z_S^* = 0.55 + j0.06$$

3. OB を半径とする弧を描き $g=1$ の円と交わる点を求め点 C とする。

この点の正規化アドミッタンス Y_C を読む。

$$Y_C = 1 - j0.9$$

4. $\angle COB = \theta_C = 2\beta l_1$ より所要の l の長さを求める。

$$l_1 = 0.085 \lambda_g$$

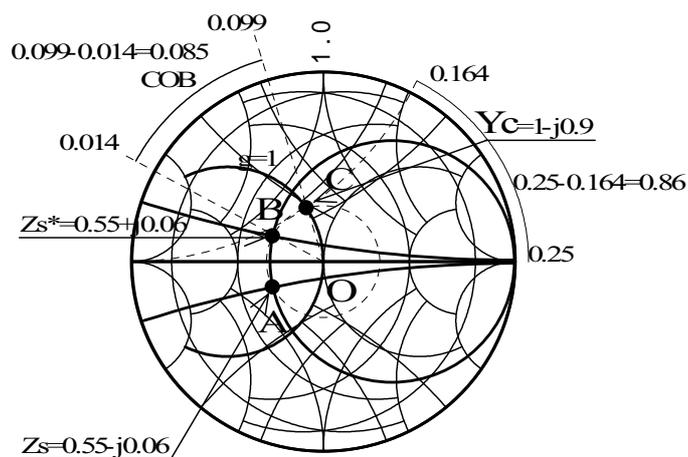
5. $g=1$ の円上の弧 C_0 に相当する正規化サセプタンスを読む。

これを jb_C とする。所要サセプタンスは並列 C である。

$$jb_C = j0.6 = j \tan \beta l_2$$

これより l_2 を求める。

$$l_2 = (0.25 - 0.164) \lambda_g = 0.86 \lambda_g \text{ (スミスチャートからも読み取ることができる)}$$



ミツタスチャート (入力側)

図2 入力側整合回路

出力側(図 3)

1. Z_L をスミスチャートにプロットし Z_L を読み取る

$$Z_L = 2.9 - j2.8$$

2. Z_L^* をプロットしこれを B 点とする。

$$Z_L^* = 2.9 + j2.8$$

3. OB を半径とする弧を描き $r=1$ の円と交わる点を求め点 C とする。

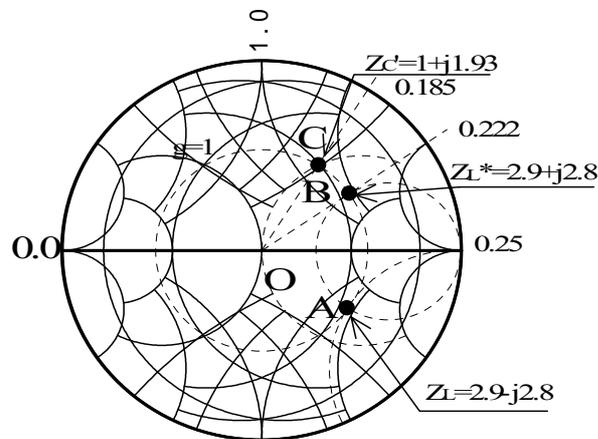
$$Z_C = 1 + j1.93$$

$\angle BOC = 2\beta l_1$ より所要の l_1 の長さを求める。

$$l_1 = 0.037\lambda_g$$

4. $r=1$ の円上の弧 C_0 に相当する正規化リアクタンスを読み取る。

所要リアクタンスは直列キャパシタンスである。



イミッタンスチャート (出力側)

図 3 出力側整合回路

7. 増幅回路の設計

次の使用を満足する増幅回路を設計する。

設計仕様：トランジスタ 2SC3584 ($h_{FE} = 100$)

周波数：1GHz

S パラメータ

S_{11} : 32.7643 - j9.2669 入力側

S_{22} : 91.3479 - j76.8613 出力側

動作電圧

V_{ce} : 8V

I_c : 5mA

(1) 直流回路の設計 (図 4)

$$V_{ce} = 8V, I_c = 5mA \text{ より } R_c = 400$$

$$\text{トランジスタの } h_{FE} \text{ より } I_b = 50 \mu A$$

$$R_b = (V_{cc} - V_{be}) / I_b = (10 - 0.65) / 50 \mu A = 187k$$

$$\text{以上より : } R_b = 180k \quad R_c = 390$$

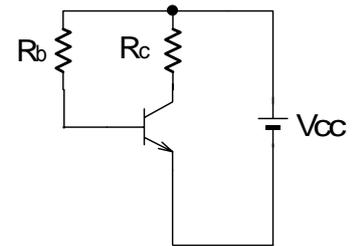


図 4 直流回路

(2) 入力整合回路の設計 (図 5)

$$\text{入力インピーダンス (} S_{11} \text{) : } 32.7643 - j9.2669$$

入力インピーダンスを正規化しイミッタンスチャートにプロットする。

この点を A とする。

$$\begin{aligned} \text{正規化インピーダンス } Z_s &= (32.7643 - j9.2669) / 50 \\ &= 0.655 - j0.1853 \end{aligned}$$

入力インピーダンスと複素共役 Z_s^* の点をプロットし、その点を B とする。

点 B のインピーダンス

$$Z_s^* = 0.655 + j0.1853$$

点 O を中心とし、半径 OB の円を描き $g=1$ の円と交わる点を C とする。

点 C のアドミッタンスを読む

$$Y_c = 1 - j0.45$$

B 点と C 点の波数から l_1 を求める。

$$l_1 = (0.105 - 0.045) \lambda_g$$

この値から l_2 を求める。

$$j0.45 = \tan \beta l_2$$

$$l_2 = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} 0.45 = 0.067 \lambda_g$$

これはスミスチャートから読むこともできる。

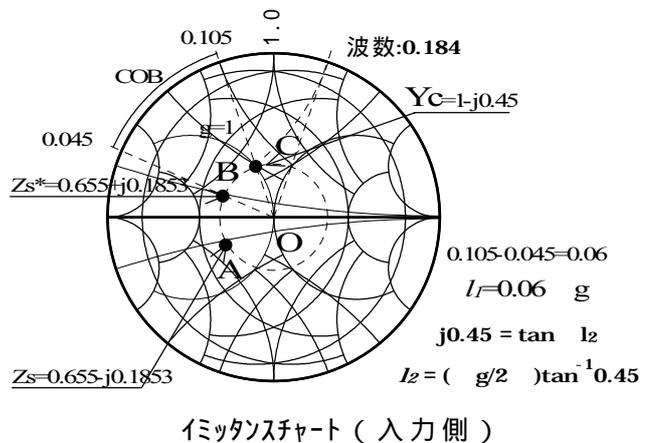


図 5 入力側整合回路

(3) 出力整合回路の設計(図 6)

出力インピーダンス (S_{22}): $91.3479 - j76.8613$

入力インピーダンスを正規化しイミッタンスチャートにプロットする。

この点を A とする。

$$\begin{aligned} \text{正規化インピーダンス } Z_s &= (91.3479 - j76.8613) / 50 \\ &= 1.827 - j1.537 \end{aligned}$$

入力インピーダンスと複素共役 Z_s^* の点をプロットし、その点を B とする。

点 B のインピーダンス

$$Z_s^* = 1.827 + j1.537$$

点 O を中心とし、半径 OB の円を描き $r=1$ の円と交わる点を C とする。

点 C のインピーダンスを読む

$$Z_c = 1 - j1.32$$

B 点と C 点の波数から l_4 を求める。

$$l_4 = (0.328 - 0.207)\lambda_g$$

この値から l_3 を求める。

$$j1.32 = \tan \beta l_3$$

$$l_3 = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} 1.32 = 0.147\lambda_g$$

これはスミスチャートから読むこともできる。

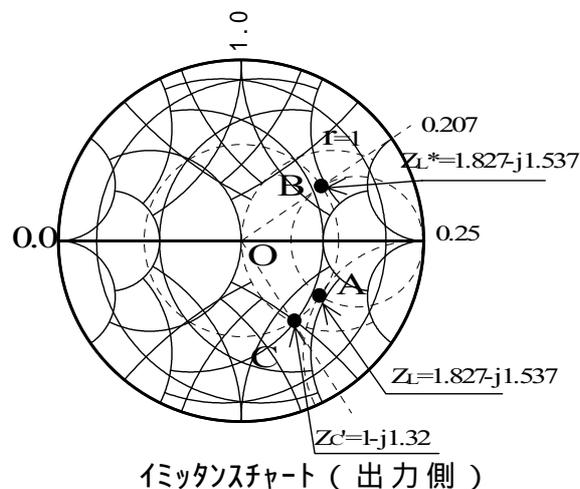


図 6 出力側整合回路

8 . シミュレーション

上記で設計した素子を用いてシミュレーションを行う。その回路例を図7に示す。
この回路のシミュレーション結果を図8に示す。シミュレーションにはSNAPを使用した。

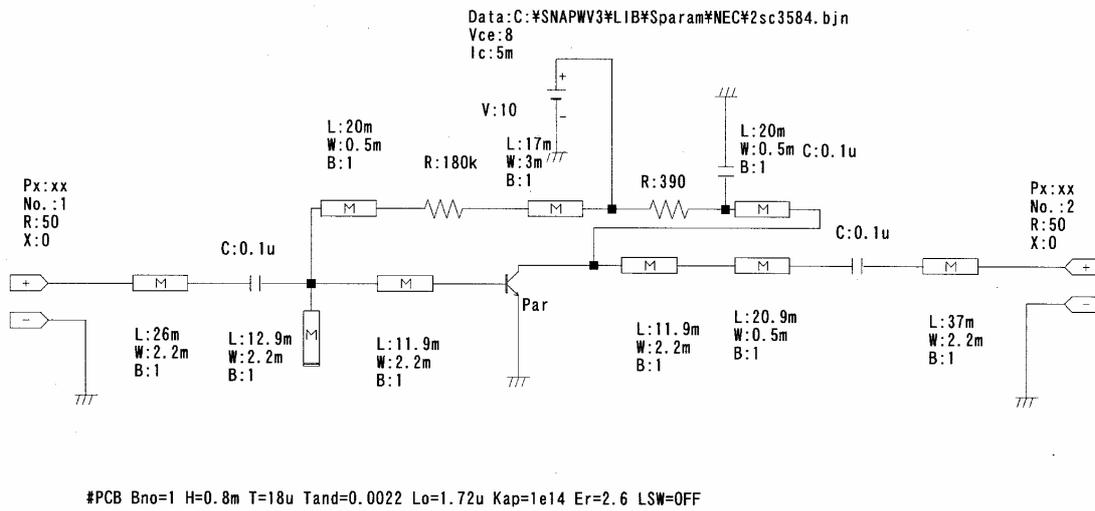


図7 シミュレーション回路例

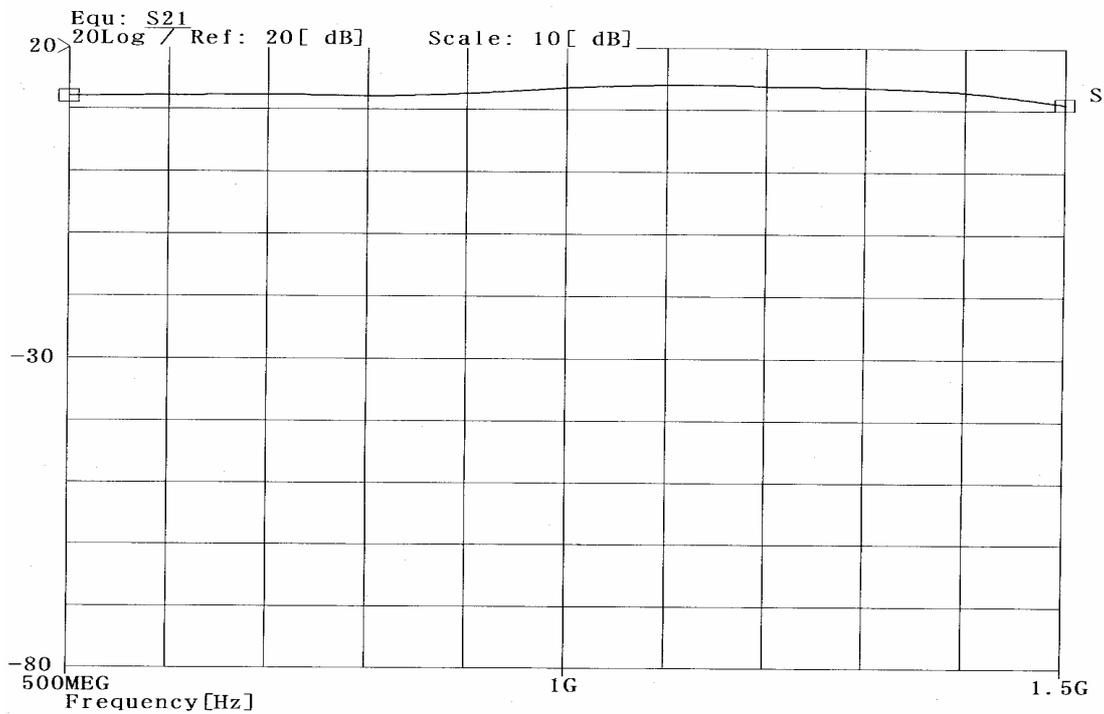


図8 シミュレーション結果(S21)

9 . パターン製作並びに測定結果

以上の設計、シミュレーションを元に、基板を作成しその特性を測定する。

(1) 図 9 は共振して設計通りの値が得られなかったパターンである。

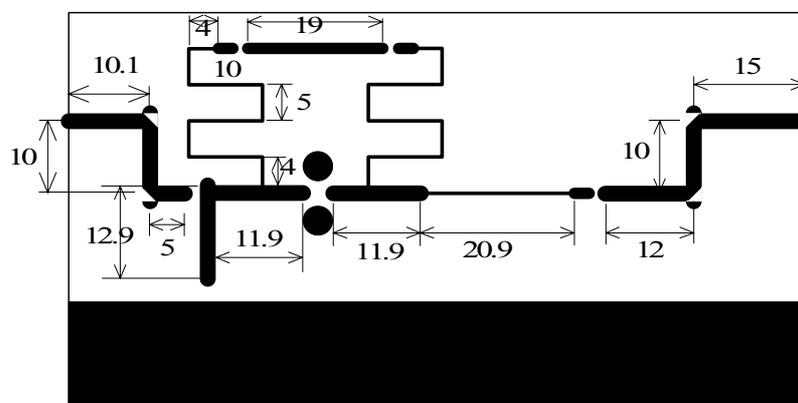


図 9 製作回路 1

(2) 図 10 は、ほぼ設計に近い特性が得られたパターンである。図 11 にその特性を示す。

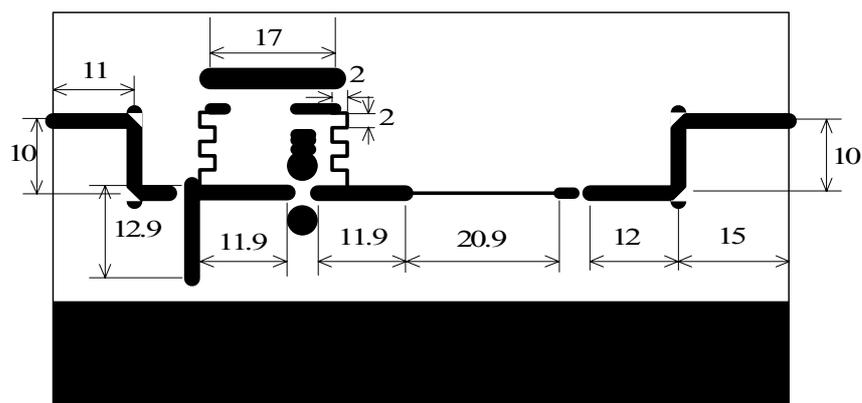


図 10 製作回路 2

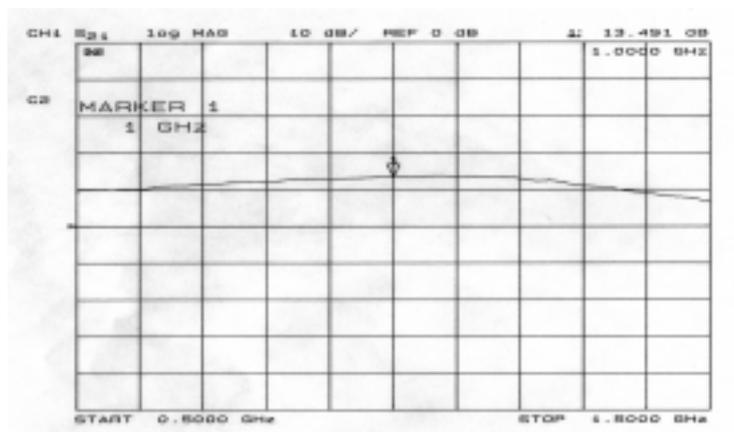


図 11 製作回路 2 の測定結果

IC タグのアンテナ特性評価

1. 実習名

IC タグのアンテナ特性評価

2. 実習の目的

IC タグあるいは RF-ID は、ユビキタスネットワークのキーデバイスである。しかし、どのような環境下でも利用が可能なのではない。本実習では、IC タグの基本原理を学ぶとともに、IC タグによる通信が金属物体によって被る影響を評価することによってアンテナ設計を学習する。

3. 主な使用機器類

品 名	形 式	数 量	備 考
ネットワークアナライザ	R3767CG	1	(株)アドバンテスト製
ループアンテナ	自作	2	
同軸ケーブル		2	
金属板	自作	1	
N / BNC 変換コネクタ			
露光装置	BOX W9-B		サンハヤト(株)製
エッチング装置	ES-10		サンハヤト(株)製
電磁界シミュレータ	JMAG-Studio Ver.8		(株)日本総合研究所製

4. IC タグとアンテナ

RFID は、IC タグやトランスポンダなどと呼ばれるデータキャリアの情報を、質問器やリーダーライタなどと呼ばれる読み込み装置によって、非接触で認識するシステムである。RFID システムの IC タグは、データを保持するチップと、アンテナから構成されている。アンテナとしてはパッチアンテナ、ダイポールアンテナ、ループアンテナ、八木アンテナなどがよく用いられる。リーダーライタと IC タグとの通信は電磁誘導方式やマイクロ波方式などいくつかの方式によって行われる。最も一般的に用いられるのが電磁誘導方式であり、送信アンテナ及び受信アンテナは電磁誘導結合などを介して結合して、情報がやり取りされる。周波数は 10 ~ 250KHz、13.56MHz、2.45GHz などが利用される（近々、950MHz 帯が割り当てられる予定）が、13.56MHz が最も一般的である。通信距離は、使用する方式やアンテナに

よって数 mm から数十 cm の範囲であり、マイクロ波方式の場合には数 m にもなる。

誘導結合の場合、アンテナ同士の間隔が短いと、結合はほとんどが交流磁界によって行われる。アンテナの形状や寸法は通信距離に応じて最適な設計が行われる。ここではループアンテナを例にして、アンテナ設計の基礎について学習する。

図 1(上)のような円形ループアンテナを考えると、その中心軸上における磁界強度は、

$$H = \frac{I \times N \times R^2}{2\pi \sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (1)$$

で与えられる。ここで、 I : 電流、 N : 巻数、 R : コイル半径、 x : アンテナ中心からの距離、である。

軸上における磁界強度は、アンテナ中心からの距離 x がほぼアンテナ半径 R に等しくなるところで最大となる。また、式 (1) からわかるように、それ以上離れると距離の 3 乗に反比例して低下する。

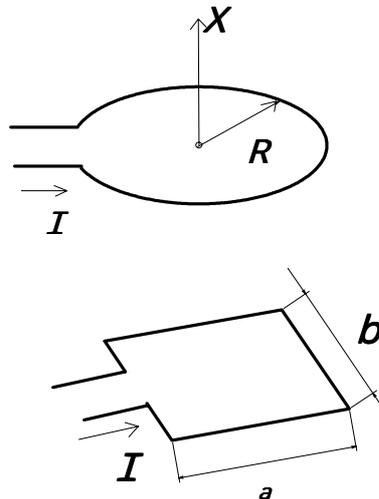


図 1 円形ループアンテナ (上) 及び方形ループアンテナ (下)

また、辺の長さが a, b である矩形のアンテナ (図 1 下) による磁界強度は、

$$H = \frac{N \times I \times a \times b}{4\pi \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2}} \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2} \right) \quad (2)$$

で表される。

5．実習手順及び測定結果

5 - 1 IC タグアンテナの作製

まず IC タグのアンテナを作製する。アンテナの作製は以下の手順による。

(1) マスクパターンの作製

設計した形状及び寸法に合わせて、透明フィルム（OHP シート）上にマスキングテープを使ってアンテナパターン（図2）を作製する。

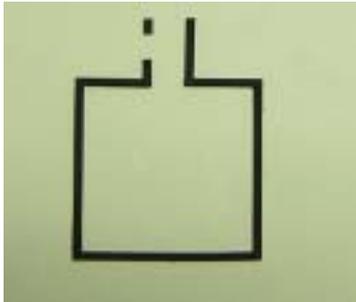


図2 マスクパターン



図3 感光基板

(2) 露光

作製したマスクパターンを感光基板（図3）と重ね合わせて露光装置（図4）の中に設置して、露光を行う。露光時間は3分である。

(3) 現像

露光が終わったら現像を行う（図5）。マスクで覆われていない露光部分のレジストが完全に除去されたことを確認。



図4 露光装置

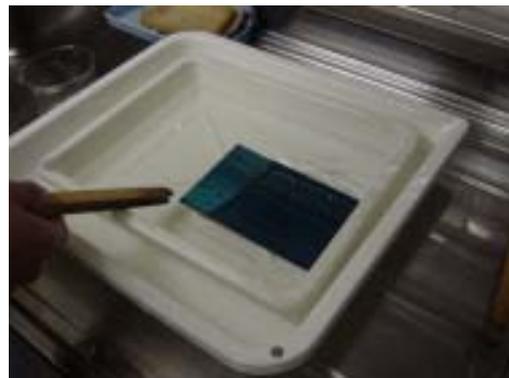


図5 現像処理

(4) エッチング

現像が終了したら、基板を乾燥させたあと、露出した銅箔部分のエッチングを行う(図6)。エッチング液は塩化第二鉄を使用する。エッチングのとき、アンテナ部分までエッチングする(オーバーエッチ)ことがないように注意する。

