

第 4 章 EMC 演習問題モデルの具体例

演 習 問 題

第4章 EMC 演習問題モデルの具体例

電子機器の EMC に関する問題は複雑であり、この問題を解決することは著しく難しいとされている。しかし、EMC に関する理論は比較的単純であり、電子回路内の電荷の存在や移動に基づいている。電子回路内の電子部品や電線中に電荷が存在すると、その周辺に電場を発生する。また、この電荷が移動すると電流が発生し、その周辺に磁場を発生する。このような電場や磁場が電子回路に電圧を誘導し、この電圧が電子回路の誤動作の原因になる。

しかしながら、これらの電荷が電子回路中のどこに存在し、どのように移動しているのかを把握することは著しく困難なことである。もし、これらを正確に把握できたとしても、これらの電荷と電場や磁場の関係を明らかにすることは容易ではない。電子部品やプリント基板上の配線パターンは複雑であり、電場や磁場を理論計算で正確に求めることは不可能に近い。一方、EMC の問題を実験的に検討する場合は、測定環境や測定装置等が必要となるが、それほど難しいことではない。環境や装置の使い方を理解し、決められた手順に従って測定を行えばある程度の成果は得られる。しかし、正確に測定する技術、測定データを解析する技術等を身につけるためには多くの知識や思考力が要求される。

この演習書は、これらの技術に関する知識を整理するために作成したものである。ある分野を学習したとき「分かった様な気がする。」という状況になることは多いが、その知識を使って実際に作業に移ろうとすると、自分の知識の曖昧さに気が付くことはよくあることである。ある程度学習が進んだところで演習を行い、自分の理解度をチェックしながら次のステップに進んでいく学習法をとることにより、知識は確実になり、学習の効率も高まるものと確信している。

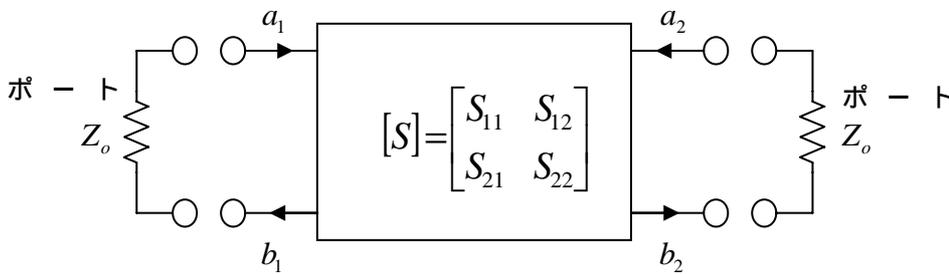
本演習書を完全にマスターすることで EMC に関する全ての知識を整理できるとは言い難いが、学習を進める上で知識の整理、理解度のチェックを行うために有効に活用していただきたい。

スミスチャート & Sパラメータ測定

問題1 次の文章及び図式はSパラメータについて述べたものである。【 】内に最も適した語句を、下記の語群から選び、その番号を記せ。

(1) ある電子素子、または電子回路系の入力(ポート1)及び出力(ポート2)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。

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



ここで、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。

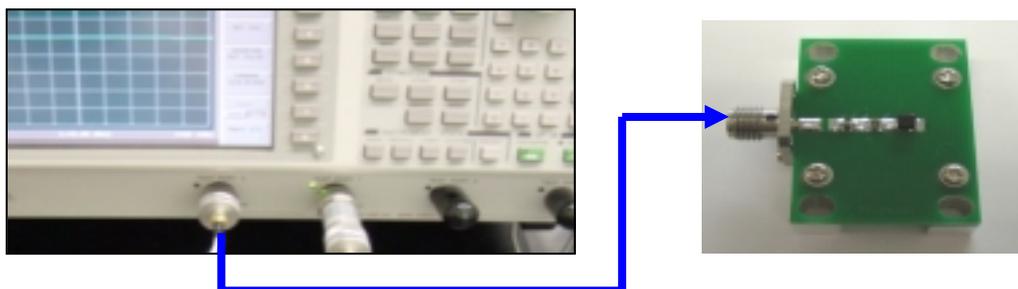
$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad : \text{【 ア 】} \quad S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad : \text{【 イ 】}$$

$$S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad : \text{【 ウ 】} \quad S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad : \text{【 エ 】}$$

(語群)

順方向透過係数	逆方向透過係数	特性インピーダンス
負荷インピーダンス	入力反射係数	出力反射係数

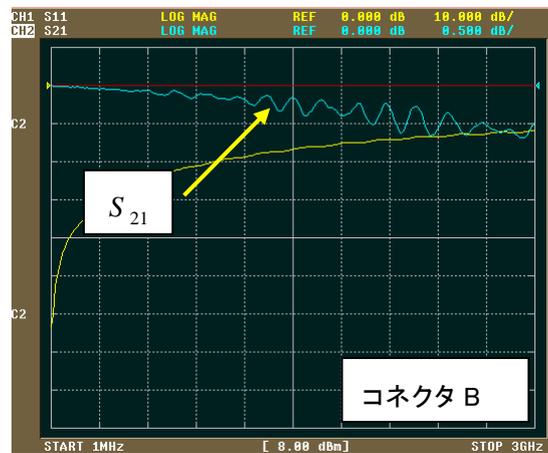
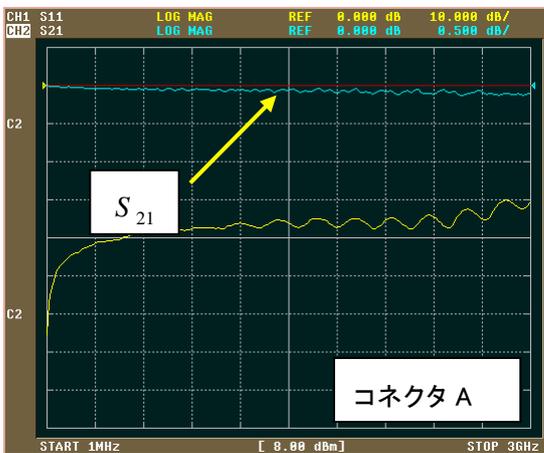
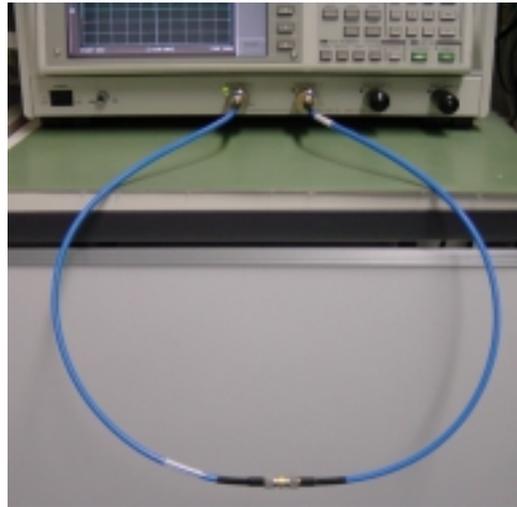
(2) 下図のように、ベクトルネットワークアナライザのポート1に被測定モジュールを接続し、このモジュールの S_{11} 特性を測定した。その結果、 $S_{11} = 100 + j50$ であった。この場合のリターンロス(dB)を求めよ。