エッチングが終了したら、水洗いして、乾燥させる。そのあと、適当な寸法に基板を切断するとアンテナが完成する(図7)。



図6 エッチング

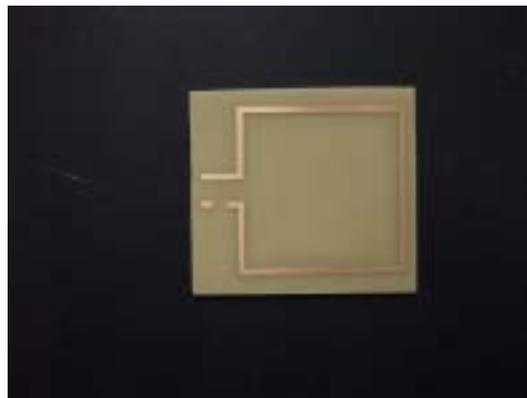


図7 完成したアンテナ

5 - 2 アンテナ特性の測定

この試作アンテナに BNC コネクタケーブルを接続する。そして、ネットワークアナライザによってそのインピーダンスを測定し、13.56MHz において共振特性が得られるように容量素子を付加する(図8)。



図8 試作アンテナへのコネクタ付け及び共振周波数調整

5 - 3 シミュレータによるアンテナ周辺の磁界強度解析

電磁界シミュレータを用いて、試作アンテナによって発生する磁界の強度分布を解析する。シミュレーションに用いたソフトウェアは株式会社日本総合研究所の JMAG-Studio Ver.8 である。本シミュレータは有限要素法に基づく解析ソフトウェアである。JMAG-Studio によって、先に試作した方形アンテナに相当するメッシュモデルを作成して解析を行った結果を図 9 に示す。解析には磁界解析モジュールである FQ モジュールを使用した。図 (a) はアンテナと直交する面内の、また (b) はアンテナを含む面内の磁界強度分布をそれぞれ示している。

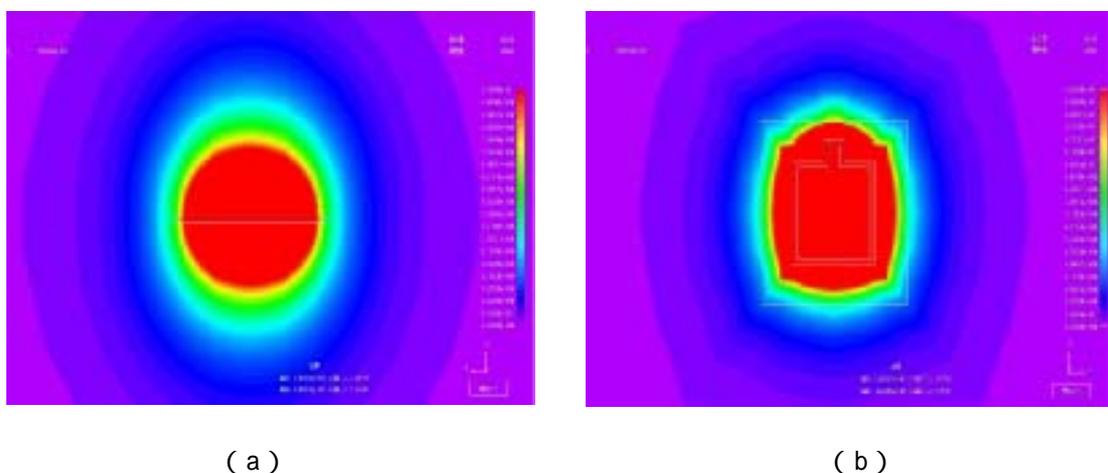


図 9 アンテナ周辺の磁界強度分布の計算結果

5 - 4 金属物体がアンテナ特性に与える影響の評価

IC タグに金属物体を近づけると、金属表面に発生する渦電流の影響で、磁界強度が弱められる。そのため、見かけ上、アンテナのインピーダンスが変化して、読み取り性能が劣化することが知られている。ここでは、この金属物体が IC タグの読み取り性能に与える影響について実習する。

まず、試作アンテナと金属板を用意して、図 10 のように両者の間の距離を変えられるようにする。そして、金属板との距離変化によってインピーダンスの周波数特性のずれ（変化）がどうなるかを測定する。アンテナ基板と金属板との距離は例えば 0、0.5、1.0、4.5、10mm とする。この距離の設定は、アンテナと金属板との間に、離隔距離に相当する厚みを有するプラスチック板を挟むことによって行う。離隔距離を設定したら、測定周波数を 13MHz から 18MHz まで掃引してネットワークアナライザでアンテナのインピーダンスを測定する（図 11）。

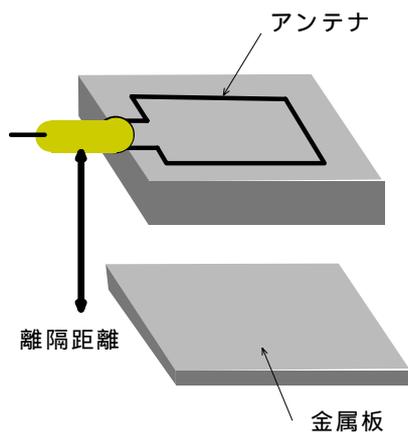


図 10 金属物体による影響の測定



図 11 ネットワークアナライザによるアンテナ特性の測定

測定結果は図 12 のようになる。金属板がないときには、設計通り、共振周波数 13.56MHz においてインピーダンスが最も低い特性になっている。ところが、金属板がアンテナに近づくにつれて、共振周波数は高い方へ大きくシフトすることが見てとれる。

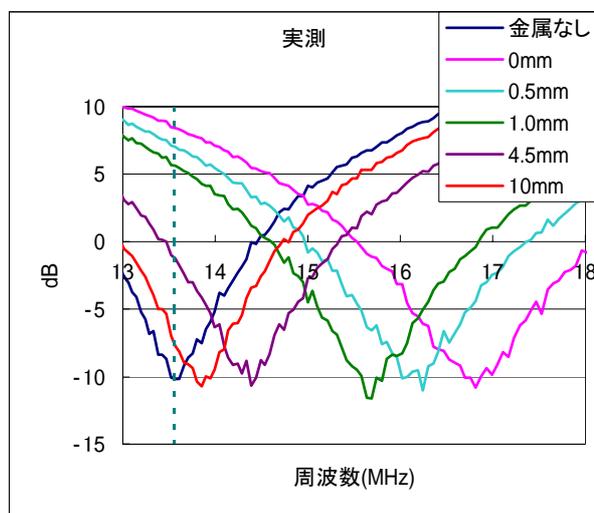


図 12 金属板による共振周波数のずれ (実験結果)

次に、この測定に相当する結果を電磁界シミュレータ JMAG-Studio によって解析する。アンテナと金属板との間隔として、0.5mm、4.5mm、10mm を仮定した。まず、金属物体との距離がこれらの値であるときの磁界強度分布を計算した結果を図 13 に示す。これらのグラフにおいて、磁界強度のカラーレベルは共通に設定されている。従って、金属板が下方から近づくとつれて、特に金属板側の磁界強度が大きく低下していることが一目でわかる。

一方、共振周波数のシフト量に関するシミュレーション結果を図 14 に示す。シフト量に多少の違いは見られるものの、実験結果と同様の傾向を示していることがわかる。

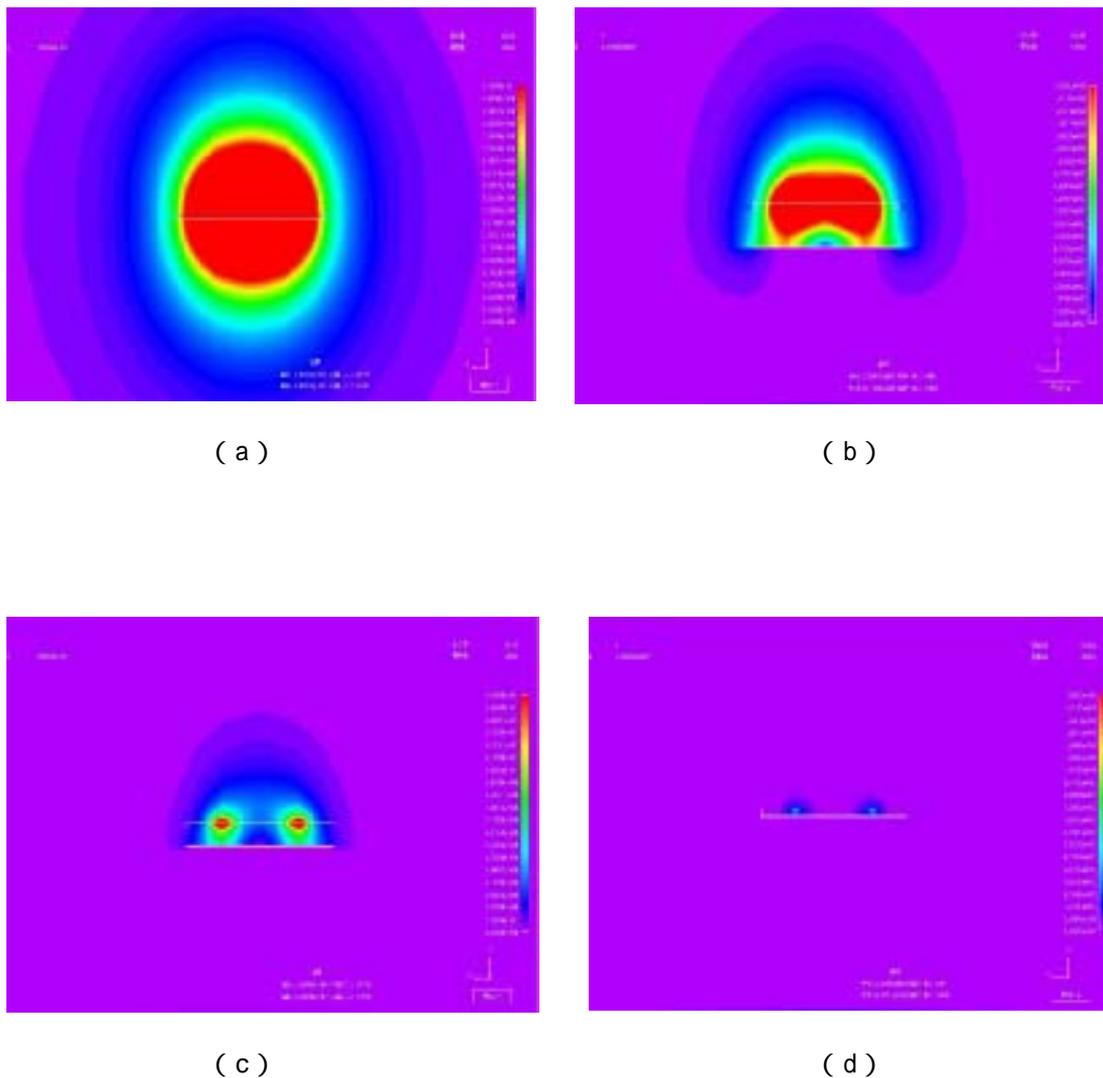


図 13 金属物体が近づいたときの磁界強度分布の変化

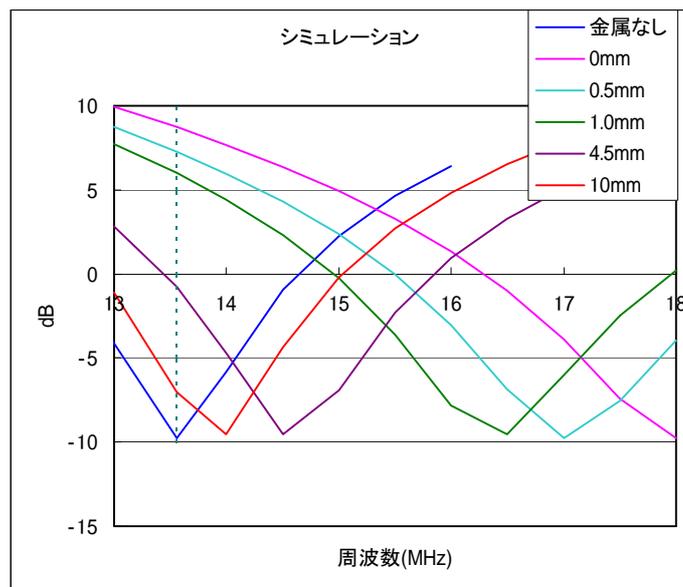


図 14 金属板による共振周波数のずれ (シミュレーション結果)

5 - 5 アンテナ結合特性の評価

次に、1対の送受信アンテナを対向させたときに、誘導結合によって受信アンテナに誘起される電圧を評価する (図 15)。この評価は、ネットワークアナライザによって S パラメータの S_{21} を求めることによって行った。

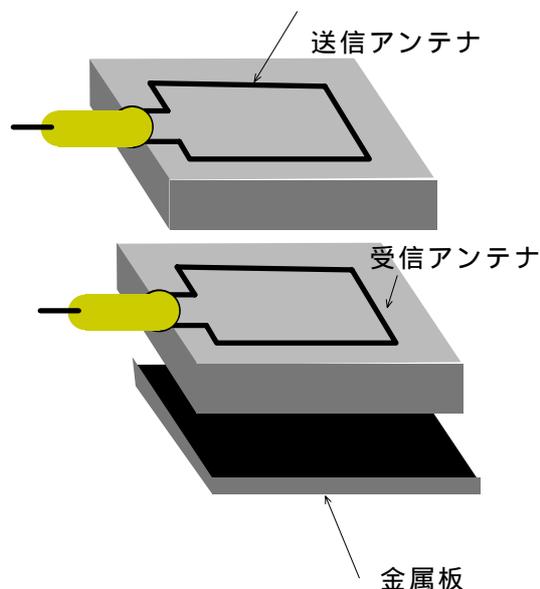


図 15 対向アンテナにおける結合特性の評価

図 16 (a) はアンテナを 4cm の間隔において対向させた場合の S_{21} 特性を、10MHz ~ 20MHz の周波数範囲で測定した結果である。赤いラインで表された Reference Level は -40dB で

ある。一方、同図 (b) は金属板を受信アンテナ近傍に近づけたときの S_{21} である。(a) に対して 8dB ほど低下していることがわかる。



図 16 対向アンテナの結合特性の測定結果

表 1 受信アンテナ誘導電圧に対する金属板の影響

	S_{21}
金属板なし	-51.53dB
金属板あり	-64.21dB

これに相当する計算を JMAG-Studio で行った結果が表 1 である。計算ではアンテナ間の距離を 37mm、アンテナと金属板との間隔を 0.32mm に設定した。金属板を近づけることによってアンテナ間の結合は 10dB 以上低下する計算結果になっており、図 16 の測定結果に近い値が得られている。

参考文献

- (1) RFID ハンドブック 非接触 IC カードの原理と応用 :
日刊工業新聞社 (2004 年 5 月)
- (2) 「貼り付ける・持ち歩く・ぶら下げる」 - RFID のデバイス技術 - :
電子情報通信学会誌 (2004 年 5 月号)

磁性シートを用いた筐体電磁ノイズ対策

1. 実習名

磁性シートを用いた筐体電磁ノイズ対策

2. 実習の目的

電子機器の筐体には、一般に放熱などを目的とした開口部が設けられる。しかし、筐体に開口部を設けると、電磁波が漏洩して、電磁シールド性能が劣化する。本実習では、さまざまな電磁ノイズ抑制対策に用いられている磁性シートの活用事例として、電子機器筐体からの不要輻射の抑制について実習する。

3. 主な使用機器類

品名	形式	数量	備考
電波暗室	TEN-733	1	テン社製
高周波信号発生器	SMY 02	1	ROHDE&SCHWARZ 製
スペクトラムアナライザ	R3131	1	ADVANTEST 製
ホーンアンテナ	BBHA 9120A	1	SCHWARZBECK 製
スリーブアンテナ		2	自作
高周波増幅器(1)	KM0102-30R	1	MILMEGA 製
高周波増幅器(2)	CPA9232	1	SCHAFFNER 製
RF ケーブル		2	
N/SMA 変換コネクタ			
磁性シート	MAB-03	適量	北川工業(株)製
電波暗箱		1	自作

4. 実習手順及び測定結果

4-1 測定配置

本実習で使用する機器類を上記 3. 主な使用機器類に示す。本実習ではこれらの機器類を図 1 のように接続する。送信アンテナであるスリーブアンテナ(図 2)及び受信アンテナであるホーンアンテナ(図 3)は、床面より 1.5m の高さで、かつ互いに 3m の間隔に設置する。高周波信号発生器からの信号は、パワーアンプを介して送信アンテナへ供給される。また、送信アンテナから放射された電波は、受信アンテナで受信され、スペクトルアナライザでその受信レベルが測定される。

本実習では、測定周波数は例えば 1.35GHz から 2.0GHz までとし、この周波数範囲を 1.35GHz ~ 1.65GHz (ローバンド) と 1.65GHz ~ 2.0GHz (ハイバンド) の二つの帯域に分けて測定を行う。

4 - 2 筐体みの場合のシールド性能

最初に、金属筐体のない状態で電界強度測定を行う。まず図1の送信アンテナとしてローバンド用スリーブアンテナを設置する(図4)。スペクトラムアナライザの測定周波数範囲と高周波信号発生器の掃引周波数範囲を 1.35MHz ~ 1.65MHz に設定する(図5)。このとき観測される受信電界強度及びスペクトラムアナライザの受信レベルを $E_0(f)$ 及び $V_0(f)$ とする(図6)。

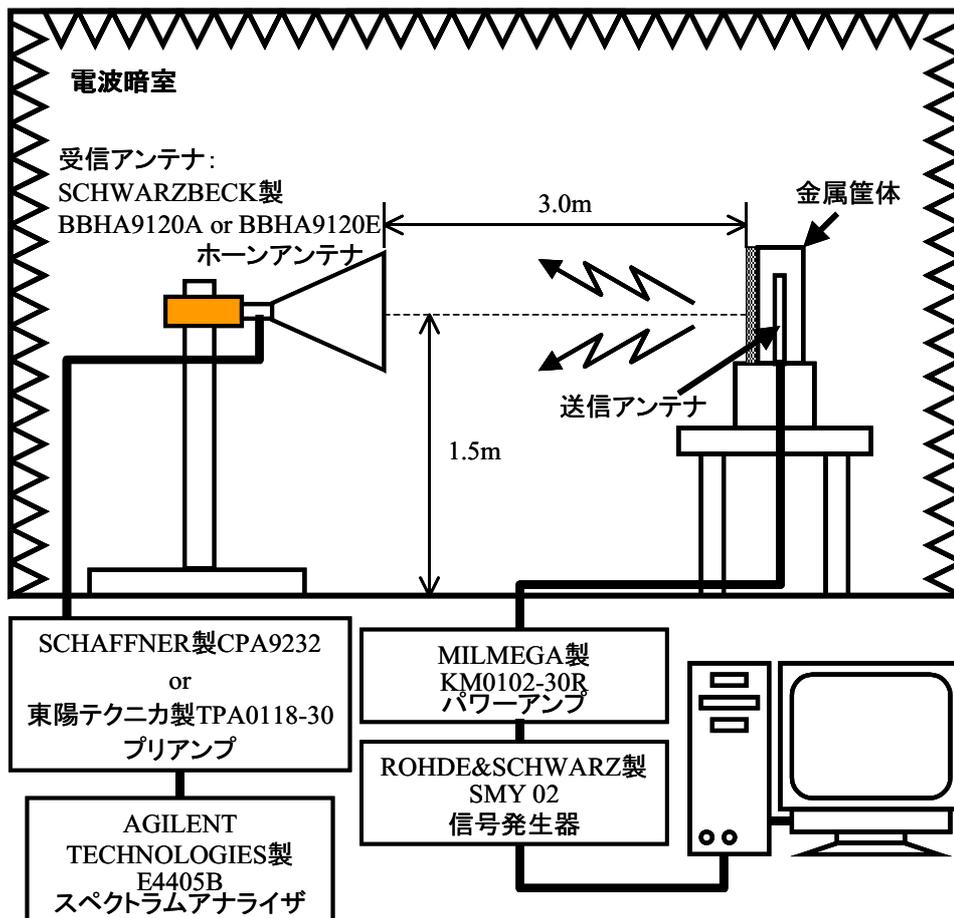


図1 実験配置



図 2 送信アンテナ



図 3 受信アンテナ

次に、送信アンテナを筐体（ $300 \times 300 \times 200\text{mm}$ ）の中に設置して（図 7）、同様の測定を行う。このとき最初は、筐体に磁性シートは貼らない。筐体の前面には、図 8(a) に示す直径 $\phi = 75\text{mm}$ の丸穴を有する金属板をネジで取り付ける（図 8(b)）。筐体を設置したときの受信電界強度及びスペクトラムアナライザの受信レベルを $E_1(f)$ 及び $V_1(f)$ とする。

これらの値から、各周波数における電磁シールド性能 $SE(f)$ は

$$SE(f) = E_0 - E_1 = V_0 - V_1 \quad (1)$$

で求められる。



図 4 基準受信レベルの測定



図 5 スペクトラムアナライザによる受信レベル測定

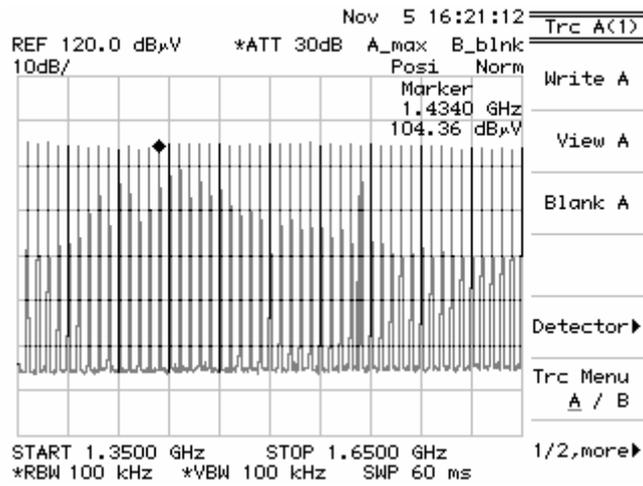
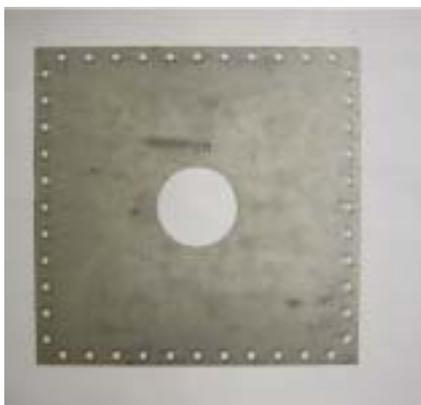


図6 金属筐体のないときのスペクトラムアナライザの受信レベル



図7 筐体内に設置された送信アンテナ



(a)



(b)

図8 丸穴開口部サンプル (a) と筐体への設置 (b)

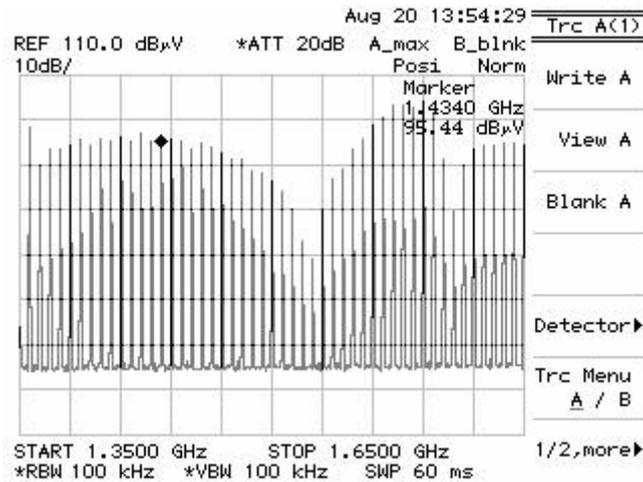


図9 丸穴開口部に対する受信レベル測定結果

アンテナのみを設置して測定したときの受信レベルを示す図6と違って、図9の測定結果には筐体の共振によると考えられる周波数特性が見られる。ここで、筐体寸法による共振特性の変化を調べるために、図10に示すように筐体の内部に金属板からなる衝立を筐体の背面あるいは側面に設置して同様の測定を行う。各筐体サイズ((a) 300×300×200mm、(b) 300×300×170mm、(c) 300×230×200mm)と、それぞれに対する共振周波数を式(2)に基づいて計算した結果を表1に、また先の手順で測定した受信レベルをHigh Band帯域も合わせて図11に示す。おおむね計算値に近い共振特性が得られていることがわかる。

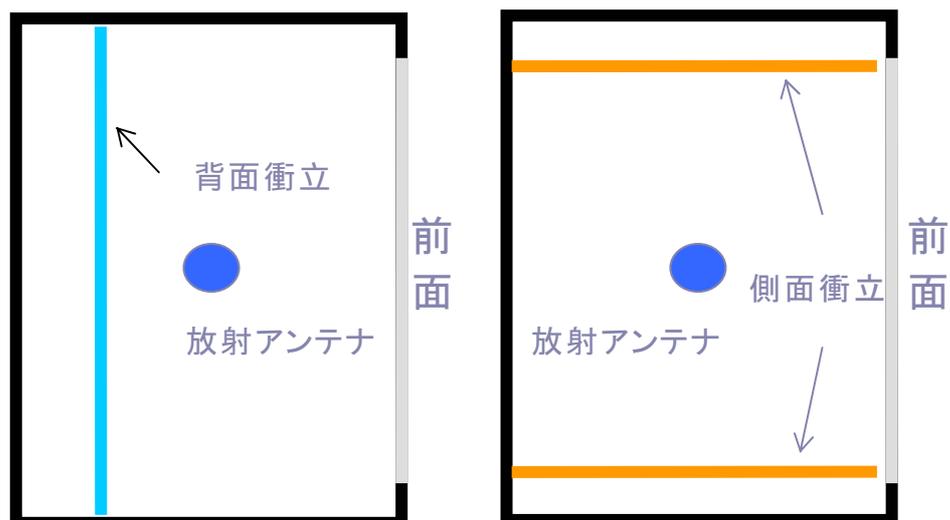


図10 衝立(金属板)による筐体寸法変更

表1 筐体寸法と共振周波数

m	n	p	周波数 (GHz)
3	0	0	1.500
3	1	0	1.581
2	2	1	1.681
3	0	1	1.754
3	2	0	1.803
0	0	2	1.818
1	0	2	1.886
...

(a) 衝立なし

m	n	p	周波数 (GHz)
0	3	1	1.677
1	1	2	1.710
1	3	1	1.799
0	2	2	1.803
2	2	1	1.807
1	2	2	1.917
3	0	0	1.957
...

(b) 側面衝立

m	n	p	周波数 (GHz)
0	0	2	1.500
3	0	0	1.500
2	2	1	1.601
3	0	1	1.677
2	0	2	1.803
2	1	2	1.871
3	2	1	1.953
...

(c) 背面衝立

$$\left(\frac{f}{300}\right)^2 = \left(\frac{m}{2A}\right)^2 + \left(\frac{n}{2B}\right)^2 + \left(\frac{p}{2C}\right)^2 \quad (2)$$

$m, n, p = 0, 1, 2, 3, \dots$

f : 周波数、

A : 幅、 B : 高さ、 C : 奥行

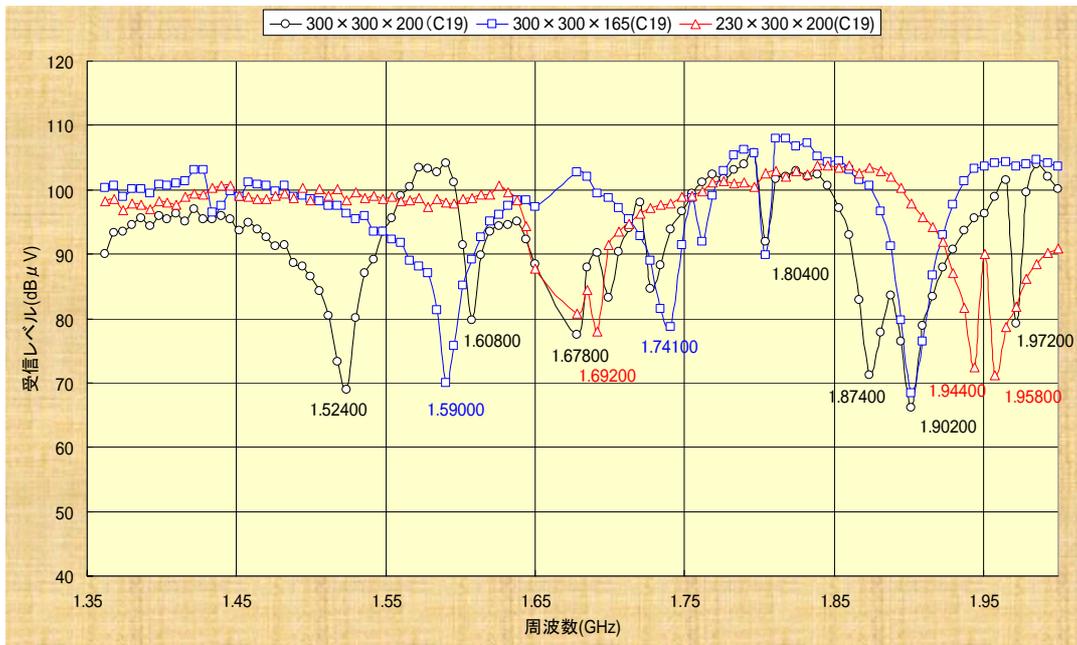


図11 筐体サイズの違いによる不要輻射レベル共振特性の変化

4 - 3 磁性シートを貼付した場合のシールド性能

次に、磁性シートを用いた不要輻射抑制対策の実験を行うために、図 12 のような磁性シート（吸収シート）を筐体内部の背面あるいは側面に貼り付けて（図 13）、同様の測定を行う。



図 12 磁性シート

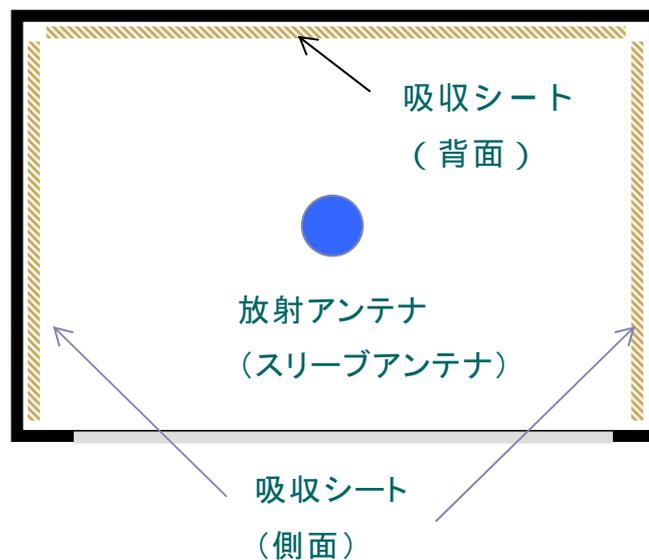
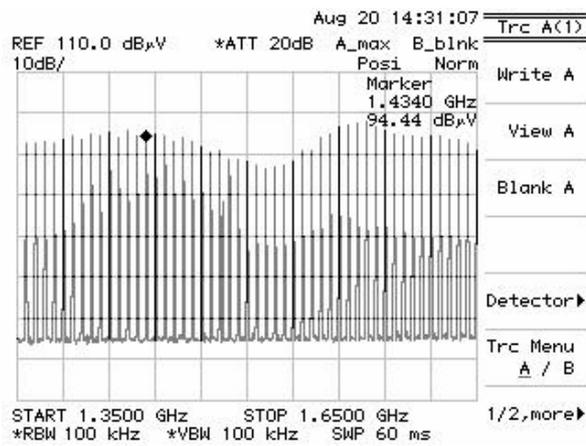
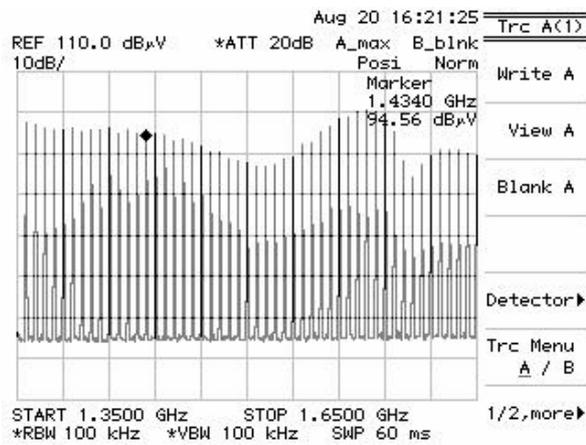


図 13 筐体への磁性シートの貼付位置

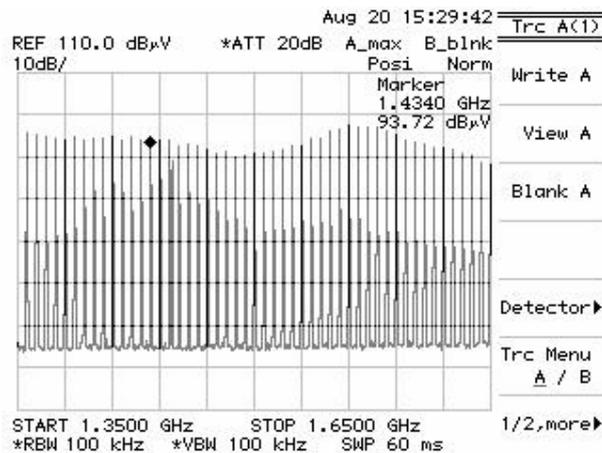
筐体の中に磁性シートを貼付して測定した受信レベルを図 14 (a) ~ (c) に示す。これらのレベルと、アンテナのみを設置したときのレベル（図 6）との差から、各々の貼付位置に対する電磁シールド性能を求める。その結果を図 15 に示す。



(a) 背面に磁性シート



(b) 側面に磁性シート



(c) 背面及び側面に磁性シート

図 14 磁性シートを貼付したときの受信レベル測定結果

図 15 から、磁性シートを筐体内部に貼り付けることにより、共振周波数におけるシールド性能の最悪値は改善されることがわかる。また、それ以外の周波数においても若干シールド性能はよくなっているが、顕著な改善効果は見られない。

図 16 は Low Band と High Band の両方の結果をまとめて、周波数範囲 1.35GHz ~ 2.00GHz にわたる受信レベルを示している。

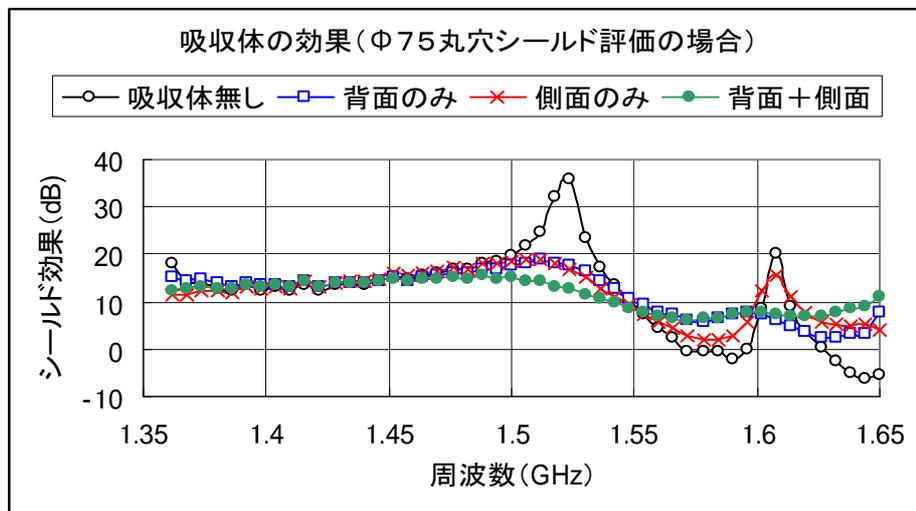


図 15 磁性シートを貼付したときの電磁シールド性能

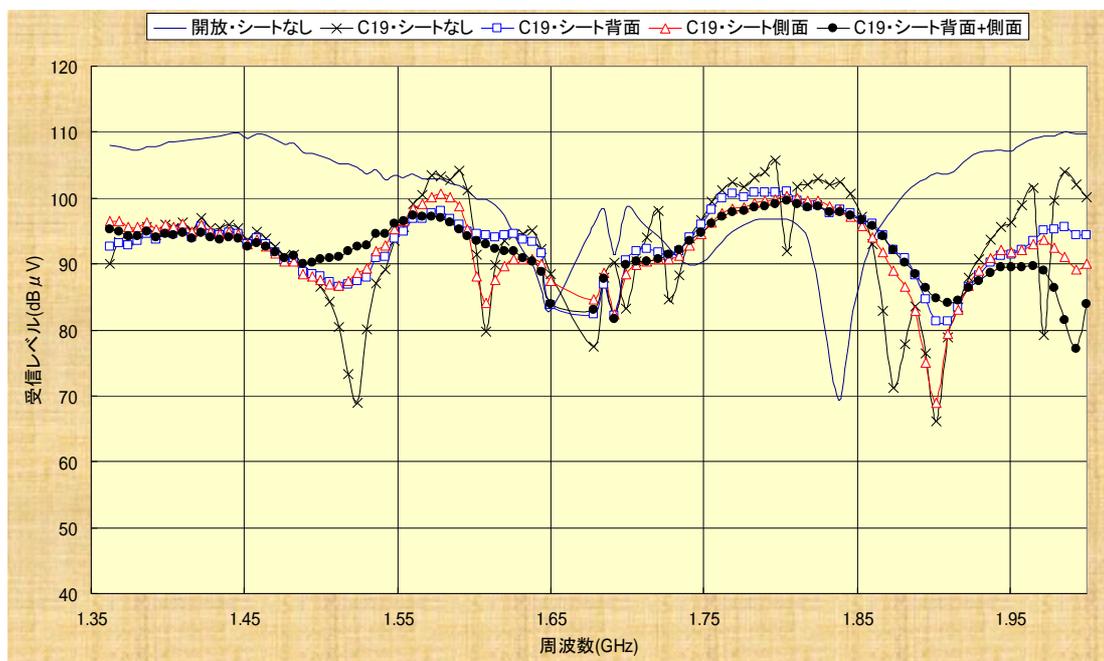


図 16 丸穴開口部を有する筐体からの不要輻射

5. 電磁界シミュレータによる解析

次に、電磁界シミュレータを用いて電子機器筐体からの不要輻射のシミュレーションを行う。使用するシミュレータは(株)日本総合研究所の JMAG-Studio Ver.8 である。本ソフトウェアは有限要素法に基づく解析ツールである。ここでは丸穴開口部を例にして、解析を行う。図 17 は解析に用いた筐体のメッシュモデルである。実際の解析は対称性を考慮して、1/4 モデルによって行う。

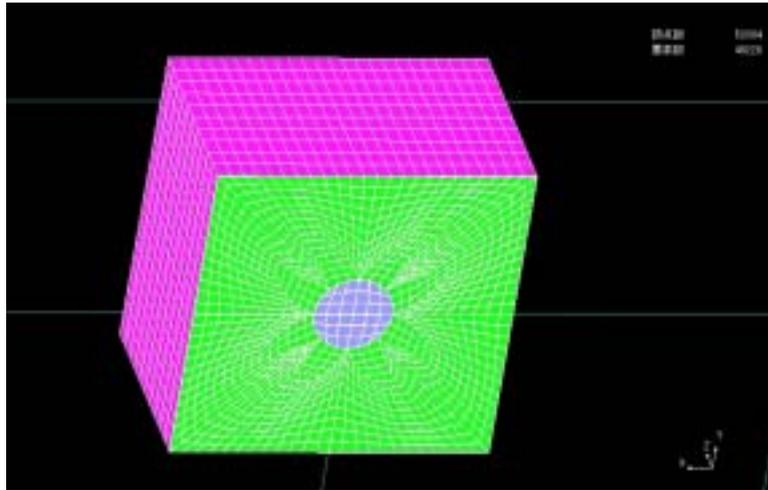


図 17 丸穴開口部を有する筐体のメッシュモデル

解析においては、まず、筐体近傍に設定した境界面において、等価表面電流を計算し、その結果を基にして、筐体開口部から 3m の距離における遠方界を求める。

図 18 は筐体内部及び近傍における電磁界強度の分布を示している。同図において、左から順に、磁性シートを側面、背面に貼付した場合、及びシートを貼付しない場合をそれぞれ示している。

同様に、図 19 は遠方界を求めた結果である。結果の順番は図 18 と同じである。図から明らかなように、磁性シートを貼った場合に不要輻射レベルが低減していることがわかる。

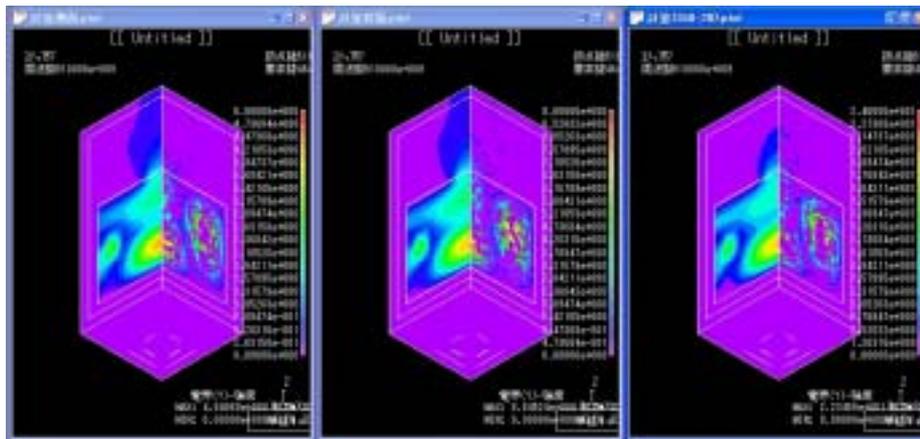


図 18 筐体内部及び近傍の電磁界強度分布
(左：側面シート、中：背面シート、右：背面シート)

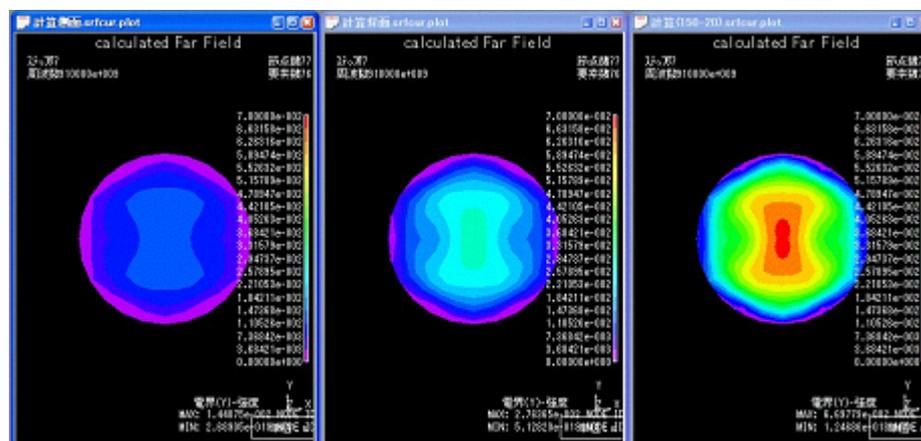


図 19 遠方界の解析結果
(左：側面シート、中：背面シート、右：背面シート)

これらの結果を一覧にグラフ化したものを図 20 に示す。この結果は、先の測定結果と傾向が似ている。すなわち、磁性シートを筐体内部に貼付することの効果は、筐体共振によると思われる周波数においては、かえってレベルが増大するケースが多いものの、一方では不要輻射レベルの最悪値が改善される。また、共振点以外の周波数では、磁性シートによってレベルは若干（数 dB オーダ）低下することもわかる。