高周波測定ノウハウ

問題 2 次の文章及び図はリップル特性について述べたものである。【 】内に最も適した語句を、下記の語群から選び、その番号を記せ。 重複可能

下図のように、ベクトルネットワークアナライザのポート1 - 2間をセミリジッドケーブルと SMA 中継コネクタで接続した場合、



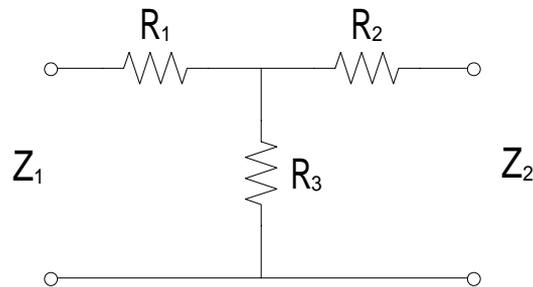
コネクタ Aの方がコネクタ Bに比べて、反射特性は、【 ア 】と言える。
 コネクタの反射特性が悪くなると、リップルの振幅(山と谷の間隔:縦軸)は、【 イ 】
 なり、リップルの周波数間隔(山と山もしくは谷と谷:横軸)は、【 ウ 】。

(語群)

- | | | | | |
|----|----|-------|-----|-----|
| 良い | 悪い | 変わらない | 小さく | 大きく |
| 短く | 長く | | | |

インピーダンス変換回路

問題3 抵抗型インピーダンス変換器の定数を求めよ。



$Z_1 = 50\Omega$ 、 $Z_2 = 75\Omega$ のときの、 R_1, R_2, R_3 を求めよ。

$$K = \frac{2Z_1}{Z_2} - 1 + 2\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)}, \quad R_1 = \frac{Z_1(K+1) - 2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1}$$

$$R_2 = \frac{Z_2(K+1) - 2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1}, \quad R_3 = \frac{2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1}$$

問題4 以下の説明に最も合うインピーダンス変換回路を下記(A)～(C)より選べ。

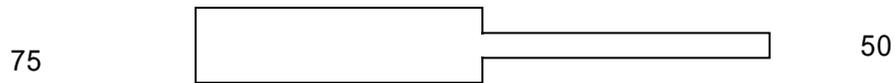
- (1) 直流からマイクロ波帯まで広帯域に整合が取れるため、計測器アクセサリとしても採用されている。【 】
- (2) 最も広帯域な特性をもっているが、挿入損失が一番大きい。【 】
- (3) 使用できる帯域は、コアの材料や巻き線の太さ、巻き数などにより異なる。【 】
- (4) 挿入損失は、コア材料の磁性体による損失や、巻き線自体のQにより左右される。【 】
- (5) 最も挿入損失を小さくすることが出来るが、使用できる帯域幅が一番小さい。【 】
- (6) 分布定数回路特有の繰り返しが、周波数特性で現れる。【 】

- (A) 抵抗型インピーダンス変換器
- (B) トランス型インピーダンス変換器
- (C) マイクロストリップ型インピーダンス変換器

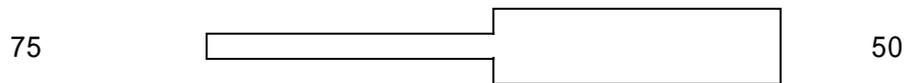
問題5 マイクロストリップ型インピーダンス変換器の帯域を広くするにはどうすれば良いか。

下記(1)～(3)より選べ。

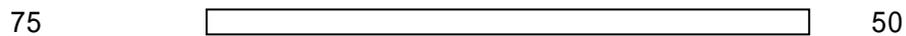
(1) 太いラインと細いラインで構成する。



(2) 細いラインと太いラインで構成する。



(3) マイクロストリップライン型では広帯域化は出来ない。



方向性結合器の設計

問題6 方向性結合器として、どちらの設計が良いか検討しなさい。その理由も述べよ。

設計A：結合度：20dB、アイソレーション：25dB

設計B：結合度：20dB、方向性：20dB

問題7 以下の説明に最も合うものを(A)～(C)より選びなさい。

(1) 2本の線路の距離を近づけると結合度はどうなりますか。

(A) 大きくなる (B) 小さくなる (C) 変わらない

(2) 方向性結合器の良し悪しを決めるパラメータは何ですか。

(A) インサクションロス (B) 方向性 (C) アイソレーション

(3) 結合線路の長さはどれですか。

(A) (B) / 2 (C) / 4

(4) リターンロスの値はどれがいいですか。

(A) 0dB以上 (B) 10dB以上 (C) 20dB以上

(5) 30mmの伝送線路($r = 4$ 、 $r_e = 3$)を0.5mm間隔で並べた時の中心周波数は何Hzですか。

(A) 443MHz (B) 1443MHz (C) 2443MHz

(6) 断面が対称構造の分布結合型方向性結合器は、主線路の出力と副線路の出力の位相差は何度になりますか。

(A) 0度 (B) 90度 (C) 180度

マイクロストリップラインを用いた素子値の計算

問題 8 周波数 1GHz における直列インダクタンス 1[nH]の線の長さを求めよ。
伝送線路の特性インピーダンスは 50[]とする。

基板の仕様 (東亜工業株式会社 CHUKOH FLO)