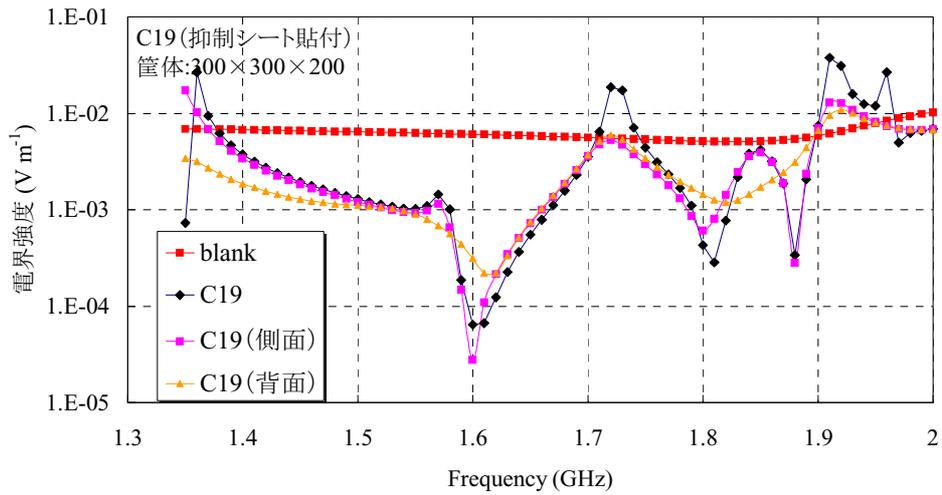


図 20 磁性シートを貼付した場合の不要輻射の計算結果

参考文献

(1)「電子機器の電子ノイズ対策に関する研究」

- 電子機器筐体開口部の GHz 帯電磁シールド性能に関する実験的検 - :
 中部エレクトロニクス振興会、愛知県産業技術研究所、名古屋市工業研究所
 (平成 16 年 3 月)

(2)「ユビキタス IT 対応型実装技術の開発」:

名古屋市工業研究所及び中部エレクトロニクス振興会による平成 16 年度共同研究

TEM セルを用いたイミュニティ特性の測定

1. 実習名

TEM セルを用いたイミュニティ特性の測定

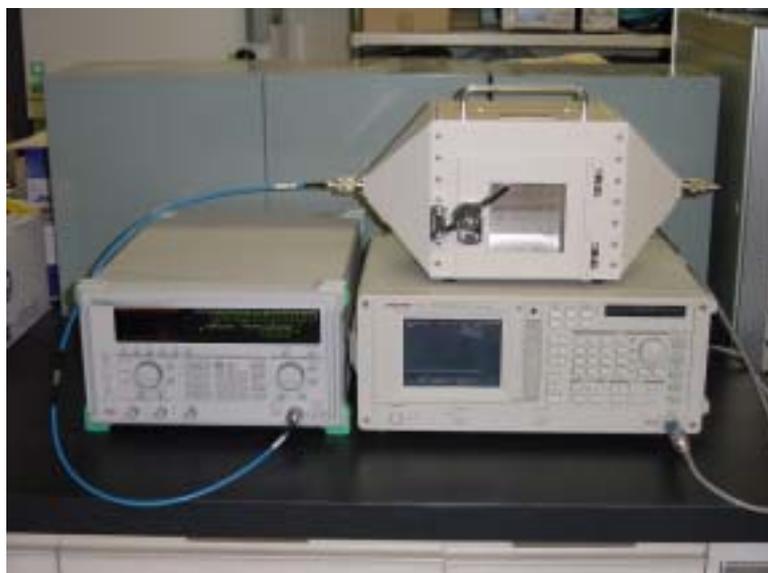
2. 実習の目的

TEM セルを用いて、同軸ケーブル及びCATV用保安器のイミュニティ特性の測定を行う。
また本実習を通して、 TEM セルの特徴及び使用方法、 各種高周波測定器類の操作方法、 イミュニティ特性の測定・計算方法等を習得する。

3. 主な使用機器類

品名	型式	数量	備考
TEM セル		1	協立電子工業製
スペクトラムアナライザ	R3131	1	アドバンテスト製
高周波標準信号発生器	MG3641A	2	アンリツ製
N/SMA 変換コネクタ		4	ヒロセ製
終端器	F 型	3	シンクレイヤ製
終端器	SMA 型	3	ヒロセ製
F 型中継コネクタ	メス - メスタイプ	2	
高周波測定用ケーブル	両端 SMA 型	1	ケーブル長：1m
高周波測定用ケーブル	両端 F 型	1	ケーブル長：1m
同軸ケーブル	S4CFB 75 系	2	
CATV 用保安器	AH-77WS	1	シンクレイヤ製

4. 実習手順及び測定結果





【手順 1】

標準信号発生器 (SG) の RF 出力端子及び TEM セルの信号入力端子に N/SMA 変換コネクタを接続する。

【手順 2】

SG と TEM セルを 50 系セミリジットケーブルで接続する。



【手順 3】

TEM セルの出力端子に N/SMA 変換コネクタ及び終端器を接続する。



【手順 4】

TEM セル裏面の 75 系出力端子 (F 型) と スペクトラムアナライザの 50 系入力端子間を 75 系同軸ケーブルで接続する。

スペクトラムアナライザの 50 系入力端子には必ず 50/75 インピーダンス変換パッド及び N/F 変換コネクタを挿入する。

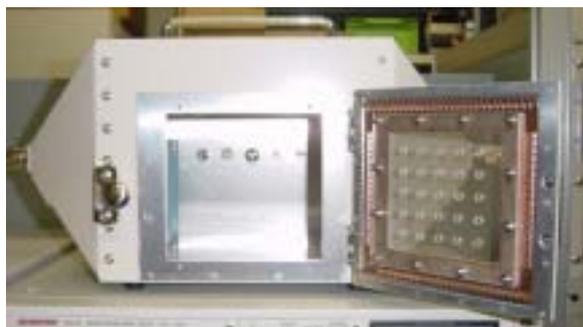




【手順 5】

SG の RF 出力レベルを 10dBm、周波数を 1000MHz に設定し CW 信号を出力する。

(無変調信号)



【手順 6】

TEM セル表面のフタを開ける。



【手順 7】

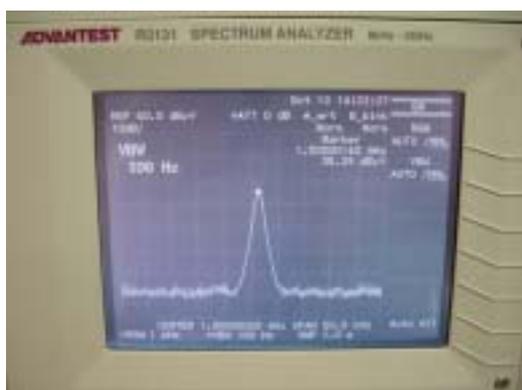
TEM セル内の全ての RF コネクタに終端器を接続する。

(F 型終端器 2 ヶ所、SMA 型終端器)

【手順 8】

TEM セルのフタを閉めない状態でスペクトラムアナライザの波形を確認する。

(大きな漏れ信号が観測される)



< スペクトラムアナライザの設定条件 >

中心周波数 : 1000MHz

周波数スパン : 5KHz

REF : 60dB μ V

ATT:0dB

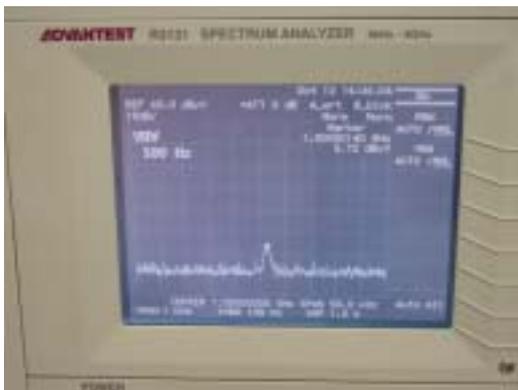
VBW : 10Hz

RBW : 1KHz



【手順 9】

TEM セル表面のフタを開ける。



【手順 10】

この時、漏洩信号レベルを確認する。左図のように比較的大きな漏洩信号が発生した場合は、各種対策を講じる。

- ・ フタの閉め直し
- ・ コネクタ、ケーブルの締付け確認
- ・ 終端器を完全シールド型に変更
- ・ ケーブルの交換
- ・ フタ部のアース接触片の確認
- ・ その他

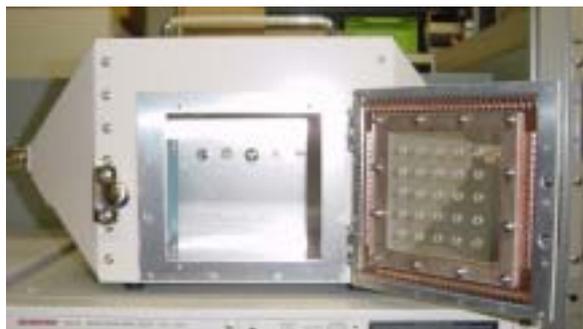


【手順 11】

TEM セルと SG の離隔距離を若干離すことにより、漏洩信号レベルが大幅に改善することもある。

左図参照





【手順 12】

TEM セルのフタを再度開ける。



【手順 13】

被測定物の保安器入力端子に 75 系測定ケーブルを接続する。また出力端子には 75 系終端器を接続する。



入・出力端子を間違えないよう注意
(左図参照)



【手順 14】

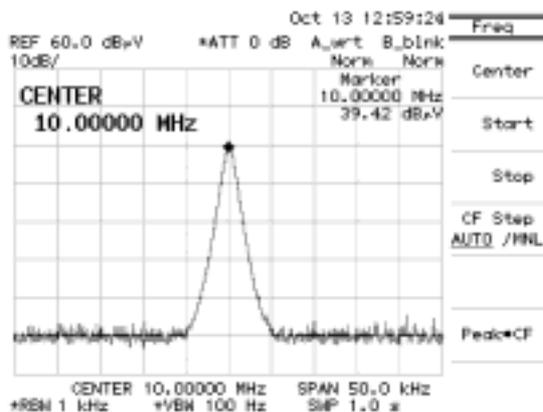
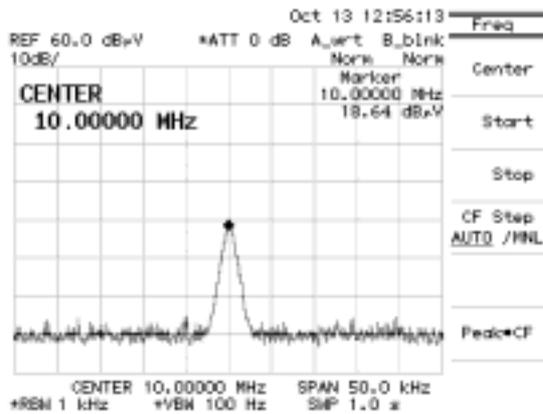
左図のように保安器を TEM セル内に挿入して、測定ケーブルを TEM セル裏面の F 型コネクタと接続する。

左図参照



【手順 15】

TEM セルのフタを閉める。



【手順 16】

スペクトラムアナライザの中心周波数を 10MHz に、SG の信号周波数を 10MHz に設定変更し、被測定物（保安器）への飛込みレベル（左図のマーカ値：18.64dB μ V）を測定する。

10MHz の測定後、20、30・・・1000MHz と順次周波数を変更し、測定を実施する。

【手順 17】

次に、被測定物の保安器入力端子に 75 系終端器を接続する。また出力端子には 75 系測定ケーブルを接続する。

入・出力端子を間違えないよう注意（左図参照）

【手順 18】

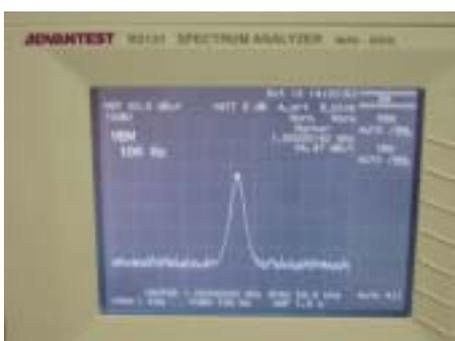
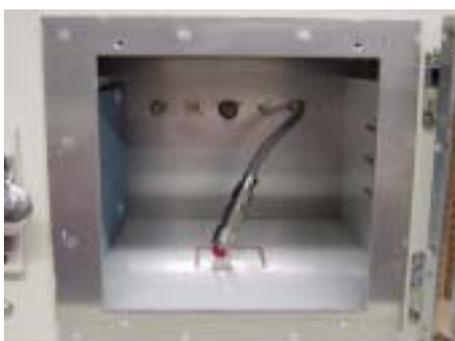
左図のように保安器を TEM セル内に挿入して、測定ケーブルを TEM セル裏面の F 型コネクタと接続する。

左図参照

【手順 19】

TEM セルのフタを閉める。

その後、手順 16 と同様に 10～1000MHz の被測定物（保安器）への飛込みレベル（左図のマーカ値：39.42dB μ V）を測定する。



【手順 20】

被測定物とコネクタを結ぶ測定ケーブル自体がイミュニティに弱い場合がある。このため、測定ケーブル単体のイミュニティ特性を確認することが重要である。左図は試作した、同一形状・構造の 2 本の測定ケーブル (A、B) である。

まず、測定ケーブル (A) を TEM セル内に挿入し、片側をコネクタに接続、もう片側を 75 系終端器に接続する。

(左図参照)

【手順 21】

TEM セルのフタを閉める。

その後、手順 16 と同様に 10 ~ 1000MHz の被測定物 (測定ケーブル (A)) への飛込みレベルを測定する。

【手順 22】

次に、被測定物を測定ケーブル (A) から (B) に取替え、手順 16 と同様に 10 ~ 1000MHz の被測定物への飛込みレベルを測定する。

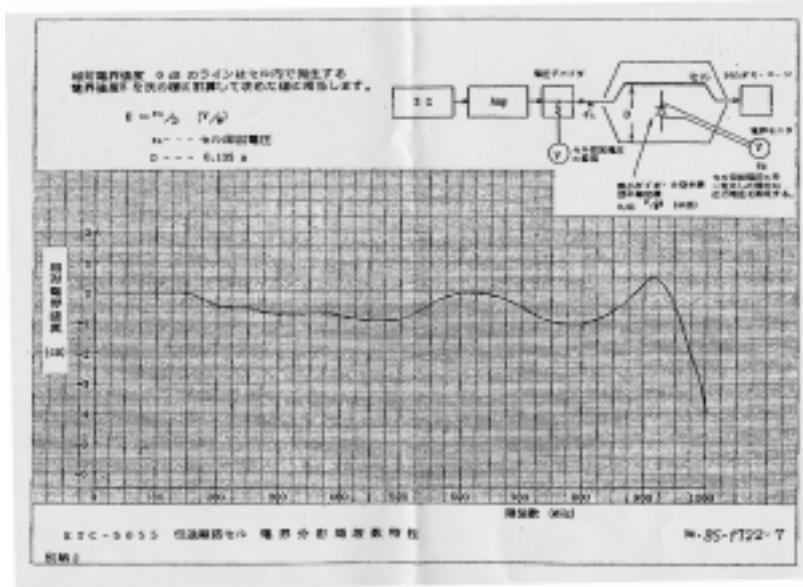


図1 伝送線路セル 電界分布周波数特性

【手順 22】

TEM セル内における周波数別の電界強度について、下式を用いて計算する。

補正係数 = 0dB 時の電界強度は、

$$E = \frac{e_s}{D} \quad (V/m) \quad \dots\dots (1)$$

E : 電界強度、 e_s : セル印加電圧 (V)、 D : 0.135 (m)

【例】 周波数 : 450MHz、印加電圧 : 10dBm (50 系) の時、TEM セル内電界強度を計算する。

$$10\text{dBm} = 0.01\text{W} \text{ より、 } e_s = \sqrt{50 \times 0.01} = 0.707(V) = 0.707 \times 10^6 (\mu V) \quad \dots\dots (2)$$

(1)式及び(2)式より電界強度 E を求めると

$$E = \frac{0.707 \times 10^6}{0.135} = 5.237 \times 10^6 (\mu V/m) \quad \dots\dots (3)$$

(3)の値を dB μV/m に換算すると、

$$20\text{Log}_{10} E = 134.38 \quad (dB\mu V/m) \quad \dots\dots (4)$$

最後に、上図の補正值 (-1dB at 450MHz) を(4)式に加えると、

$$E_{f=450\text{MHz}} = 134.38 - 1 = 133.38 \quad (dB\mu V/m) \quad \dots\dots (5)$$

となる。

このような手順で 10 ~ 1000MHz における、TEM セル内の電界強度を求める。

【手順 23】

イミュニティの計算を実施する。

イミュニティ (dB) = (TEM セル内の電界強度) - (被測定物への飛び込みレベル)

(例) $E_{f=450MHz} = 134.38 - 1 = 133.38$ (dB $\mu V/m$)、飛びこみレベル : 33.38dB μV の時

イミュニティ = 100 (dB) となる。

このような手順で 10 ~ 1000MHz における、イミュニティを求める。

5 . 実習のまとめ

今までの実験結果について下図を参照し、グラフにまとめる。

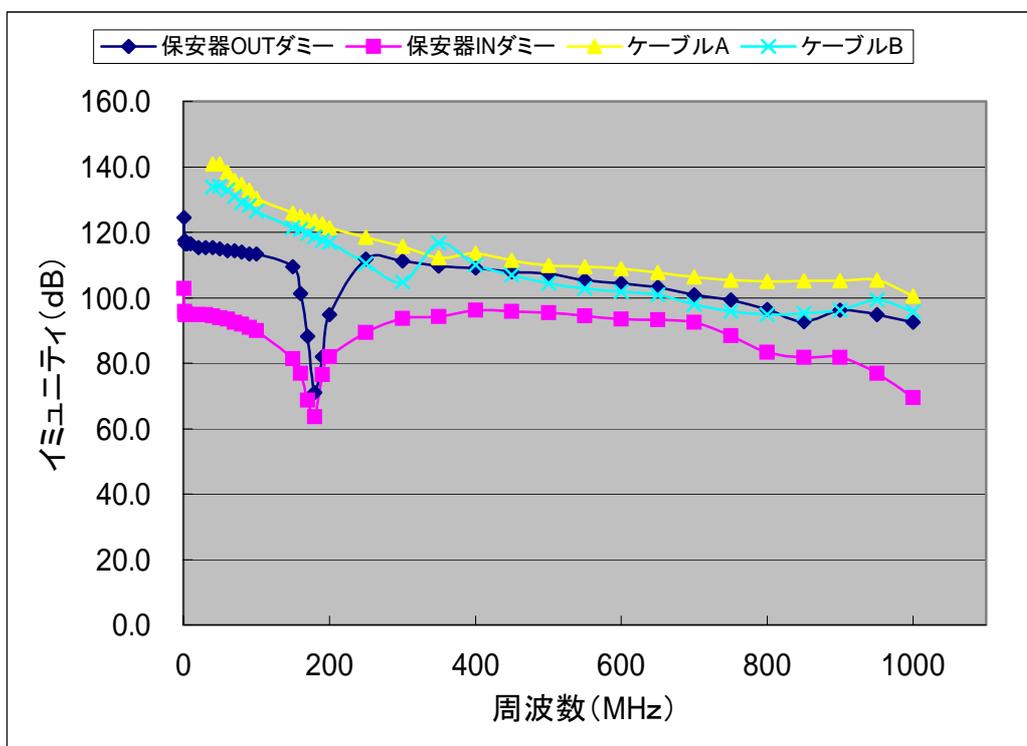


図2 保安器及び測定用ケーブルのイミュニティ特性

< 測定結果と考察 >

- ・ 保安器のイミュニティ特性が 200MHz 付近で急激に悪化している。(IN、OUT ダミー時の両方)
- ・ 保安器の IN 側ダミー時のイミュニティ特性が一番悪い。
保安器に妨害波が飛び込み、出力側 (顧客端末側) に妨害波を流しやすくなる。
(ゴースト障害の原因となる)
- ・ 保安器の OUT 側ダミー時のイミュニティ特性も若干悪い。
保安器に妨害波が飛び込み、入力側 (センター側) に妨害波を流し易くなる。
(流合雑音の原因となり、ケーブルインターネットの通信品質の劣化につながる)

- ・ ケーブル A、B のイミュニティ特性が若干異なる。
コネクタのカシメ具合により、飛込みレベルが変動。(施工時に注意が必要)
- ・ 被測定物に接続したケーブル長を変えて、測定を実施する必要有り。
イミュニティ最悪点の周波数が変化する場合有り。

6. 関連知識 (応用問題等)

イミュニティ特性の悪化が原因で発生する、テレビゴースト障害について
(テレビ電波の強電界地域に保安器を設置して、CATV に加入した場合を想定)

受信チャンネルを VHF の CH8 (192 ~ 198MHz)、電界強度を $E = 95\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 、CATV センターから伝送された TV 信号の保安器入力レベルを $D = 60\text{dB}\mu\text{V}$ と仮定する。

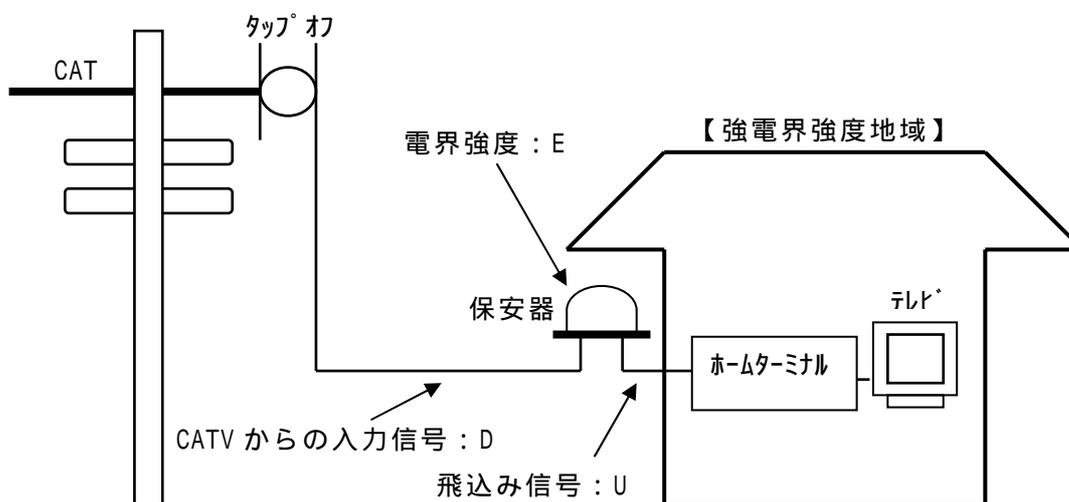
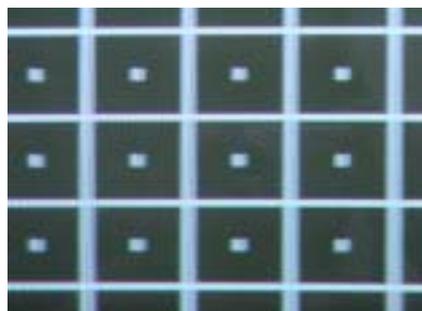
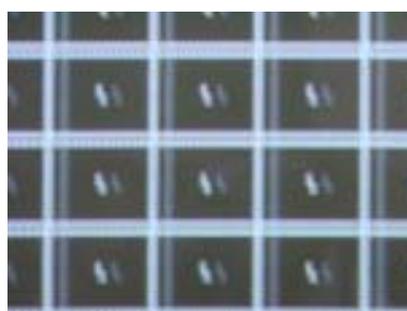