比誘電率 ϵ_r : 2.6

誘電体の厚さ : 0.8mm

導体の厚さ : 0.018mm

$\tan \delta$: 0.0022 (12GHz)

問題 9 波数 1GHz において、長さ 25[mm]の先端開放線路のインピーダンスを求めよ。
特性インピーダンスは 50[]とする。
ただし、基板の仕様は問題 8 と同様のものを使用する。

問題 10 周波数 2GHz における直列インダクタンス 10[nH]の線路の長さを求めよ。
ただし、基板の仕様は問題 8 と同様のものを使用する。

問題 11 周波数 1GHz において、長さ 25[mm]の先端短絡線路のインピーダンスを求めよ。
特性インピーダンスは 50[]とする。
ただし、基板の仕様は問題 8 と同様のものを使用する。

IC タグのアンテナ特性評価

問題 1 2

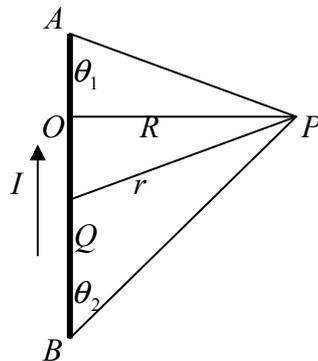
(1)

線状の電流 I の微小部分 ds によって、そこからの位置ベクトルが r の点において生じる磁界 dH は

$$dH = \frac{I}{4\pi} \frac{ds \times r}{|r|^3}$$

で与えられ、これは Biot-Savart の法則と呼ばれる。

いま、有限長さの直線状の導線 AB に電流 I が流れているとする。導線 AB からの距離が R で、点 A 及び点 B において導線に対して角度 θ_1 、 θ_2 をなす点 P での磁界を、Biot-Savart の法則を利用して求めなさい。



(2)

次の文章における空欄に（強く、弱く）のどちらかを選択して記入しなさい。

ループアンテナに流れる電流によって発生する磁界の中に、金属板を近づけたとき、金属表面にはうず電流が発生する。磁界の強度が強まると、うず電流はその磁界を（ ア ）するような向きに流れ、逆に磁界が弱まるとそれを（ イ ）するような方向に流れる。その結果、金属表面近傍の磁界は（ ウ ）なる。

磁性シートを用いた筐体電磁ノイズ対策

問題 1 3

(1) 電子機器筐体の電磁シールド性能 SE は筐体がなく送信アンテナのみの場合の受信レベル $E_0(d\mu V)$ とアンテナを筐体の中に設置したときの受信レベル $E_1(d\mu V)$ から

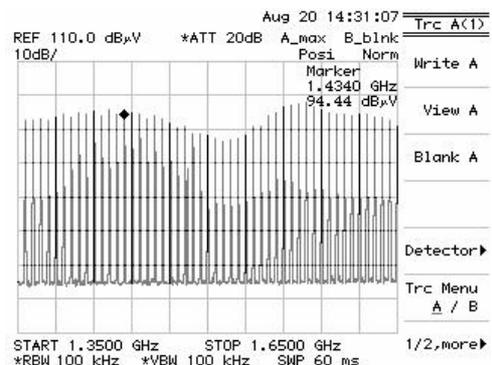
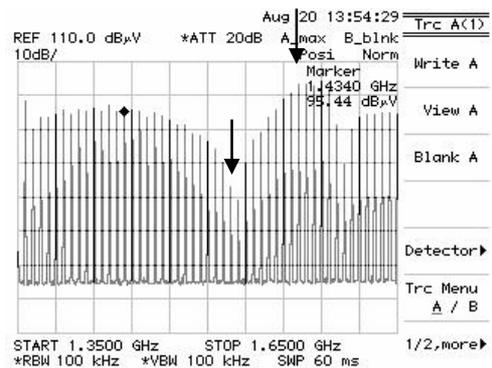
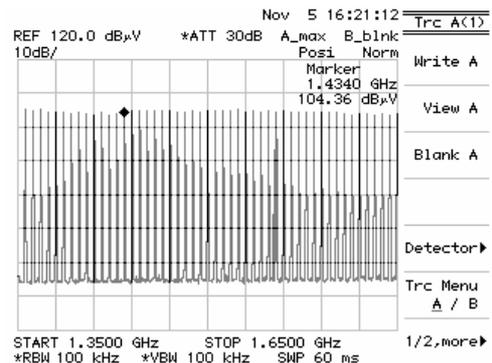
$$SE = E_0 - E_1 (dB)$$

で求められる。

いま、直径 $75mm$ の丸穴が設けられたある電子機器筐体を対象にした測定結果が右図のようであったとする。図は、受信アンテナからの信号をスペクトルアナライザによって観測した画面である。

(上) はアンテナのみ、(中) は筐体、(下) は磁性シート貼付の場合である。同図(中)の周波数特性は筐体共振によると思われる谷あるいは山が見られる。矢印で示されたこれらの部分において筐体のみと、磁性シートを貼った場合の両方についておおよその電磁シールド性能を求めなさい。