図 3 強電界地域における CATV 加入者宅のモデル (例)

保安器の出力端子に発生する飛込みレベルは、図 2 より $U = 95 - 62 = 33\text{dB}\mu\text{V}$ となる。従って、受信端末におけるゴーストの DU 費は、 $D / U = 60 - 33 = 27\text{dB}$ となり、ゴースト障害が発生する可能性が高くなる (前ゴースト)。



ゴーストが無い場合



後ゴーストが発生した場合

図 4 ゴースト障害の一例 (線が二重にぼけている)

TEM セル（伝送線路セル）とは

TEM セルは米国の NBS において、電界強度校正の目的で、既知の TEM 波の電界を正確に発生させるための装置として開発された。本セルは、ポケットベルや携帯電話の受信感度試験等に利用され、また電子装置や電子部品の EMI（Electromagnetic Immunity）の試験にも使用されている。

TEM セルは矩形同軸線路部と 50 Ω の同軸ケーブルを接続するための両端テーパ加工されたテーパ部から構成されている（図 5 参照）。セルの一方の端子に特性インピーダンス 50 Ω のダミー（終端器）を接続し、他方の端子から信号発生器などを接続して高周波エネルギーを加えると、セル内部に均一な電磁界が発生する。

セル内の中央付近では、電界ベクトル E は中心導体に対して垂直で、大きさもほぼ均一とみなすことができる。この均一な電界の空間場は、セルの中心部において、矩形同軸線路部の上壁（又は下壁）と中心導体からなる断面積の約 $1/9$ の範囲で、電界強度の偏差は $\pm 1\text{dB}$ となっている。従って供試器の寸法は、この範囲内に収まることが望ましい。

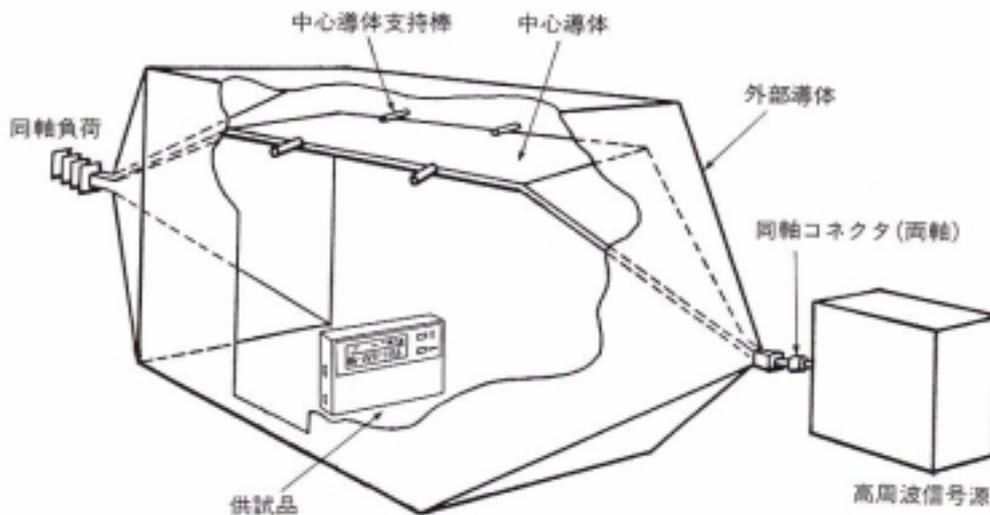


図 5 TEMセルによる測定例

ここで、セル内で発生する電界強度 E は、次のように求められる。

$$E = \frac{e_s}{D} \quad (V/m)$$

e_s : セル印加電圧 (V)、 D : 中心導体から上壁（又は下壁）までの間隔 (m)

TEM セルの使用可能な上限周波数は、セルの大きさ（断面の寸法）で決まる。セルが大きい程、大きな供試器が測定できるが、反面使用できる上限の測定周波数が低くなる。

保安器とは

保安器は、CATV 施設と宅内設備の接続点に設置されるもので、有線電気通信法施行令でその設置が義務付けられている。保安器の主な機能は、

- ・ CATV 施設からの引込線を通して宅内へサージ電圧が侵入するのを阻止すること。
- ・ 施設のケーブルが電力線への接触事故を起こした場合、強電流が宅内に流れ込まないように阻止すること。

である。従って、保安器内部にはサージ吸収用のアレスタやローパスフィルタが組込まれており、さらに施設側の外部導体は接地端子を通して必ず接地するようになっている。また、施設側の外部導体と宅内側の外部導体はコンデンサで直流的に絶縁された構造になっている。

保安器のアース配置は、このような特殊な構造となっているため、EMC に弱いと言われており、今後は EMC 特性の優れた保安器が開発されることが期待されている。



図 6 保安器の外観写真

7. 参考文献

- (1) 伝送線路セル KTC-5055 取扱説明書 (協立電子工業株式会社)
- (2) CATV 総合技術・実務必読本 (オーム社)
- (3) ケーブル LAN システム技術資料 CTC G-028 (ケーブルテレビ協議会 技術委員会)

ESD とノイズ

1. 実習名

ESD とノイズ

2 実習の目的

電子素子に発生するノイズは内部ノイズと外部ノイズに大別できる。内部ノイズとしては、

- 1) 熱ノイズ
- 2) ショットノイズ

がある。また、外部ノイズとしては、

- 3) 静電誘導に基づくノイズ
- 4) 電磁誘導に基づくノイズ
- 5) ESD に基づくノイズ

がある。これらのノイズの特徴を理解する。さらに、ノイズ対策として、

- 6) 電磁シールド
- 7) イオナイザ

の効果を理解する。

3 実験実習の手順および測定結果

3 - 1 室内の電界、磁界に基づくノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図1 に示すように、オシロスコープのアースリードを接地する。
- 2) プローブを人体(導体) に接続する。
- 3) このとき、オシロスコープに現れる波形(ノイズ波形) を観測する。

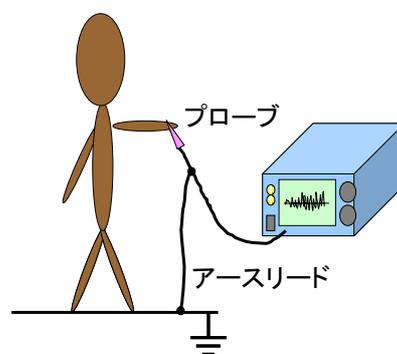


図1 室内の電界、磁界に基づくノイズの測定方法

(2) 測定結果

図2 にノイズ波形の観察結果の一例を示す。

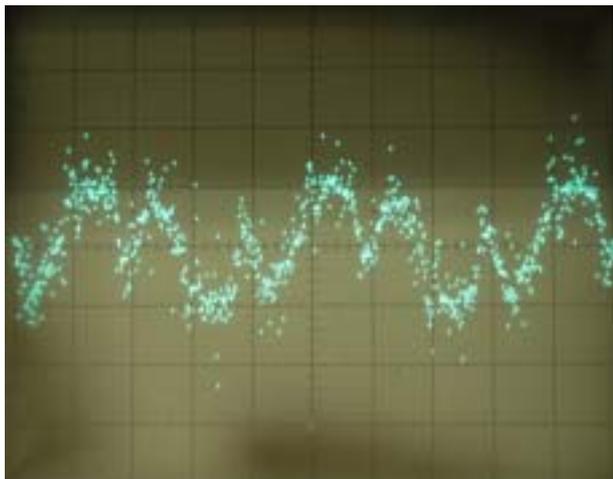


図2 室内の電界、磁界に基づくノイズの測定結果

3 - 2 熱ノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 導線、1k の抵抗、1000M の抵抗器用意し、それぞれの抵抗にオシロスコープのプローブのチップとアースリードを接続する。
- 2) このとき、オシロスコープに現れる波形（ノイズ波形）を観測する。

(2) 測定結果

図3 にノイズ波形の観察結果の一例を示す。

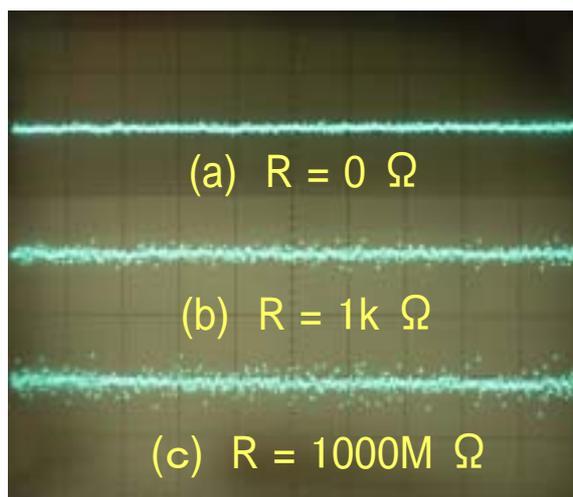


図3 熱ノイズの測定結果

3 - 3 ショットノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図4 に示すように抵抗器（100 Ω）LED を結線する。

- 2) DC 電源を 0V とし、オシロスコープに現れる波形（ノイズ波形）を観測する。
- 3) DC 電源を 1.8V とし、オシロスコープに現れる波形（ノイズ波形）を観測する。

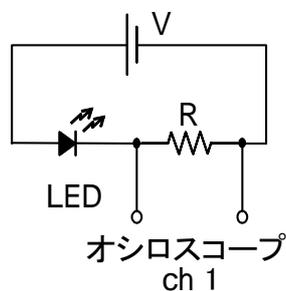


図 4 ショットノイズの測定方法

(2) 測定結果

図 5 は LED に電流を流さない場合のノイズ波形の観察結果の一例である。また、図 6 は LED に電流を流した場合のノイズ波形の観察結果の一例である。

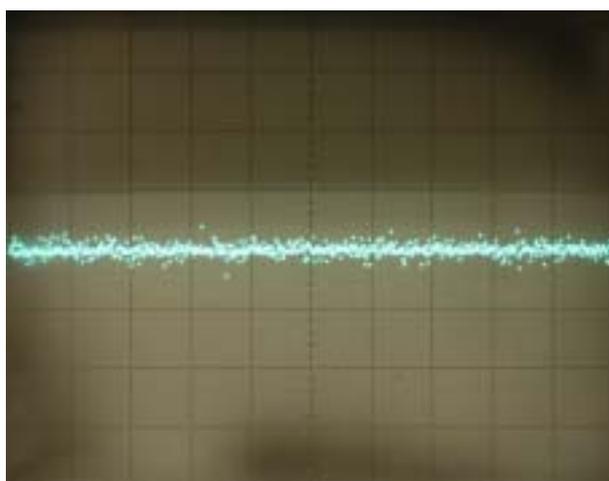


図 5 LED に電流を流さない場合のノイズの測定結果

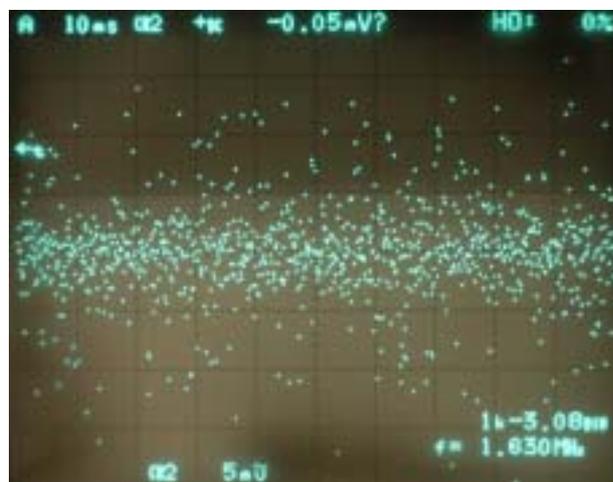


図 6 LED に電流を流した場合のノイズの測定結果

3 - 4 静電誘導に基づくノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図7に示すように抵抗器(100Ω)、MOSFET(2SK1132)、DC電源(3V)を結線する。また、MOSFETのゲートは金属製のアンテナに接続する。
- 2) アンテナに帯電した絶縁体棒を近づける。
- 3) このとき、オシロスコープに現れる波形(ノイズ波形)を観測する。

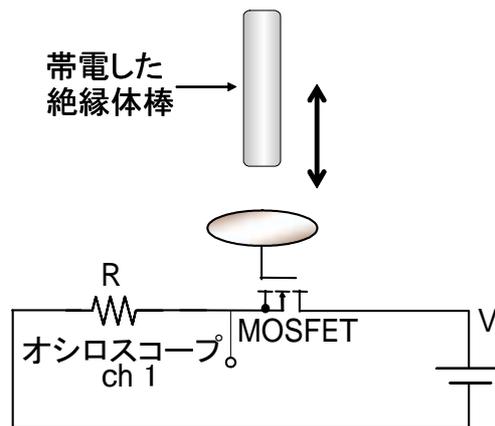


図7 静電誘導に基づくノイズの測定方法

(2) 測定結果

図8にノイズ波形の観察結果の一例を示す。



図8 静電誘導に基づくノイズの測定結果

3 - 5 電磁誘導に基づくノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図9に示すように電磁石を作製する。なお、この電磁石には抵抗器(10Ω)を直列に接続する。
- 2) 図9に示すようにバイポーラトランジスタ(2SC1815)のベースをループアンテナに接続する。この図において R_1 、 R_2 、 R_3 はそれぞれ 51Ω、2.2kΩ、750Ω である。
- 3) 電磁石にファンクションジェネレータから方形波の信号を入力する。
- 4) 抵抗器 R_4 および抵抗器 R_1 の波形を観測する。このとき、抵抗器 R_1 に現れる波形(ch2)がノイズである。

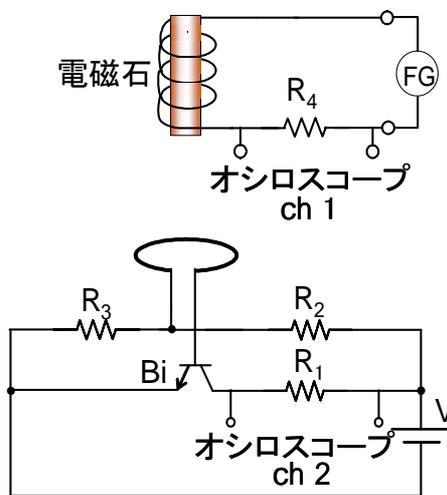


図9 電磁誘導に基づくノイズの測定方法

(2) 測定結果

図10にノイズ波形の観察結果の一例を示す。

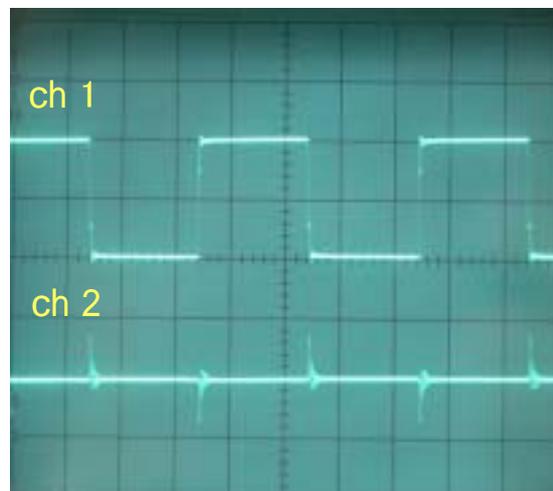


図10 電磁誘導に基づくノイズの測定結果

3 - 6 MOSFET を使った ESD に基づくノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図 11 に示すように抵抗器 (100 Ω) MOSFET (2SK1132) DC 電源 (3V) を結線する。また、MOSFET のゲートは金属製のアンテナに接続する。
- 2) アンテナ近傍で、テフロン棒を布で摩擦帯電させ、接地電極に徐々に近づける。
- 3) テフロン棒と接地電極との間に静電気放電 (ESD) が発生した際の抵抗端子間の電圧をオシロスコープで観測する。

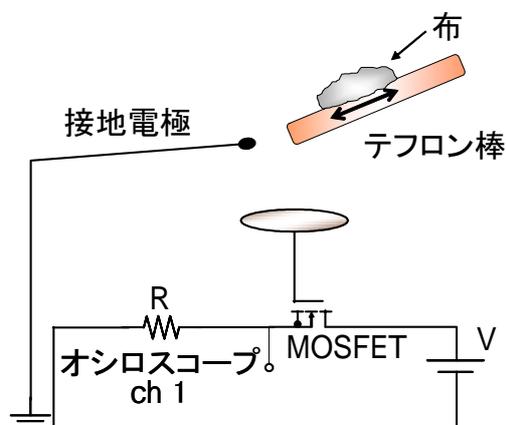


図 11 MOSFET を使った ESD に基づくノイズの測定方法

(2) 測定結果

図 12 にノイズ波形の観察結果の一例を示す。

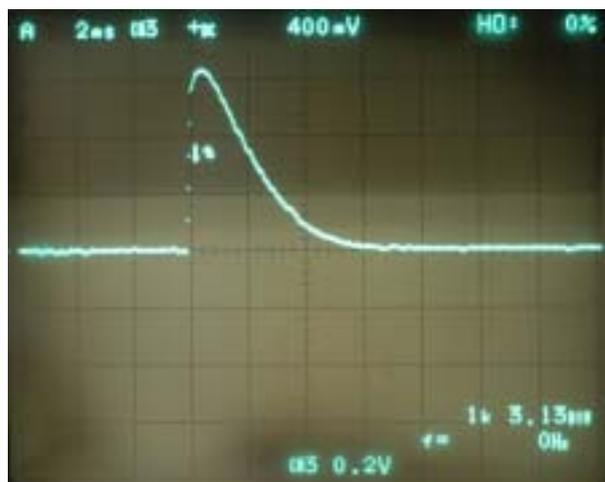


図 12 MOSFET を使った ESD に基づくノイズの測定方法

3 - 7 バイポーラトランジスタを使った ESD に基づくノイズの測定

(1) 実験手順

- 1) 図 13 に示すように、バイポーラトランジスタ (2SC1815) のベースをループアンテナに接続する。この図において R_1 、 R_2 、 R_3 はそれぞれ 51 Ω 、2.2k Ω 、750 Ω である。
- 2) アンテナ近傍で、テフロン棒を布で摩擦帯電させ、接地電極に徐々に近づける。
- 3) テフロン棒と接地電極との間に静電気放電 (ESD) が発生した際の抵抗端子間の電圧をオシロスコープで観測する。

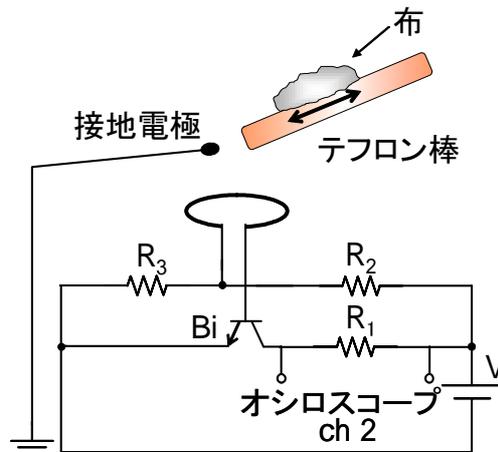


図 13 バイポーラトランジスタを使った ESD に基づくノイズの測定方法

(2) 測定結果

図 14 にノイズ波形の観察結果の一例を示す。

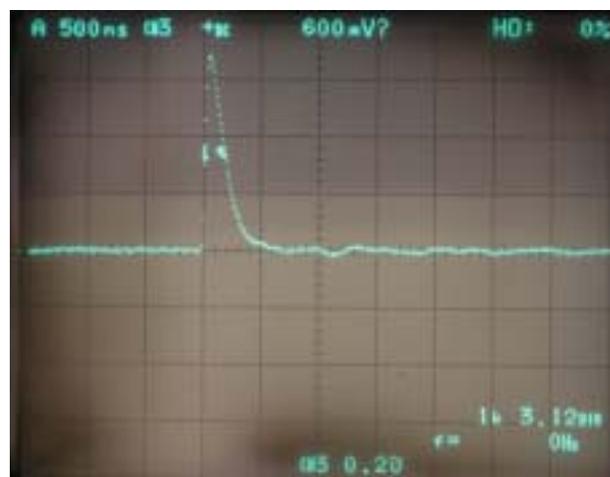


図 14 バイポーラトランジスタを使った ESD に基づくノイズの測定結果

3 - 8 ESD に基づくノイズに対するシールドの効果の測定

(1) 実験手順

- 1) 図 15 に示すように抵抗器 (100 Ω)、MOSFET (2SK1132)、DC 電源 (3V) を結線する。また、MOSFET のゲートは金属製のアンテナに接続する。さらに、アンテナを金属シールドで覆う。
- 2) アンテナ近傍で、テフロン棒を布で摩擦帯電させ、接地電極に徐々に近づける。
- 3) テフロン棒と接地電極との間に静電気放電 (ESD) が発生した際の抵抗端子間の電圧をオシロスコープで観測する。