また、磁性シートを貼付することの効果あるいは影響を調べなさい。



(2) 筐体の空洞共振周波数 $f(GHz)$ と筐体の寸法 $A, B, C(mm)$ との間には

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

の関係がある。ただし、 m, n, p は非負の整数である。この式を用いて、筐体寸法から共振周波数を求める方法を説明しなさい。

TEMセルを用いたイミュニティ特性

問題 1 4

下図のような構成により、TEM セルを用いたイミュニティ試験を実施した。被測定物への飛込みレベルを測定した結果、スペクトラムアナライザでの測定値が $35\text{dB}\mu\text{V}$ であった。この場合、被測定物のイミュニティ (dB) を計算せよ。

但し、測定条件は以下の通りである。

周波数 : 1 GHz 印加電圧 : 10 dBm 信号源及び測定器インピーダンス : 50

被測定物のインピーダンス : 50 使用した TEM セルの相対電界強度 (補正值) : -4 dB

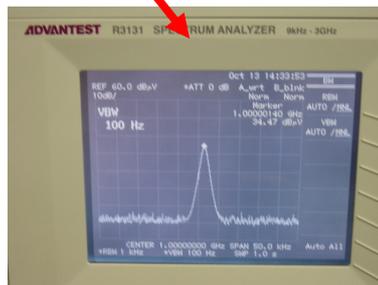
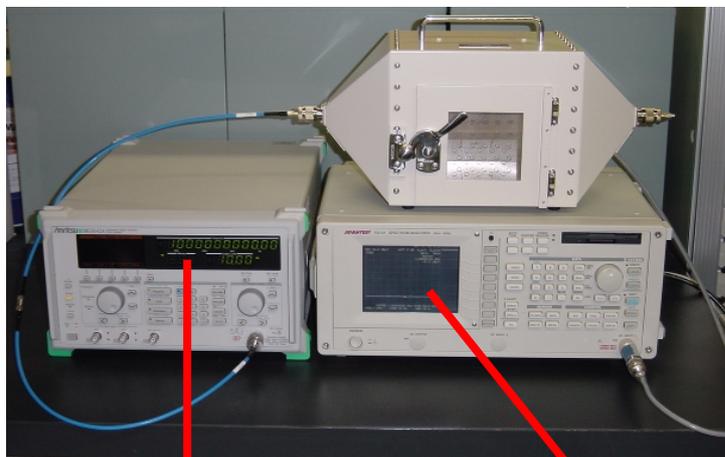
使用した各ケーブル及びコネクタの損失 : 0 dB

また、イミュニティの計算式は以下の通りとする。

イミュニティ (dB) = (TEM セル内の電界強度) - (被測定物への飛込みレベル)
補正值が 0 dB の時、TEM セル内の電界強度は、

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

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



答え : イミュニティ = 【 】 dB

EMC とノイズ

問題 1 5 静電容量が 10pF ($10 \times 10^{-12}\text{F}$) の電子部品に 100nC ($100 \times 10^{-9}\text{C}$) の電荷が帯電している。この電子部品を設置してある金属テーブルに近づけたところ、電子部品とテーブルとの間に放電が発生し、放電後の電子部品の電圧は 1000V になっていた。

- (1) 放電前の電子部品の電圧を求めなさい。
- (2) 放電後の電子部品に存在する電荷の電気量を求めなさい。
- (3) 放電時間が 1ns (10^{-9}s) であったとすると、放電時の平均電流を求めなさい。

問題 1 6 下記の静電気および ESD に関する記述で正しいものには、謝っているものには \times をつけなさい。

- (1) 物体に静電気が帯電しているとき、この静電気の量は電圧 V で示される。
- (2) 絶縁体と金属とを摩擦すると絶縁体には静電気が発生するが、金属には静電気は発生しない。
- (3) 人間の静電容量はおおよそ 100pF 程度であるため、人体に $1\mu\text{C}$ の電荷が帯電すると、その電圧は 10kV となる。
- (4) ある物体が帯電しているとき、その放電開始電圧は物体の形状に関係なく、物体の電圧で決まる。
- (5) ESD が発生するとその周辺に磁場が発生する。この磁場の大きさは放電時間が短いほど大きくなる。
- (6) 帯電した人間が電子回路に近づくと電子回路の誤動作の原因になる。
- (7) 半導体素子の静電破壊を防ぐためには、ゴム手袋を使用して半導体素子を取り扱うことが有効である。
- (8) イオナイザは人体や電子部品等の帯電を除去するための装置である。
- (9) 半導体素子の周辺で ESD が発生すると半導体素子は誤動作することがある。
- (10) 半導体素子の静電破壊を防止するためには全てのリードを導電性スポンジに差し込んで運搬することが望ましい。

プリント基板設計技術とシミュレーション

問題 17

IC のスイッチングによるパスキンの電圧の変化を下記の解説から導き回答しなさい。また Spice によりシミュレーションして結果を確認しなさい。

平行空気コンデンサの蓄電量と端子間の電圧の関係は (1) 式で表せる。

$$C_x = (8.85 \times 10^{-12} \times \epsilon_r \times a \times b) / d \quad (1)$$

ただし $\epsilon_r = 1$ (空気中) a, b はコンデンサの対抗面積で各 100mm、
d は ab 間の距離で 1mm とする。

電極間に 5V の電圧を加えると、コンデンサに蓄えられる電荷 Q は下記で求まる。

$$Q = C_x \times V = 8.85 \times 10^{-12} \times 5 = 4.42 \times 10^{-10} \quad (C)$$

時間 t(s) の間に、電流 i(A) でコンデンサに流入または流出する電荷 Q は (2) 式

$$Q = i t \quad (2)$$

で求められる。

図 1(a) の回路で示してあるように $C_x = 0.1 \mu F$ 、初期電圧を 5V とし、図 1(b) のように SW が 10ns 間 ON するように制御したとき C_x の両端電圧の変化を計算で求める。

いま初期状態の C_x の電荷量を $Q_1(C)$ 、SW が ON の期間に放電する電荷量を $Q_2(C)$ とすると OFF に変化する直後の電荷量 Q_x は (3) 式より求まる。

$$Q_x = Q_1 - Q_2 = C V_1 - i t \quad (3)$$

このときの C_x の両端電圧を V_2 とすると $V_2(V)$ は (4) 式で求まる。

$$V_2 = Q_x / C_x \quad (4)$$

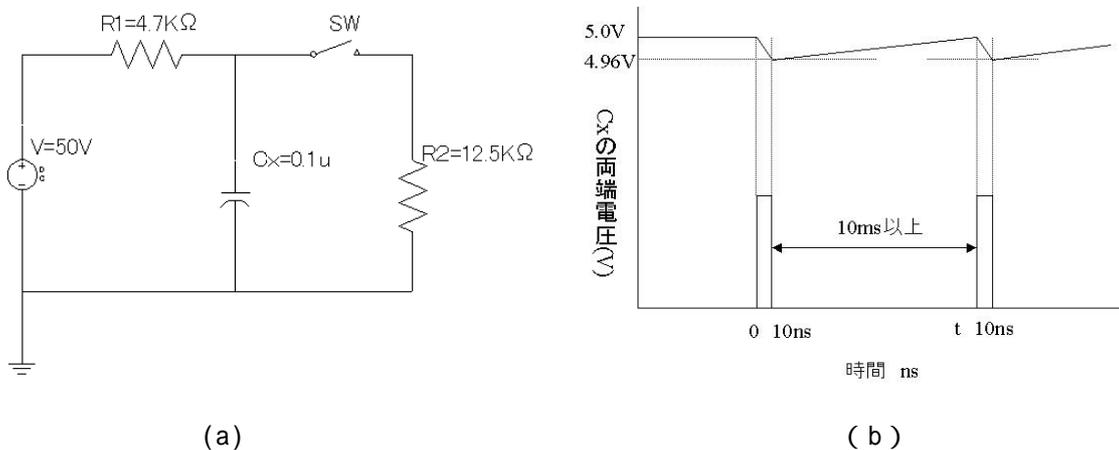


図 1 パスキンの電荷の充電と放電の電圧変化

上式(1)～(4)より、図1(a)回路の電圧降下分を求め電源電圧の何%になるか算出
しなさい。また、Spiceによりシミュレーションを行い、SWがON/OFFした時の充電と放電
の変化の様子を確認しなさい。

次にパスコンCxのコンデンサ容量を0.01uFに変えた時の電荷量、電圧降下を再計算し、
シミュレーションで違いを確認しなさい。

問題 18

500MHzの信号が空气中及びプリント基板(ガラスエポキシ基板でFR4 比誘電率4.8と
する)を伝搬するときの速度と波長を下記の説明を読み、求めなさい。

電磁波の速度と波長の関係からプリント基板上を信号が伝搬する速度を考えて見る。
電磁波が空間を伝わる速度は $V=3 \times 10^8$ (m/s)であり、このとき電磁波の波長を (m)、
電磁波の周波数を f (Hz)とすれば、波長は(1)式で求められる。

$$= c / f \quad (1)$$

いま、周波数1GHzの電磁波の場合波長は

$$= 3 \times 10^8 / 1 \times 10^9 = 0.3 \text{ (m)}$$

となり、1GHzの波長は0.3mとなることが分かる。

また、1GHzの電磁波が、空气中を進むとき1波長進むのに要する時間は(2)式より求
まめることができ、計算すると

$$t = 0.3 / 3 \times 10^8 = 1 \text{ (ns)} \quad (2)$$

となる。

ガラスエポキシ基板(FR4)では、比誘電率が約4.8であり、このためプリント基板上を信
号が伝送する時には、伝送する速度が $1/\sqrt{4.8}$ だけ遅くなる。

電磁波の速度 V と周波数 f 、波長は $V=f \cdot \lambda$ の関係から速度が $1/\sqrt{4.8}$ になると波長
も $1/\sqrt{4.8}$ となる。このことを波形短縮といっている。図2は1GHzの電磁波の波長と空气中
の伝搬速度、プリント基板内を伝搬する場合の伝搬速度を示したものである。