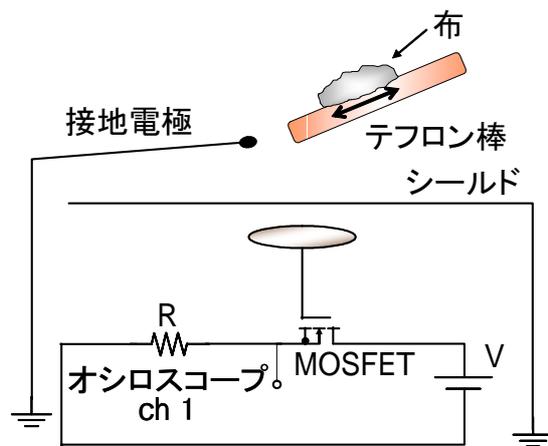


図 15 ESD に基づくノイズに対するシールドの効果の測定方法

(2) 測定結果

図 16 シールドを使用しない場合の ESD に基づくノイズの観察結果の一例を示す。
 また、図 17 シールドを使用した場合の ESD に基づくノイズの観察結果の一例を示す。

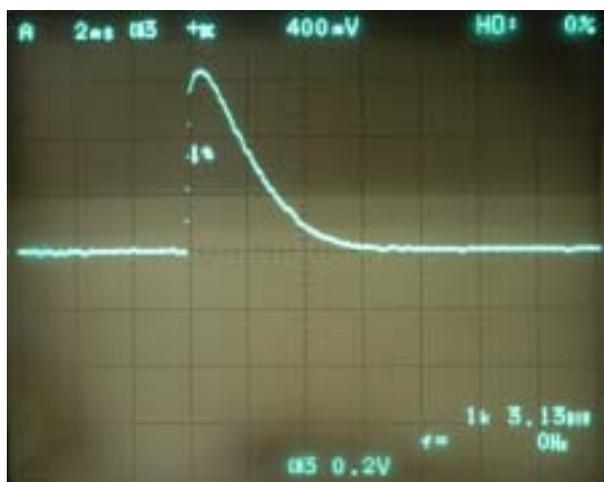


図 16 シールドを使用しない場合の ESD に基づくノイズの測定結果

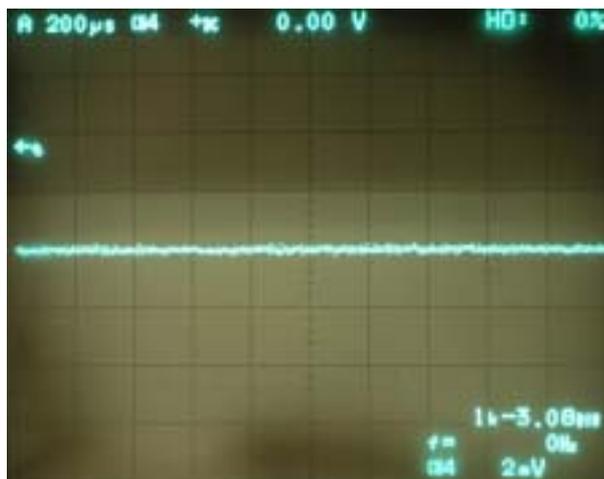


図 17 シールドを使用した場合の ESD に基づくノイズの測定結果

3 - 9 ESD に基づくノイズに対するイオナイザの効果の測定

(1) 実験手順

- 1) 図 18 に示すように抵抗器 (100 Ω) MOSFET (2SK1132) DC 電源 (3 V) を結線する。また、MOSFET のゲートは金属製のアンテナに接続する。
- 2) アンテナ近傍で、テフロン棒を布で摩擦帯電させ、接地電極に徐々に近づける。
- 3) テフロン棒と接地電極との間に静電気放電 (ESD) が発生した際の抵抗端子間の電圧をオシロスコープで観測する。
- 4) イオナイザを動作させ、2) および 3) を行う。

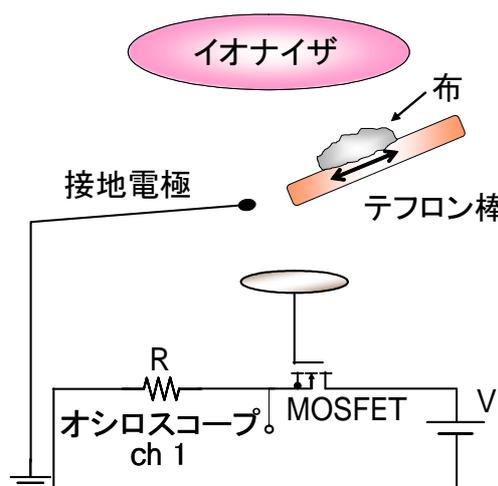


図 18 ESD に基づくノイズに対するイオナイザの効果の測定方法

(2) 測定結果

図 19 にイオナイザを使用しない場合の ESD に基づくノイズ波形の観察結果の一例を示す。図 20 にイオナイザを使用した場合の ESD に基づくノイズ波形の観察結果の一例を示す。

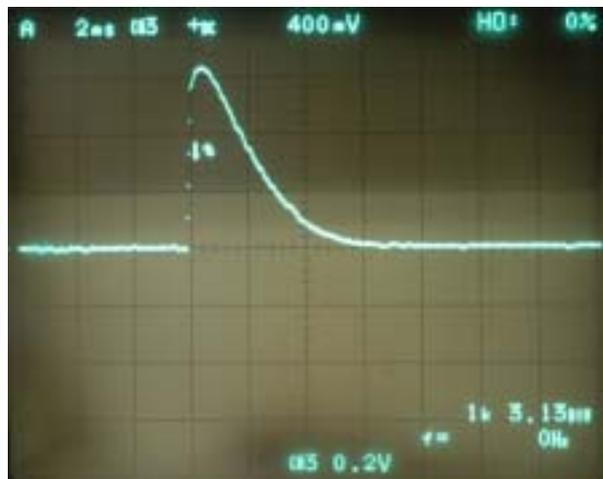


図 19 イオナイザを使用しない場合の ESD に基づくノイズの測定結果

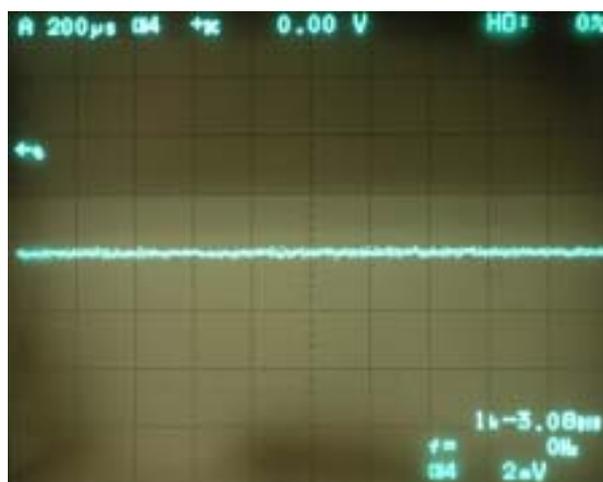


図 20 イオナイザを使用した場合の ESD に基づくノイズの測定結果

プリント基板設計とシミュレーション

1. 実習名

プリント基板設計とシミュレーション

2. 目的

電子機器で使用されているプリント基板から発生する電磁波を測定するため、簡単な電子回路設計を行いプリント基板を製作した。この電子回路から発生する電磁波については、デジタルオシロスコープとスペクトラムアナライザを使用して測定を行っている。

また、今日の企業における電子回路設計においては、はじめに電子回路のシミュレーションを行い解析結果から得られた資料をもとにプリント基板設計を行っている。このことから、本実習でもはじめにシミュレーションについて学習した後に、実際にプリント基板を設計・製作し、解析結果と比較する。

3. 主な使用機器類

品名	型式	数量	備考
スペクトルアナライザ	E7401A	1	アジレント・テクノロジー
デジタルオシロスコープ	TDS 3012	1	ソニーテクトロ社製
FETプローブ	P6243	1	ソニーテクトロ社製
バイコニカルアンテナ	KBA-525	1	共立電子(株)
三脚・支柱	KTP-101	1	共立電子(株)
高周波測定用ケーブル	両端 N 型	1	ケーブル長 5 m 程度
SPICE シミュレータ	OrCAD PSPICE	1	ケデンス(株) Ver9.2 (評価版)

4. プリント基板設計とシミュレーション技術

4 - 1 各種 EMC 関連シミュレータの概要

今日の高速デジタル回路設計や高周波回路設計には、シミュレーション技術は必要不可欠です。例えば各種エレクトロニクス製品には、マイクロコンピュータが使用されており、デジタル回路設計が欠かせない。このような時に回路動作のシミュレーションを行い、細部の動作確認を理解することが必要である。また、高周波回路設計においても受信電波や放射される電波のシミュレーション解析を行い、回路動作の確認や不要に放射される電波の対策を行うことが必要である。

このように製品を開発するとき、回路動作はもとより設計の段階からノイズの発生と低減などの測定結果を予測することが必要となる。シミュレーションを用いることにより、製品の開発期間を短くしたり、問題を事前に対処したりすることが出来る。

シミュレーション結果の精度には、使用するモデルの精度が解析結果に影響を及ぼすためしっかりしたモデルを制作することが大切である。また、シミュレーションには、回路動作（集中定数）を得意とする Spice 系と電磁界解析を周波数領域で解析する有限要素法や時間領域で解析する有限差分時間領域法（FDTD）などがある。今回は PSpice シミュレータの概要と操作法について記述する。また、Spice の伝送回路解析への応用例について説明を追加する。電磁界解析シミュレータは次回に紹介したい。

4 - 2 PSpice シミュレーションの概要

今回使用した EMC 解析のためのシミュレーションは、PSpice A/D で、アナログ/デジタルのデバイスが混在している回路の動作を検証することができる。

PSpice A/D ではアナログとデジタルのシミュレーションアルゴリズムが1つのプログラムに内蔵されているため、アナログ部分とデジタル部分が密接に連結し、シミュレーションの性能を落とさずに混在信号回路を取り扱うことができる。

PSpice A/D では次の解析を実行できる。

- (1) AC 解析、DC 解析、過渡解析を実行できる。入力を変化させて回路の応答を検証することができる。
- (2) パラメトリック解析、モンテカルロ解析、感度/ワーストケース解析を実行できる。部品の値を変化に伴う回路の動作の変化を確認することができる。
- (3) デジタル回路のワーストケース タイミング解析では、伝送速度の特定の組み合わせにより発生するタイミングの問題を検証することができる。

この解析ツールには、解析結果を表示させるための Probe があり、シミュレーションが完了すると、結果を波形として出力するので、回路の動作を視覚的に確認し、デザインの整合性を検証することができる。この Probe の起動画面を図 1 に示す。

Probe では高解像度のグラフィックを使用しているため、シミュレーション結果は画面でもプリントアウトでも確認することができる。画面上では、波形が PSpice A/D の Probe インドウにプロットされている。

実際、波形解析は、ソフトウェアによるオシロスコープで、PSpice A/D におけるシミュ

レーションの実行はブレッドボードの製作や変更に相当し、波形解析の実行はオシロスコープによるブレッドボードの確認に相当する。シミュレーションと波形解析は一体となつて行う反復する処理する。シミュレーション結果を解析した後に、デザインとシミュレーション設定をリファインして、新たなシミュレーションと波形解析を実行することができる。

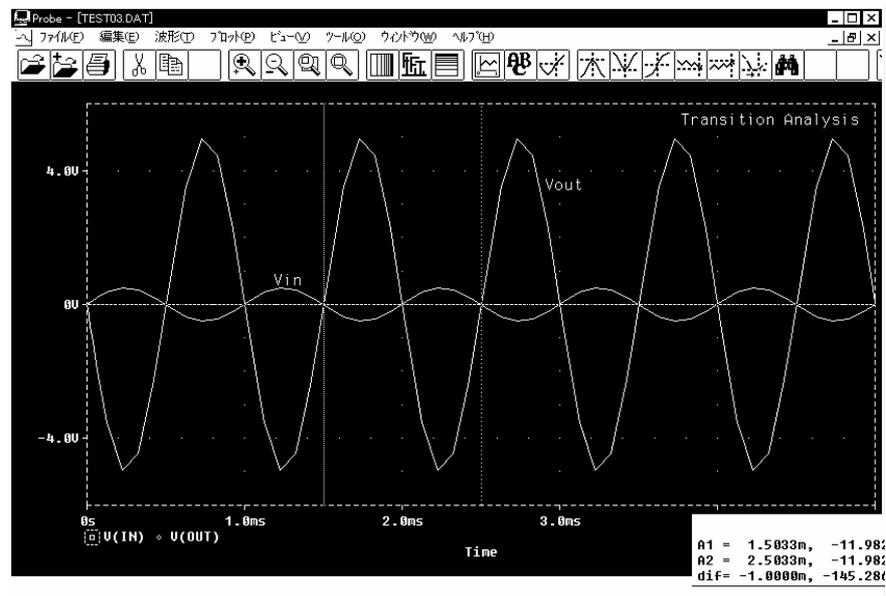


図 1 Probe の起動画面例

4 - 3 EMC シミュレーションとして Spice を使用する

EMC の解析で使用する伝送線回路シミュレータには、回路の波形解析アルゴリズムを使って伝送線路解析する手法と伝送線路を記述する方程式を数値解析で直接解く手法がある。Spice は特にアナログ回路の波形解析に信頼性が高く利用されているが、しかし伝送回路を正しくモデル化し、設定すれば伝送線回路でも解析することができる。

表 1 は Spice を伝送線回路シミュレータとして、使用する場合について説明したものである。

表 1 Spice の伝送線回路機能

解析アルゴリズム	数値解析、回路解析
素子ライブラリ	簡易リニアモデル、IBIS モデル、SPIECE モデル
リンク機能	レイアウト CAD とのリンク EMI シミュレータとのリンク
機能	反射、クロストーク、グランド、バウンド 時間軸解析、周波数軸解析

Spice シミュレータは、回路シミュレータとしての利用が主であるが、伝送線路解析としての利用もできる。しかし汎用性も高く使いこなすのにノウハウが必要である。Spice ベースの伝送線路シミュレータでは IBIS モデルを使用した解析例もあり、操作性も良いと言われている。

4 - 4 Spice を使用したシミュレーション応用例

Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) は、1960 年代後半にカリフォルニア大学バークレー校で開発された。アナログ電子回路の動作確認のために使用されたが、誰もが自由に使えるように公開したために、多くの研究者、企業の間で使用されるようになって現在に至っている。

(1) 積分回路への応用 (Spice の基本を知るために)

図 1 ような RC 積分回路において、入力に 1 MHz のパルスをあてた場合の出力波形の変化を観測する。ただし $R = 1 \text{ k}$ 、 $C = 100 \text{ pF}$ とする。

- ・この積分回路に入力された時の応答は (1) 式で表せる。

$$V(t) = A (1 - e^{-t/cr}) \quad (1)$$

いま信号の立ち上がり時間 t_r との関係を求めると、立ち上がり時間 t_r は振幅 A の 10% から 90% までの時間で定義されているので (1) 式から $0.9A$ にある時間 t_1 と $0.1A$ になる時間 t_2 を求める。

$$\begin{aligned} 0.1V &= A (1 - e^{-t/cr}) \\ 0.9V &= A (1 - e^{-t/cr}) \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 式の連立方程式から、パルスの立ち上がり時間 t_r は

$$t_r = t_2 - t_1 = 2.2CR \quad (3)$$

となる。

この解析結果とシミュレーションによる結果を比較して見る。

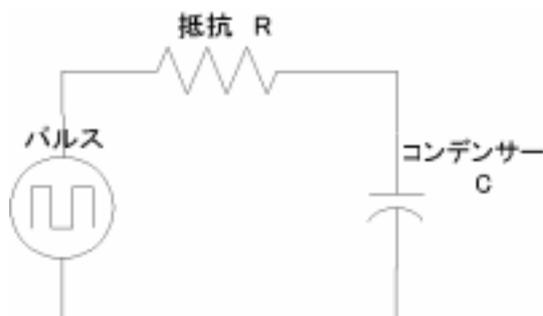


図 2 RC 積分回路

また、今回のパルスの立ち上がり時間をゼロとした理想的なパルスをフーリエ級数展開すると(3)式で表せる。

$$y(\omega t) = 2A/\omega \times (\sin \omega t + 1/3 \cdot \sin 3\omega t + 1/5 \cdot \sin 5\omega t + \dots) \quad (3)$$

これは偶数次(2次、4次、6次...)の高周波がゼロであり、Dutyが50%、信号立ち上がり時間がほぼ0、リングング等がない場合である。このことをProbeのFFT機能により確認し確認する。また偶数次が出るようにパルス幅を変更してみると理解しやすい。

<<CR 積分回路解析の Spice モデル>>

```
*RC-Integrated Circuits
.Tran 1ns 2u
Vs 1 0 PULSE(0v 5v 0.1u 1n 1n 0.5u 1u)
R1 1 2 1K
C1 2 0 100pF
.probe v(1) v(2) i(R1)
.end
```

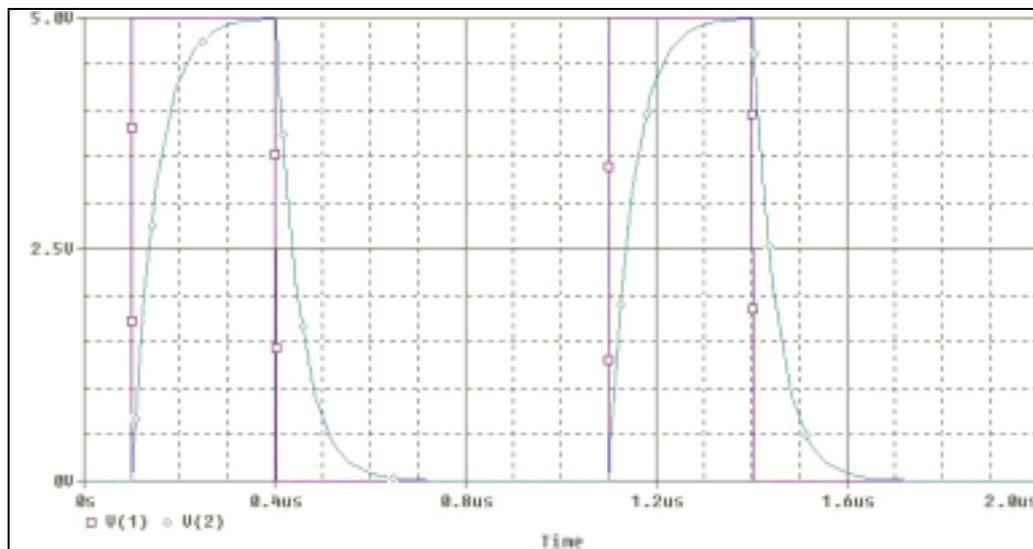


図3 CR 積分回路解析結果

4 - 5 反射について

入出インピーダンスがマッチングしていないと伝送回路上で反射が生じる。このため信号の反射について、電圧や電流の反射係数を理解する。反射係数とは入射波に対する反

射の比のことをいい、反射の大きさは反射係数により決まる。

電圧反射係数

$$v = \text{反射電圧 } V_2 / \text{入射電圧 } V_1$$

電流反射係数

$$i = \text{反射電流 } I_2 / \text{入射電流 } I_1$$

(電流の反射係数の大きさと電圧の反射係数の大きさは等しく、符号は逆になる) 正弦波による信号波形解析でも、この反射について理解することは可能であるが、方形波(パルス波)による解析を行った方がより理解しやすい。

(1) 反射についてのシミュレーション例

A. 集中定数による伝送回路シミュレーション

伝送線路を考えないパルス信号で確認する。図4に集中定数回路によるパルス信号伝送回路を示す。

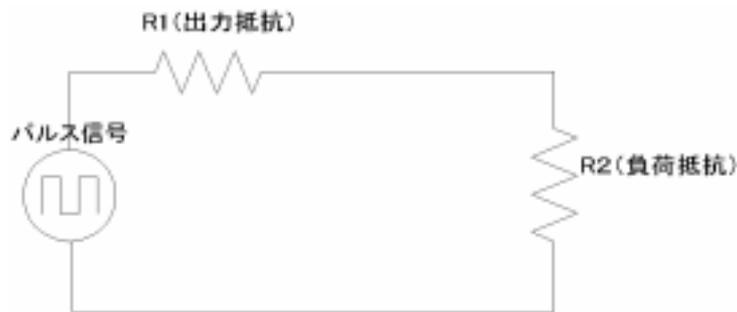


図4 集中回路による解析モデル

信号の出力抵抗(R1)を50Ωとして、パルスは電圧源(VPWL)で与えます。この時の負荷抵抗は

負荷がほぼオープンの場合 R2=1M

負荷がほぼショートの場合 R2=1m

負荷が出力抵抗と同じ場合 R2=50

として、シミュレーションします。設定した電圧源 VPWL は以下の通りである。

T1	T2	T3	T4	T5
0	1n	2n	3n	30n
V1	V2	V3	V4	V5
0	5	5	0	0

<<集中定数による伝送回路解析の Spice モデル>>

```

*mondai -2-1
V1 1 0 PWL(0 0 1n 5 2n 5 3n 0 30n 0)
R1 1 2 50
R2 2 0 1Meg
*
V2 3 0 PWL(0 0 1n 5 2n 5 3n 0 30n 0)
R3 3 4 50
R4 4 0 1m
*
V3 5 0 PWL(0 0 1n 5 2n 5 3n 0 30n 0)
R5 5 6 50
R6 6 0 50
*
.Tran 0 20ns 0.1ns
.Probe v(1) v(2) v(4) v(6)
.END

```

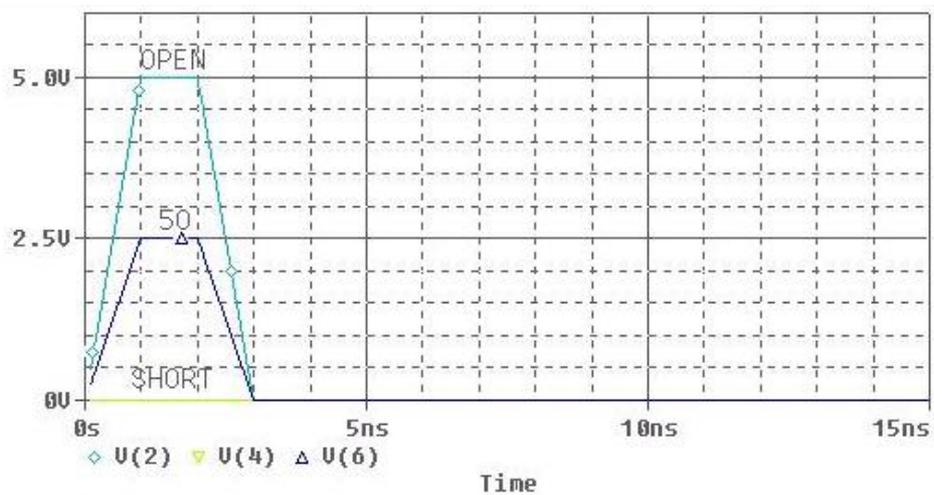


図 5 集中定数による解析結果

解析シミュレーション結果を図 5 に示す。負荷がオープンの場合は、5V 振幅のパルスが 1 発出て終わる。ショートの際は当然ですが波形がでない。50 Ω の負荷が接続された場合、負荷の電圧は半分の 2.5V となる。