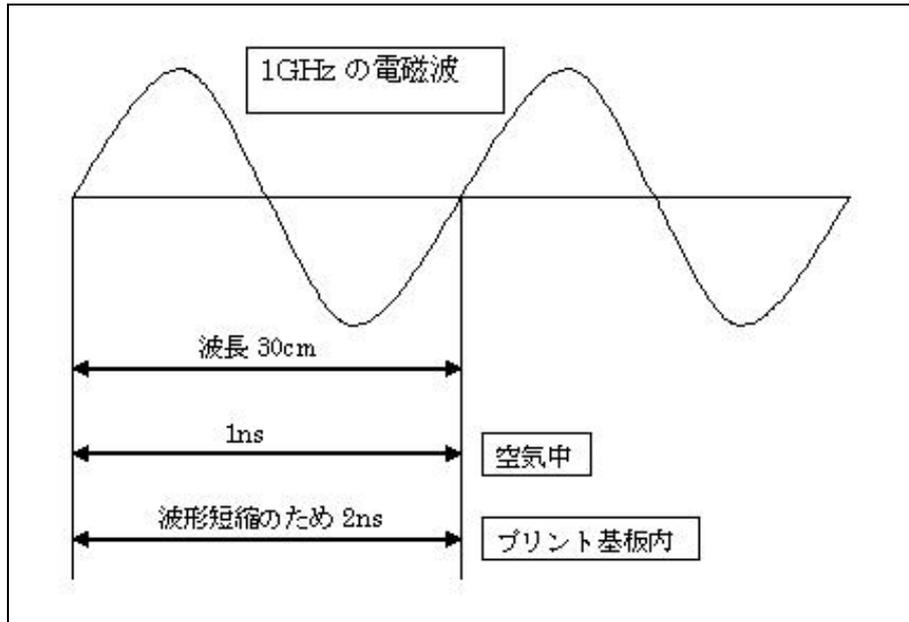


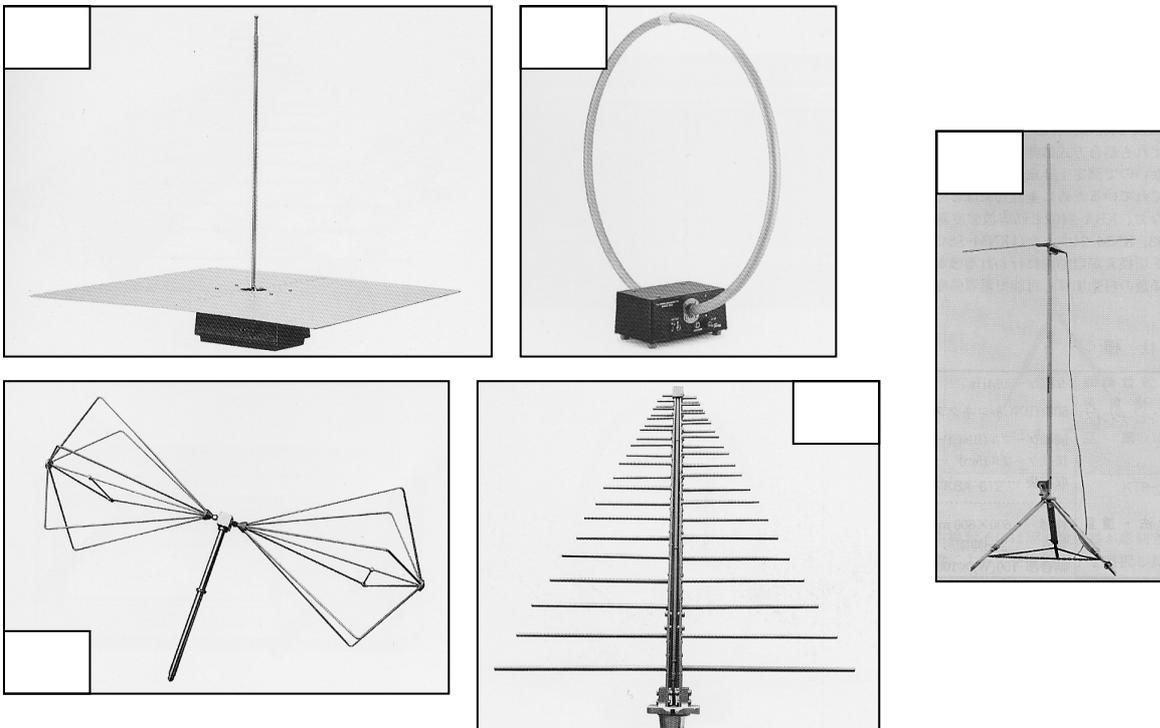
図2 1GHzの電磁波がプリント基板内を進むのに要する時間

放射妨害波を測定するためのアンテナ

問題 19 以下は放射妨害波を測定するためのアンテナである。

【 】に該当する写真を下から選び、その番号記せ。

- (1) バイコニカル・アンテナ = 【 】
 (2) ロッド・アンテナ = 【 】
 (3) 半波長ダイポール・アンテナ = 【 】
 (4) ループ・アンテナ = 【 】
 (5) ログペリオディック・アンテナ = 【 】



次に、以下の説明に最も合致したアンテナ名を上記(1)～(5)より選び【 】に記せ。

- (A)【 】は、主として放射妨害波の磁界成分を測定するアンテナであり、30MHz以下の周波数帯で広く利用されている。
- (B)【 】は、主として300～1000MHz程度の放射妨害波の測定に用いられ、測定周波数が増える度に、アンテナエレメント長を変更する必要が無いのが利点である。ただし、垂直偏波と水平偏波でアンテナ利得が異なる点に注意しなければならない。
- (C)【 】は、主として30～300MHz程度の放射妨害波の測定に用いられ、測定周波数が増える度に、アンテナエレメント長を変更する必要が無いのが利点である。

- (D) 国際規格 CISPR-16 では、80 ~ 1000MHz 帯の放射妨害波に、この【 】を標準アンテナとして用いることを指定している。80MHz 以上の周波数では、測定周波数を変更する度に、アンテナエレメント長を変更（共振長）しなければならない。
- (E)【 】は、主として 30MHz 以下の放射妨害波の電界成分を測定するアンテナである。エレメント長は 1 ~ 2m 程度が一般的であり、モノポールアンテナとも言われている。

演習問題解答例

スミスチャート&Sパラメータ測定

問題 1

< 解答 >

(1) ア - イ - ウ - エ -

(2) 約 7dB

< 解説 >

(1) S_{11} は、ポート 2 を整合させた時、ポート 1 へ向かう進行波と反射波の様子を示す反射係数を示す。 S_{22} は、ポート 1 を整合させた時、ポート 2 へ向かう進行波と反射波の様子を示す反射係数を示す。 S_{21} は、出力ポートを整合させた時の順方向伝送係数を示す。 S_{12} は、入力ポートを整合させた時の逆方向伝送係数を示す。

(2) まず、 $S_{11} = 100 + j50$ における反射係数 を求める。

$$\Gamma = \frac{(100 + 50j) - 50}{(100 + 50j) + 50} = \frac{50 + 50j}{150 + 50j} = \frac{(50 + 50j)(150 - 50j)}{(150 + 50j)(150 - 50j)} = 0.4 + 0.2j$$

次に、 $|\Gamma|$ を求める。

$$|\Gamma| = \sqrt{0.4^2 + 0.2^2} \cong 0.447$$

よって求めるリターンロスは、
 $-20 \text{Log}_{10} |\Gamma| \cong 7$ (dB) となる。

高周波測定ノウハウ

問題 2

< 解答 >

ア - イ - ウ - エ -

< 解説 >

伝送路に接続される中継コネクタ等の反射特性が悪くなると、一般的に伝送特性においてリップが発生することが知られている。リップの振幅は反射特性が悪化する程、大きくなって現れる。しかし、リップルの周波数間隔は、反射特性の良否に依存しない。具体的には、ネットワークアナライザの各ポートと中継コネクタを結ぶセミリジットケーブルの長さによって決定される。