B. 分布定数による伝送回路シミュレーション

信号の出力と負荷の間に伝送線路を使用した場合の応答を確認する。伝送線路は、ロスのないパーツ T を使用する。パーツ T の出力インピーダンス Z_0 は 50、伝搬遅延時間 TD は 5ns とする。図 6 に分布定数により伝送回路を考慮した場合の解析モデルを示す。

これは通常のコアケーブルで約 1m、マイクロストリップ線路 ($r=4.7$ 程度の場合) のプリント基板なら約 0.7m に相当する。

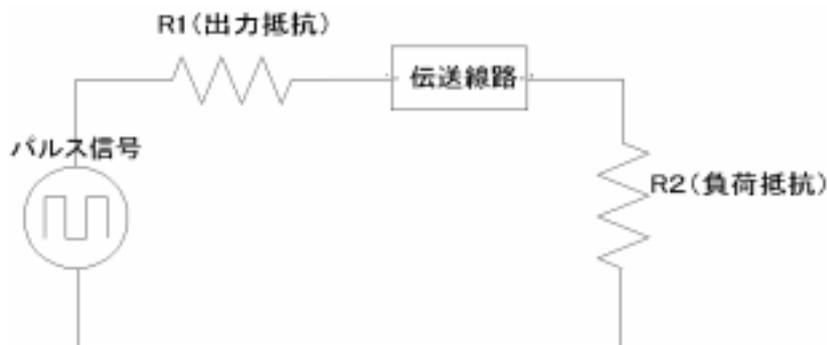


図 6 分布定数回路による解析モデル

出力抵抗 (R_1) と負荷抵抗 (R_2) は、以下の用に配置する。

出力抵抗=50

負荷抵抗は以下の通りとする。

負荷がほぼオープンの場合 $R_2=1M$

負荷がほぼショートの場合 $R_2=1m$

負荷が出力抵抗と同じ場合 $R_2=50$

<<分布定数による伝送回路解析の Spice モデル>>

負荷がほぼオープンの場合の回答例を示す。負荷がほぼショートの場合、出力抵抗と同じ場合 $R_2=50$ の場合は R_2 の抵抗の値を変更すればできる。

```
*mondai-2-2
V1 1 0 PWL(0 0 1n 5 2n 5 3n 0 30n 0)
R1 1 2 50
T1 2 0 3 0 Z0=50 TD=5ns
R2 3 0 1Meg
*
.tran 0 20ns 0.1ns
.probe v(1) v(2) v(3)
.end
```

図7はオープン時のシミュレーション結果で、遠端で信号が反射して伝搬遅延時間が経過して、信号が戻って来ていることが解析したシミュレーション結果から理解できる。

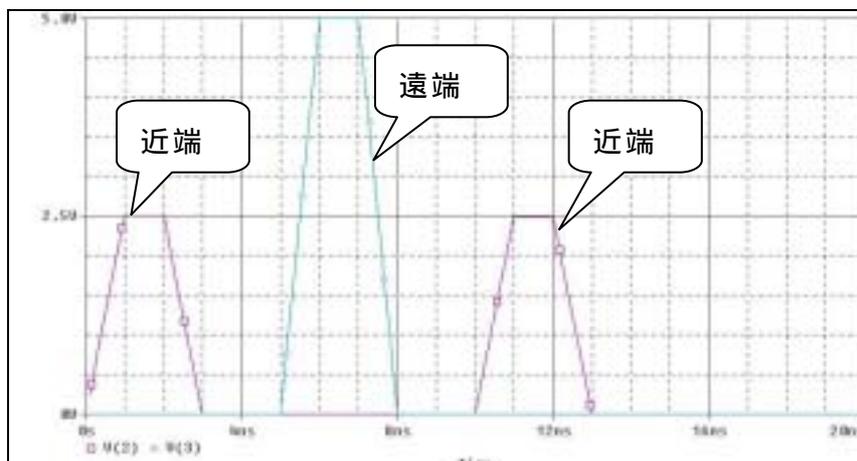


図7 オープン時の伝送波形解析

遠端がショート時の解析では、位相が反転した波形の戻りを解析することができる。この解析結果例を図8に示す。

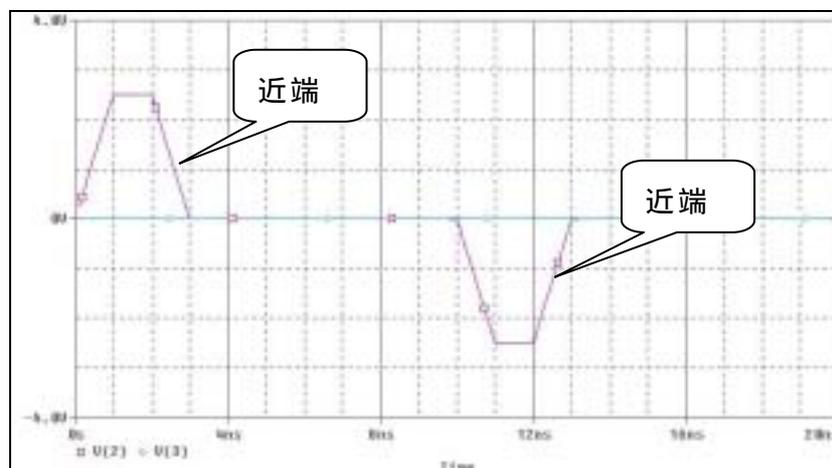


図8 ショート時の伝送波形解析

負荷を線路インピーダンス 50 で終端した場合は、線路の特性インピーダンスの整合により、近端の波形をそのまま遠端に伝えることができる。

4-6. デジタル IC からのノイズ発生について

多くのデジタル回路で使用されている CMOS インバータ回路の出力段は、P チャネルと N チャネルの MOSFET で構成されている。回路は入力信号の電圧レベルによって出力段が交互に ON、OFF を繰り返している。

この P-MOS も N-MOS もドレイン電流が流れ始めるときゲート・ソース間電圧は、オフセットし、貫通電流が流れている。通常 $V_{gs}=1.7\sim 3.8V$ 付近で両方の MOSFET が ON している。

貫通電流が流れる期間は $0.1\sim 0.5ns$ で、電流量も IC の内部等価容量や次段の負荷容量に流れる充電電流に比べ無視できる。しかし、内部ゲート数が多い IC では、貫通電流の影響を考慮する必要がある。

(1) デジタル IC からのスイッチングノイズ発生シミュレーション例

<<デジタル IC 解析例題>>

図 9 にデジタル IC スwitching 回路のシミュレーションモデル例を示す。回路の設計により、パルス発生関数を任意に可変して使用すれば IC による貫通電流の状況を Spice シミュレーションにより、確認することができる。

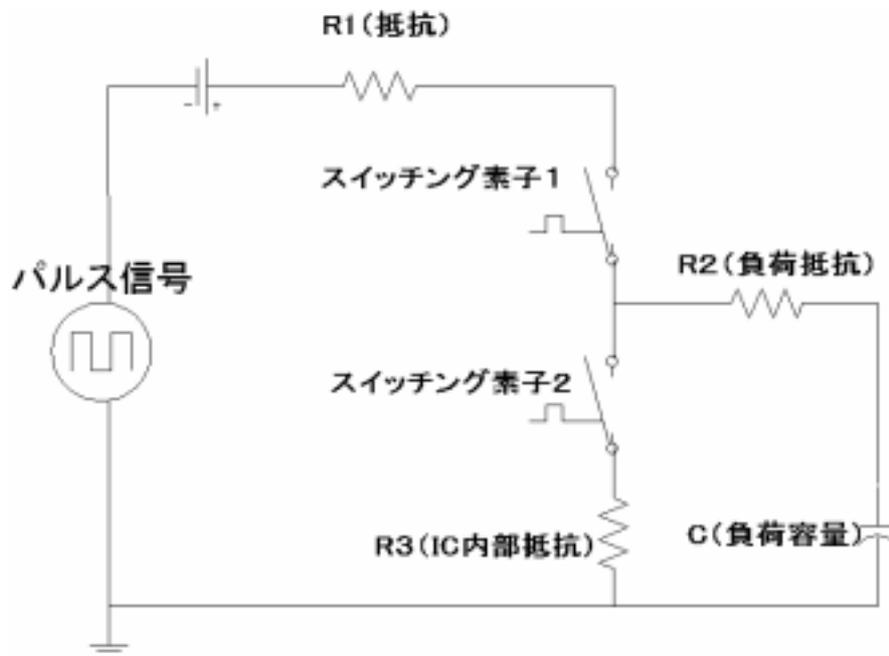


図 9 デジタル IC スwitching 回路

<<デジタル IC 解析の Spice モデル>>

*IC output circuit Analysis

.TRAN 1ns 100u

V1 1 0 5

Vp 1 2 0

R1 2 3 5ohm

S1 3 6 4 6 SMOD

Vc1 4 6 Pulse(0 5 10n 5n 5n 10n 30n)

```

S2 6 7 5 7 SMOD
Vc2 5 7 Pulse(0 5 25n 5n 5n 10n 30n)
R2 7 0 0.1ohm
R3 6 8 10ohm
C1 8 0 10pF

```

```

.model SMOD Vswitch
.probe V(5,7) V(4,6) I(R3) I(R2) I(Vp) V(8)
.end

```

この図 8 のデジタル IC スwitchング回路モデルの解析例を図 10 に示す。図 10 の中で (a) は各 P、NMOSFET の Switchング動作で、両方の IC が 5ns 程度同時に ON している。

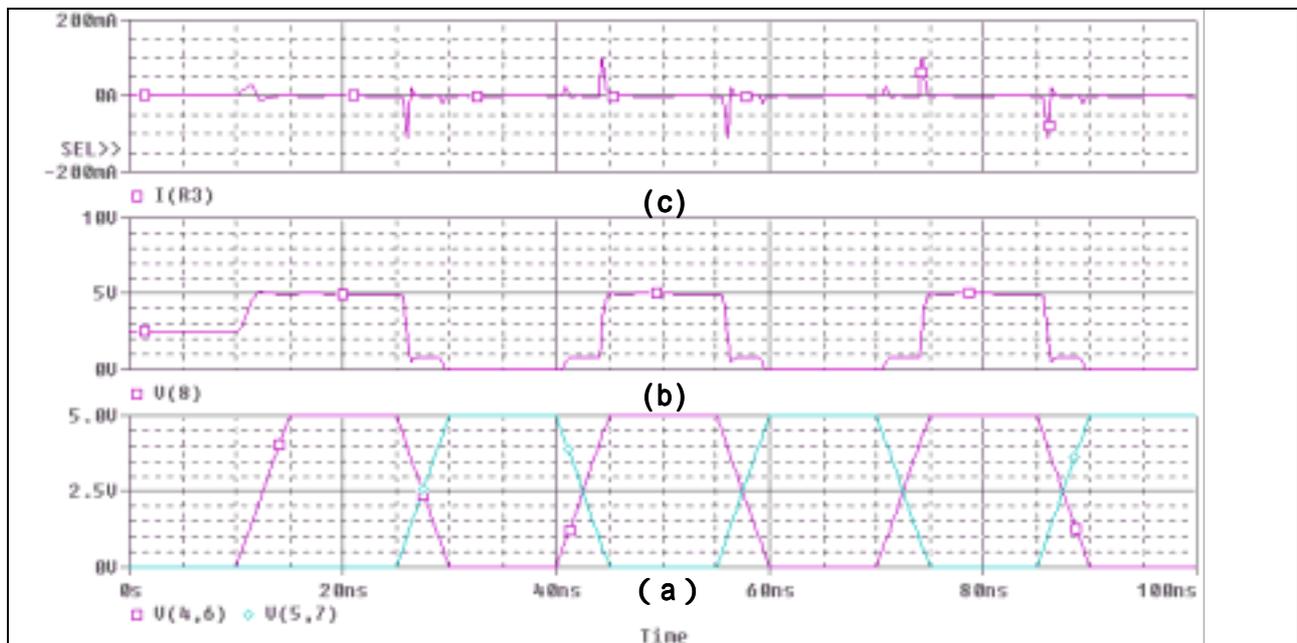


図 10 IC スwitchング回路のシミュレーション結果

(b) は負荷抵抗での出力波形で、IC が両方同時に ON している時に波形が歪んでいる様子が確認できる。(c) はデジタル IC が同時に ON した場合の貫通電流の波形で IC が同時するときノイズが発生していることが理解できる。

この回路の負荷抵抗の前にプリント基板を考慮したインダクタンスを挿入して、シミュレーションを行うとさらに (b)、(c) の波形が変化することが確認できるので各自試してほしい。

(2) 配線分岐の形態と信号波形の影響について

デジタル信号処理の応用の拡大とともに情報の大規模化や IC の高速化が急速な勢いで進展している。この高速、高周波回路を設計し要求を満たすためには、複数の負荷を持つ配線の最適な形態は状況によって異なるのでそれぞれに応じた設計が必要になる。

従来は、電子機器などに使用するプリント基板パターンのグラウンドを大きく設定することや、または IC などの電源用カップリングコンデンサ、バイパスコンデンサを使用するなどで、プリント基板からの電磁放射ノイズ制御を抑制することがわかっている。ここでは配線分岐の形態と信号波形の影響を取り上げ、基板配線の T 型分岐回路に関するシミュレーション解析を行い効果を確認する。さらに T 型分岐回路のプリント基板を製作し測定を行った結果について述べる。

<< T 型分岐回路解析例題 2 >>

T 型分岐回路について

プリント基板の配線方法は、一筆書きと T 型分岐に大きく分けることができる。解析及びプリント製作は、一筆書きと T 型分岐配線両方行っているが、紙面の都合上 T 型分岐配線のシミュレーションとプリント基板製作について述べる。

図 11 に Spice シミュレーションを行うための回路設定を示す。このときの伝送回路の長さは、発生信号は $f=(3 \times 10^8)/(4 \times \quad)$ として計算し与えている。たとえば図 11 の $f = 1500\text{MHz}$ と配線の長さの関係は下式より波長を求めて、

$$= 3 \times 10^8 / f$$

この $/4$ が配線の長さ 50mm になる。

T 型分岐回路は、MOS 型の IC 接続を想定し入力インピーダンス 1M Ω 、5pF で終端なしである。各分岐回路までの長さはそれぞれ、50mm、100mm、150mm で設定して回路を作成してシミュレーション解析を行っている。

信号源の出力抵抗は 50 Ω で、伝送回路のインピーダンスも 50 Ω とした理想の回路であるので実際にプリント基板を製作した場合には違いがでると思われる。

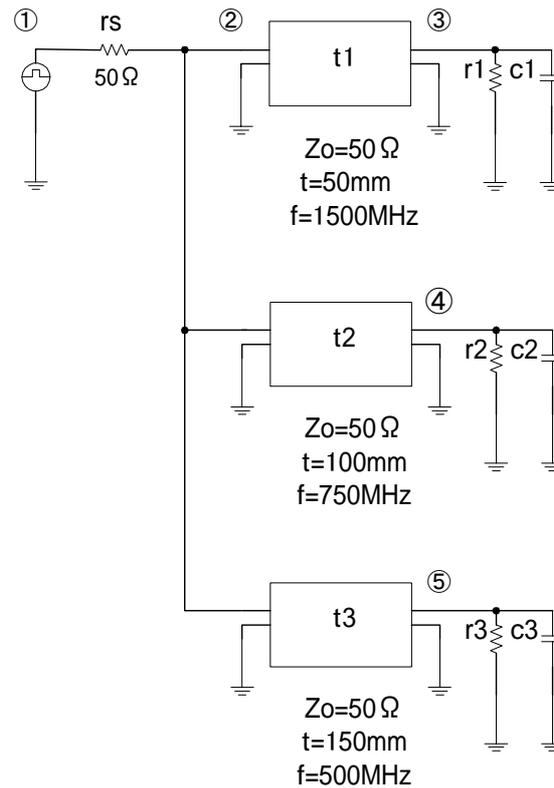


図 11 T型分岐回路のシミュレーション回路

<<T型分岐回路解析のSpiceモデル>>

```
Transmission line T-circuit *** 3 circuit ***
```

```
vs 1 0 pulse(0 5 1n 1n 1n 0.05u 0.1u)
```

```
rs 1 2 50
```

```
t1 2 0 3 0 zo=50 f=1500Meghz
```

```
r1 3 0 1Meg
```

```
c1 3 0 5pf
```

```
t2 2 0 4 0 zo=50 f=750Meghz
```

```
r2 4 0 1Meg
```

```
c2 4 0 5pf
```

```
t3 2 0 5 0 zo=50 f=500Meghz
```

```
r3 5 0 1Meg
```

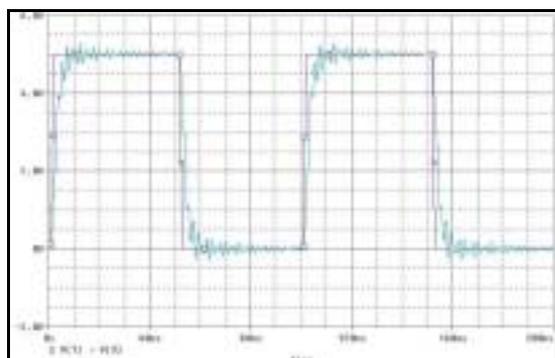
```
c3 5 0 5pf
```

```
.tran 10n 0.200u
```

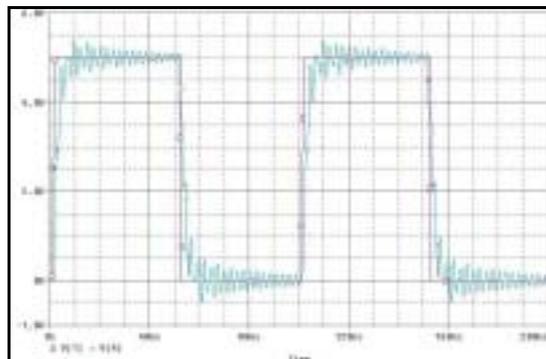
```
.probe v(1) v(2) v(3) v(4) v(5)
```

```
.end
```

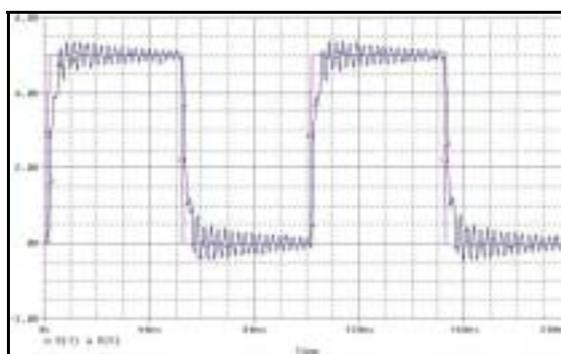
図 12 は、この T 型分岐回路のシミュレーション結果で、入力信号 $V(1)$ と $V(3), v(4), v(5)$ を比較表示している。



(a) 50mm での出力波形比較



(b) 100mm での出力波形比較



(c) 150mm での出力波形比較

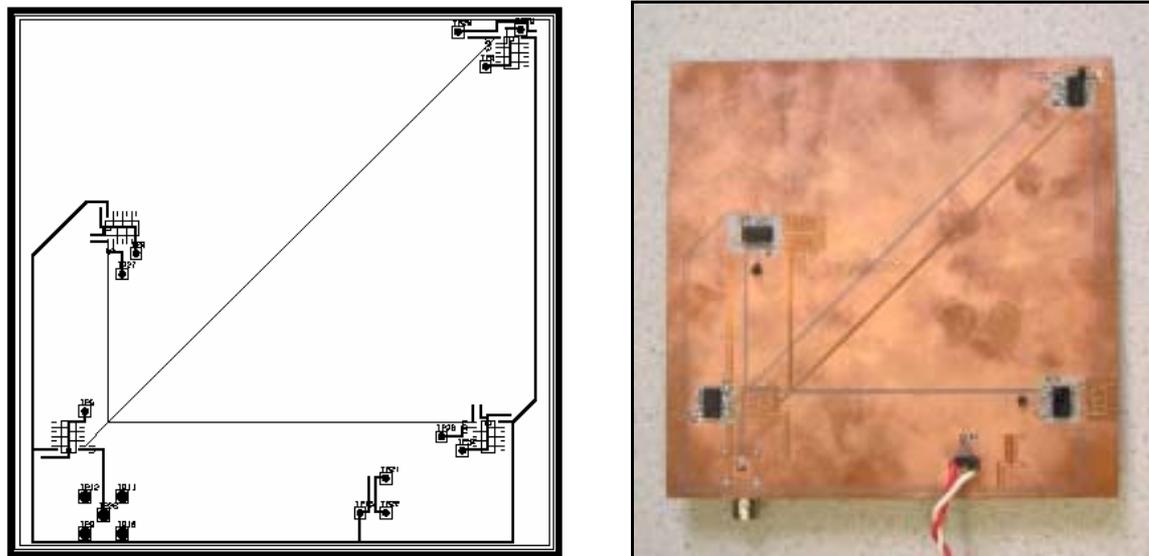
図 12 T 型分岐回路シミュレーション結果

図 12 より分かるように T 型分岐回路のオーバーシュート、アンダーシュートは、配線長が長ければ長いほど、大きなオーバーシュート、アンダーシュートが出ていることが確認できる。さらに周波数が高ければ高いほど、オーバーシュート、アンダーシュートが、顕著に大きくなることをパルス周期を変更して、シミュレーションすることにより確認できるので試してほしい。