インピーダンス変換回路

問題3 抵抗型インピーダンス変換回路について

< 解答 >

$$R_1 = 0 \quad , \quad R_2 = 43.3 \quad , \quad R_3 = 86.6$$

< 解説 >

この回路はT型のアッテネータ回路であり、アッテネータ回路は入出力のインピーダンスが等しいので、左右対称の形をしている。今回のインピーダンス変換器は、計算結果からも分かるように、入出力のインピーダンスが違うので R_1 がなくなった左右非対称の形になっている。

Kの値はロスが最小となる時の計算式である。

$$K = \frac{2Z_1}{Z_2} - 1 + 2\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)} = 3.732$$

挿入損失： $10\log_{10} K$ より 5.72dB

問題4 インピーダンス変換回路の種類について

< 解答 >

(1) A (2) A (3) B (4) B (5) C (6) C

< 解説 >

周波数特性 (広帯域)

抵抗型 > トランス型 > マイクロストリップ型

挿入損失

マイクロストリップ型 > トランス型 > 抵抗型

分布定数回路特有となる特性の繰り返しを図1に示す。

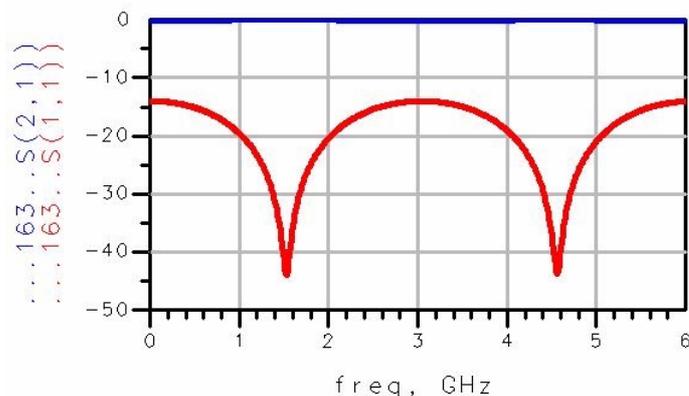
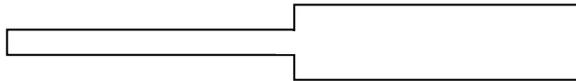


図1

問題5 マイクロストリップ型インピーダンス変換回路の広帯域化について

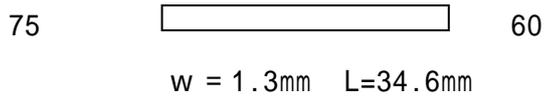
< 解答 >

(2)