<<解析例題 T 型分岐回路基板製作と測定>>

T 型分岐回路の基板製作

Spice のシミュレーション解析と同じ設定で、終端なしで製作している。配線は T 型分岐回路の長さをそれぞれ、50mm、100mm、150mm と設定し、素子は 74F04 を用いてプリント基板設計を行っている。図 13(a) は、製作した T 型分岐回路の部品配置回路で、図 13(b) は実際に製作したプリント基板である。入力信号は外部から与えている。



(a) 部品配置図

(b) 試作プリント基板

図 13 T型分岐回路プリント基板

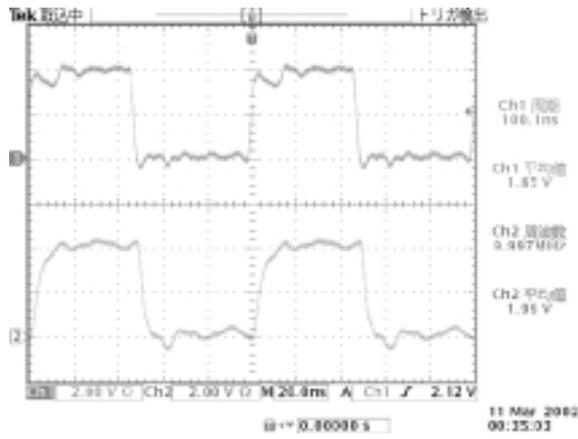
完成した T 字型プリント基板を使用して、入力信号（方形波 5V、10MHz）を送り、それぞれの点での波形を観測した。図 14(a)～図 14(c)には、この T 型分岐回路プリント基板回路を使用して、測定した結果を示す。シミュレーションと比較できるようにするため、図 14 の上側に入力信号をおき、下側に各伝送線路の V(3)、V(4)、V(5)の波形を表示している。

それぞれシミュレーションと同じ様な波形がそれぞれ観測できている。今回は終端なしでの結果を示しているが、インピーダンスマッチングを取ったプリント回路製作や、ショート状態での結果も基板の一部を変更すれば実験や測定が可能である。

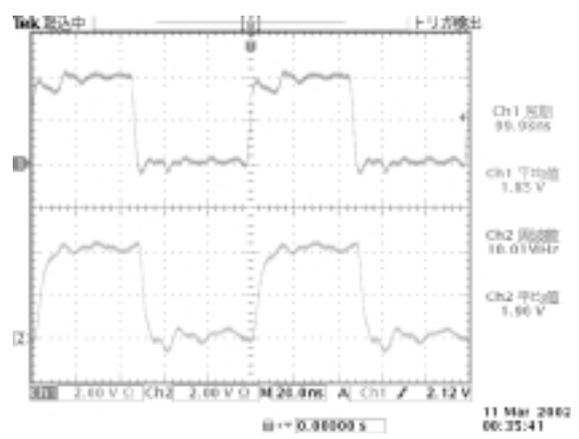
また、一筆書きでも同様にできるので、シミュレーション結果及び製作したプリント基板の紹介をしておく。図 15 は一筆書きのシミュレーション結果で、各 IC 間の配線長は 30mm、50mm、70mm である。シミュレーションでは、伝送線路のインピーダンスが 50 Ω では、オーバーシフト、アンダーシフトが確認できない。このため、一筆書きの効果を確認しやすくするため、伝送線路のインピーダンスを 120 Ω に変更した場合の例を図 15 に示している。

分岐配線、一筆書きにおいてシミュレーション解析を行い、それぞれプリント基板を製作して測定をおこなった。結果、配線が長ければ長いほど、また周波数が大きければ大きいほどオーバーシフト、アンダーシフトの値が大きくなることが確認できた。

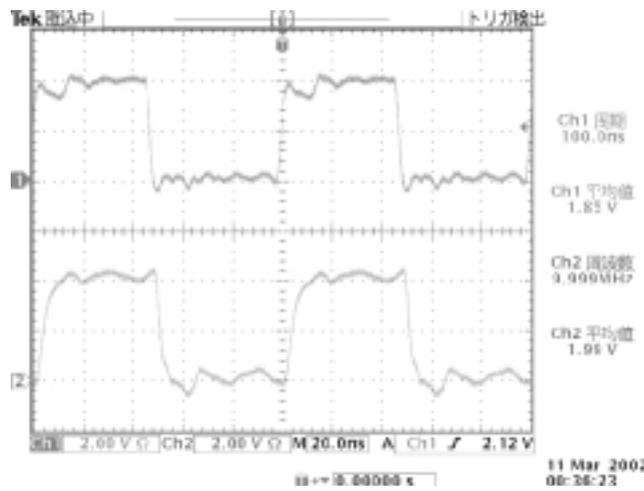
今後は配線途中に分岐回路（スタブ）がある場合、各プリント基板配線からの反射が信号波形に大きな影響を与えることが予想されるので、この方面のシミュレーション解析とプリント基板製作を行うと良いと思われる。



(a) 50mm での出力波形

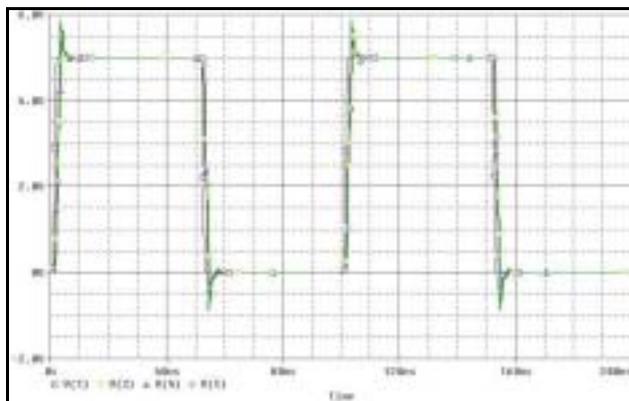


(b) 100mm での出力波形

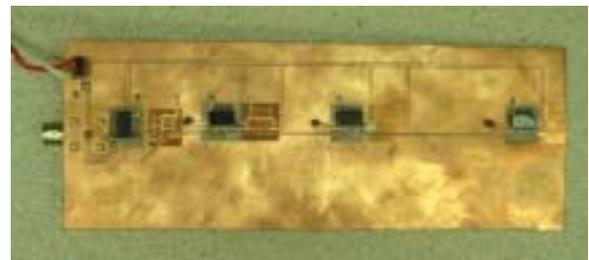


(c) 150mm での出力波形

図 14 T 型分岐回路のプリント基板測定結果



(a) 一筆書きシミュレーション結果



(b) プリント基板

図 15 一筆書きのシミュレーション結果とプリント基板

4 - 7 伝送線路から発生する放射ノイズ

プリント基板を設計する時に、信号源から負荷までの信号線を離して配線する場合と接近させて配線させる場合での伝送線路の放射ノイズを比較検討する。信号は2本（信号線とグランド）のプリント基板上の配線を往復する電流によって伝送されていることから、ループが大きい場合と小さい場合の配線による違いを確認する。

今回久保寺忠氏の「高速デジタル回路実装ノウハウ」CQ出版 p255 で、紹介されている、信号配線ループの大きさの違いによって、放射ノイズがどのように変化するかを参考に実際にプリント基板を製作し実験と測定を行った。実験に使用したプリント基板の回路を図16に示す。発振器はIC内蔵型小型水晶20MHzを使用し、電源は安定化を考え4.5Vの電池駆動とし、ダンピング抵抗は100Ωである。

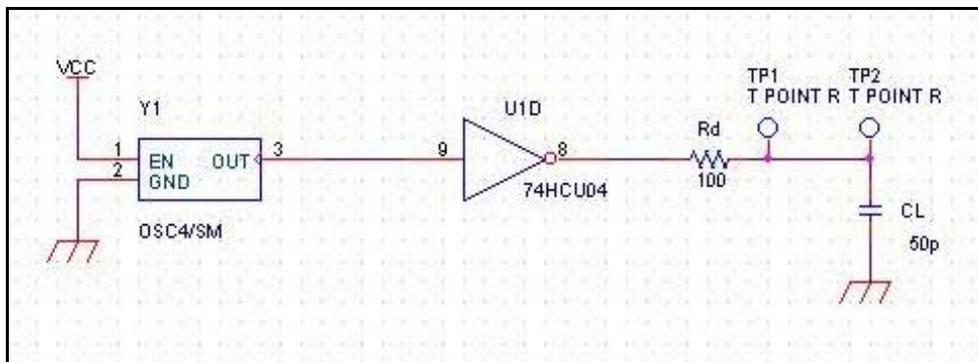


図 16 実験に使用した基板の基本回路部

以下の二枚の基板図 17、図 18 は実際に製作したプリント基板である。実装した基板の大きさは縦 100mm、横 200mm である。抵抗やコンデンサ等の位置に変化はなく、ループ線の大きさだけ変えて製作している。使用している IC は 74HCU04A を用いた。



図 17 伝送ループ配線小の場合のプリント基板



図 18 伝送ループ配線大の場合のプリント基板

実験は電波暗室がないので、一般の実習室内で行っている。電波暗室と違い一般の電波ノイズも入って来ることから、正確な値は測定できないが伝送ループ配線の違いによる電波ノイズを確認することはできる。図 19 は伝送ル - プ配線路小、図 20 は伝送ル - プ配線路大の場合における違いを測定するために製作したプリント基板図である。

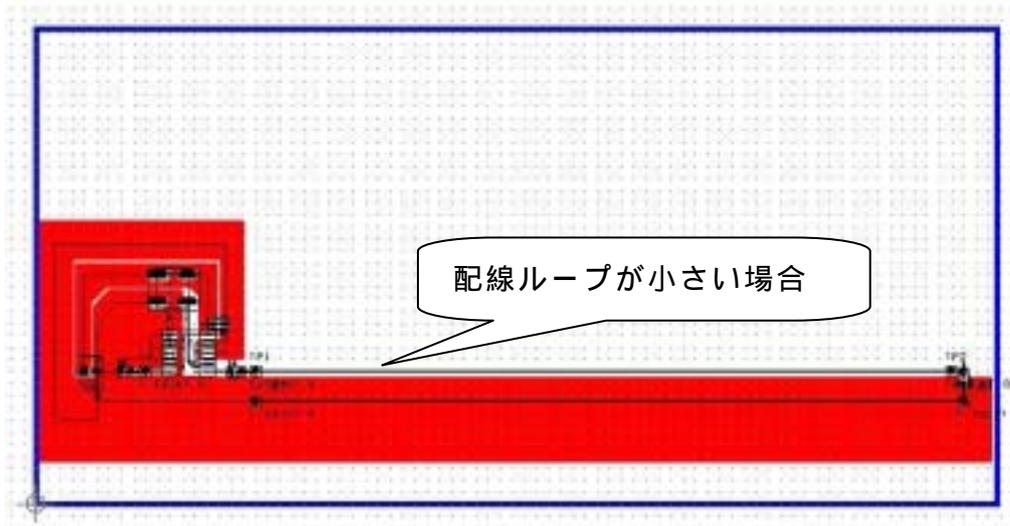


図 19 伝送ル - プ配線路が小さい実験基板

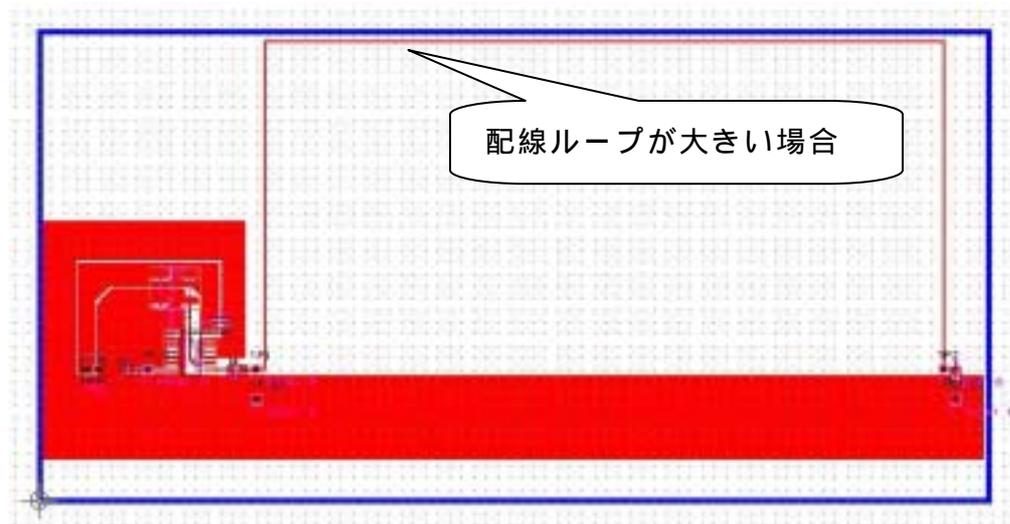


図 20 伝送ル - プ配線路が大きい実験基板

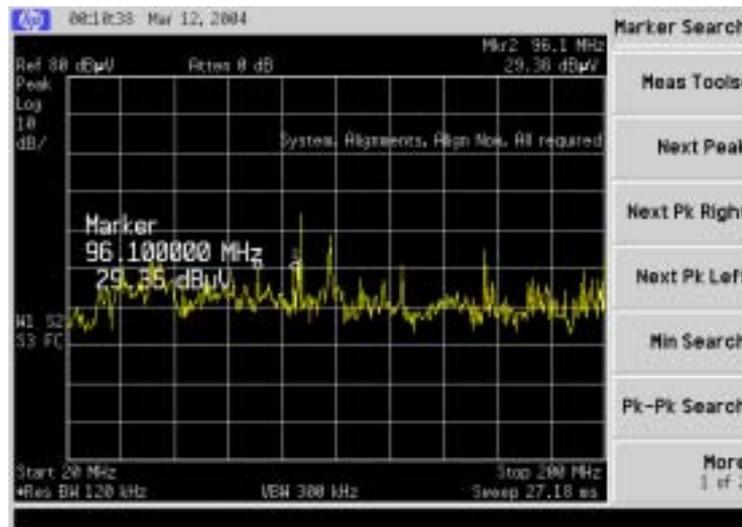


図 21 電源を入れていない時の実習内のノイズ

本大学には電波暗室はないので、はじめに実習室内での電磁波状態を確認しておく必要がある。図 21 は、測定実習室での電磁波状態で、回路に電源を入れていない時のノイズ波形である。

この図 21 を基本データとして、どのくらいのノイズが各ル - プ配路の実験基板から出ているのかを比較する。参考資料を基にした理論では、ル - プ配路が小さい実験基板に比べル - プ配路が大きい実験基板の方が放射ノイズは大きいことが示されている。これは大きなループを形成する部品間を接続するプリント配線においては、信号の高周波電流によって電磁ノイズを発生する。このため、ループ配路が大きければ大きいほどノイズが多くなる結果と言える。

図 22 のループが小さい場合と図 23 ループが大きい場合の測定結果から、ル - プ配路が大きい実験基板の方が放射ノイズは大きくなっており理論通りとなっている。また、電界強度（放射ノイズ）は文献から（4）式で求め算出している。

（4）式に入力する値は以下の表 3 の値で、今回比較的電磁界強度が強く出ている 96.1MHz を参考にして、数値を入力し計算している。

表 3 測定と理論値の比較

f [MHz]	S [cm ²]	I [mA]	アンテナからの距離 r [m]	Eφ			測定値との誤差 [dBμV/m]
				理論値 [dBμV/m]	測定値 [dBμV/m]	測定値+アンテナファクター [dBμV/m] *	
96.1	105	90	4	89	59.85	69.35	-20

$$E = 20 \log \left\{ 1.3 \times 10^{-14} \cdot \left(f^2 \cdot S \cdot I \cdot \frac{1}{r} \right) \cdot 1 \times 10^6 \right\} \quad [dB \mu V/m] \quad (4)$$

S: アンテナ回路の面積[cm²]

I: 実測した電流値[mA]

r: アンテナからのプローブの距離[m]

今回使用したアンテナファクタは 9.5[dB]とする。また、はじめに測定した実習室の空間上のノイズは 29[dB]で、表 3 上の測定値の誤差から引くと測定と計算の誤差は約 9[dB μV/m]となる。

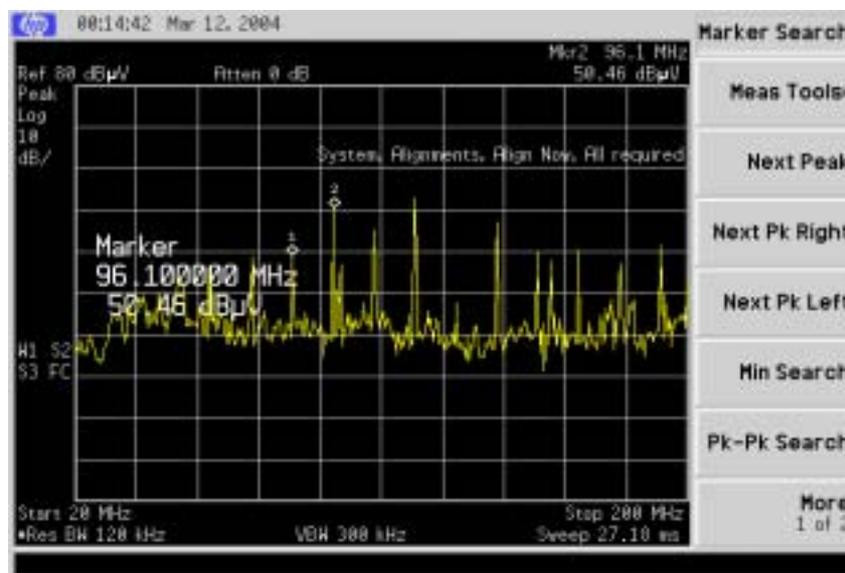


図 22 ル - プ配線路が小さい実験基板のノイズ測定結果

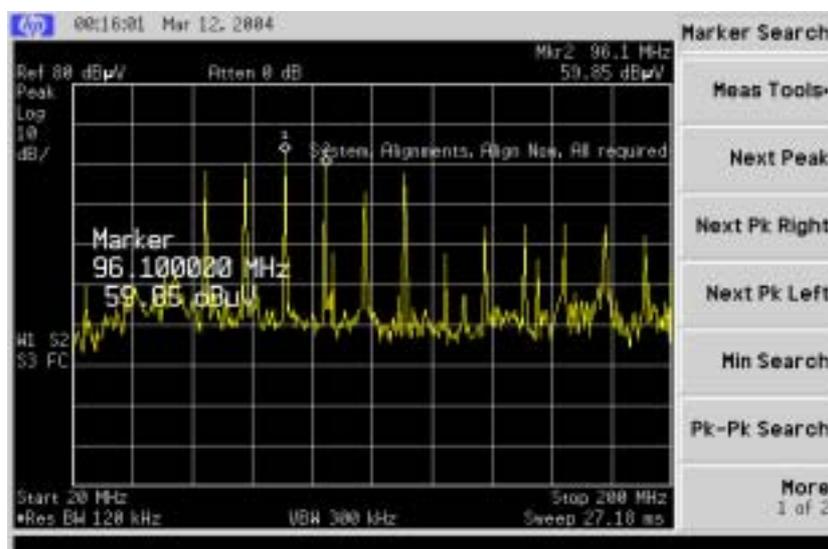


図 23 ル - プ配線路が大きい実験基板のノイズ測定結果

この測定値の誤差として考えられるのは、実習室での空間上のわずかなノイズが影響したと考えられる。このように簡単な回路のノイズ測定であれば、電波暗室が無くても測定は可能である。しかし、実用的な電子機器での測定になると電波暗室が必要になる。

最近の電子機器は高密度化、高速動作になっており、これに伴う回路設計、熱問題、ノイズの問題が非常に重要になってきている。この分野では、回路解析や伝送回路解析、熱解析などを行ってはいるが、基板や機器にどのように配置するかレイアウトも重要な問題である。図 24 はレイアウトに必要な実装技術に必要とされる関連技術を図式化したものである。総合的に設計技術、部品技術、製造・検査技術が必要となり、光学、電気、化学、物理、機械などの知識が求められている。

設計技術者は、伝送回路解析、熱解析はもちろんのことレイアウト設計(プリント基板、機構設計等)にも携わっていないと総合的環境問題である EMC 対策への解決時間を多く費やすことになると思われるので、十分対処して頂きたい。



図 24 実装技術関連知識

5．実習のまとめ

- (1) Spice によるシミュレーションは理解できたか。 (YES、NO)
- (2) Spice を伝送回路に利用できる技術を習得できたか。 (YES、NO)
- (3) IC から発生するノイズについて理解できたか。 (YES、NO)
- (4) プリント基板の設計について理解できたか。 (YES、NO)
- (5) 集中定数と分布定数について理解できたか。 (YES、NO)
- (6) プリント基板配線長の違いによるノイズ発生について理解できたか。 (YES、NO)
- (7) 放射ノイズの基本的な測定について習得したか。 (YES、NO)
- (8) 配線ループが小さい場合とループが大きい場合の放射ノイズの違いについて理解したか (YES、NO)

6．関連知識（応用）

- (1) 各種電磁界シミュレーションの特徴を学び、それぞれの用途に応じたシミュレーションを使い分ける知識と必要性について習得する。
- (2) プリント基板製作のために電子系 CAD/CAM の操作を取得して、ノイズ発生のメカニズムを理解するためのプリント基板設計。製作を行う技術を習得する。
- (3) 放射ノイズ成分解析のための測定器であるスペクトルアナライザ、アンテナを活用できるようにする。
- (4) 信号成分解析のための測定器であるデジタルオシロスコープを利用できるようにする。また、デジタルオシロスコープの高周波測定手法も習得する。

7．参考文献

- (1) 久保寺忠、“高速デジタル回路実装ノウハウ”、CQ 出版、2002 年
- (2) 鈴木茂夫、“ノイズ対策の基礎と勘どころ”、日刊工業新聞社、2003 年
- (3) 坂巻佳壽美、“ノイズ対策の実務”、オーム社、2003 年
- (4) 前田真一、“見てわかる高密度実装技術”、工業調査会、2003 年
- (5) 遠坂俊昭、他、“電 2004 ミュレータ SPICE 実践編”、CQ 出版、2004 年
- (6) 鈴木茂夫、“2000 設計の基礎と勘どころ”、日刊工業新聞社、2000 年
- (7) 小島東、“2003 リント基板設計の基礎と応用”、森北出版、2003 年
- (8) 長谷川弘、他“高速・高周波デジタル回路 2001 どころ”、日刊工業新聞社、2001 年