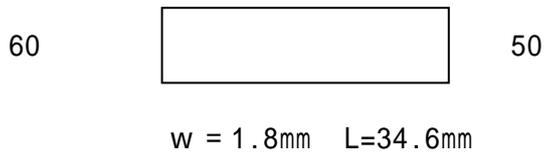


< 解説 >

75 をいきなり 50 に変換するのではなく、一度中間インピーダンスとなる 60 に変換するラインを設計する。



次に、60 から 50 に変換するラインを設計する。



実際に設計した回路を、図2に示す。

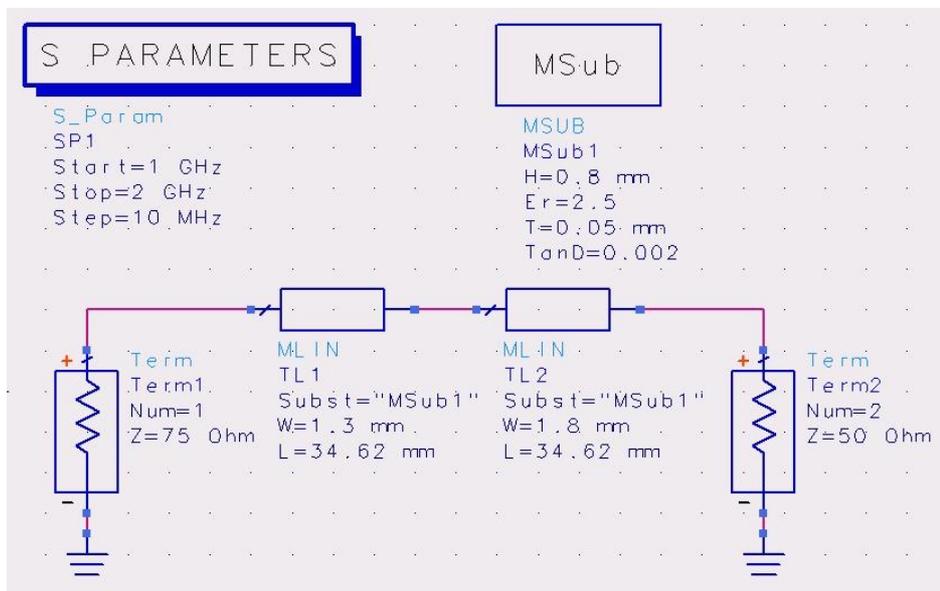


図2 マイクロストリップラインの多段接続によるインピーダンス変換器

1本のマイクロストリップラインで設計したときの S_{21} を図3に示す。中心周波数をピークに山型をしているのが分かる。

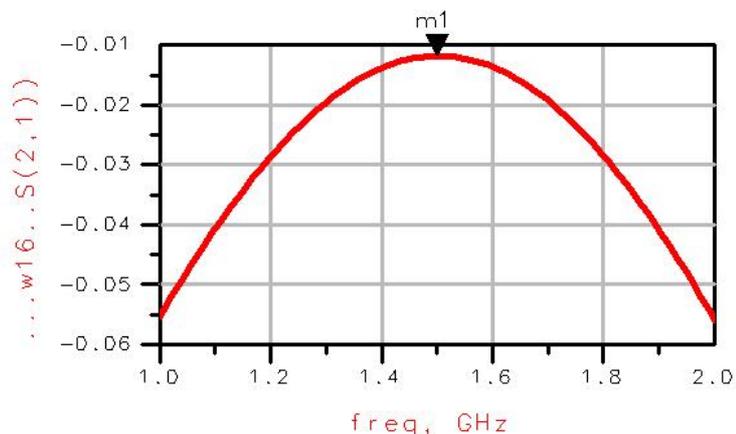


図3 1本のマイクロストリップラインの特性

2本のマイクロストリップラインを多段接続したものを図4に示す。図3と比較してみても、フラットな特性が得られていることが分かる。

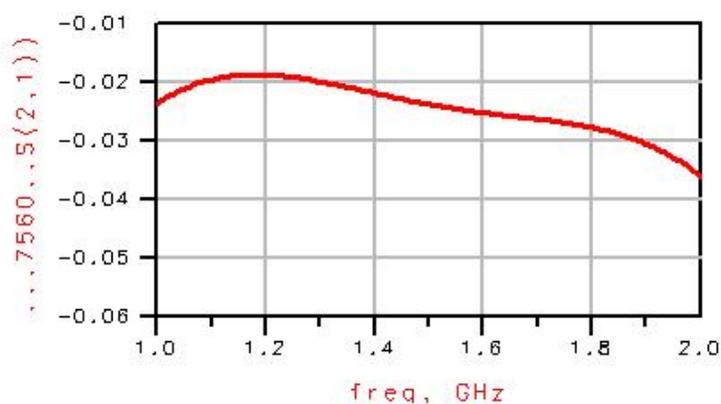


図4 多段接続したマイクロストリップラインの特性

マイクロストリップラインで、広帯域化を図るためには、多段接続すれば良いことが分かる。しかし、今回の設計でもその長さは 69.24mm となり、実際に実装するには、大きさに注意が必要となる。

方向性結合器の設計

問題6 方向性結合器のパラメータ

< 解答 >

B が良い

< 解説 >

方向性結合器において重要なパラメータは方向性である。方向性とは下記に示すように、アイソレーションと結合度の差の値になり、大きい程良い設計となる。

方向性(Directivity) = アイソレーション(Isolation) - 結合度(Coupling)

設計 A (方向性) = 25dB - 20dB = 5dB

よって、設計 B の方向性は 20dB 取れているのに対して、設計 A の方向性は 5dB しか取れていない。方向性としては 20dB 以上の値が望ましい。

さらに、設計 B のアイソレーションを求める。

設計 B (アイソレーション) = 20dB + 20dB = 40dB

設計 A のアイソレーションは 25dB だったが、設計 B では 40dB も取れていることが分かる。よって、方向性結合器は、結合度とその方向性にポイントをおいて設計を行う。

問題7 方向性結合器について

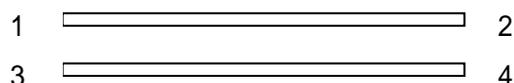
< 解答 >

(1) A (2) B (3) C (4) C (5) B (6) B

< 解説 >

(1) 例として本文より、距離 1mm のときのカップリングは 20dB で、距離 2mm のときのカップリングは 10dB であったことから、距離を近づけるほど、結合度は高くなることが分かる。

(2) インサクションロス : S_{21} 、アイソレーション : S_{41} 、方向性 : $S_{41} - S_{31}$



(4) リターンロス S_{11} は、入射波に対して反射波として戻ってくる割合を表したものである。一般的には 20dB 以上取るようにする。

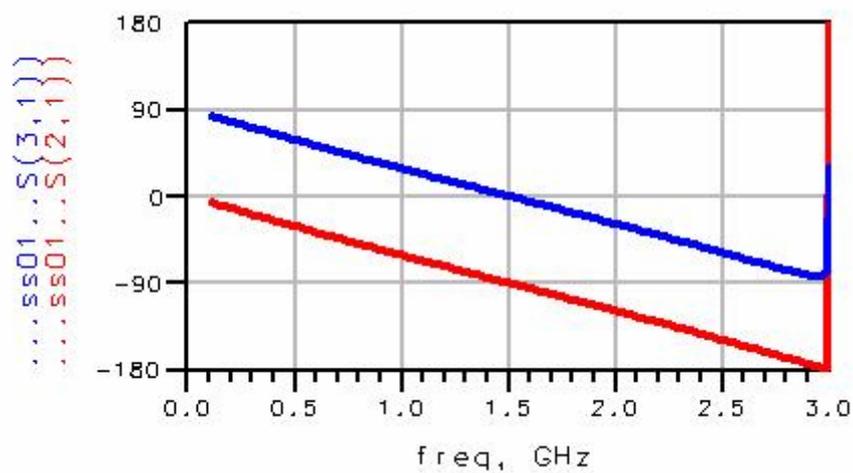
$$(5) \quad \frac{\lambda_g}{4} = 0.03$$

$$\lambda_g = 0.12 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$= 0.2078$$

$$f = \frac{c}{\lambda_g} = \frac{3 \times 10^8}{0.2078} = 1443 \text{ MHz}$$

- (6) 対称構造となるカップルドストリップラインの方向性結合器の主線路 S_{21} と副線路 S_{31} の位相を下記に示す。周波数に関係なく 90 度の位相差があるのが分かる。



マイクロストリップラインを用いた素子値の計算

問題 8

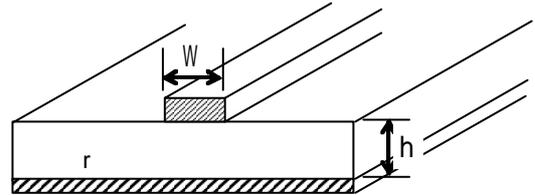
< 解答例 >

インダクタンス L の線幅を決める。

(線幅を 0.5[mm] とする：線幅は任意が良いが製作の面を考慮しこの幅とする)

このときの線路の特性インピーダンスと実効比誘電率 ϵ_{re} を求める。

ここで $F(W/h)$ について考える。



実効比誘電率はマイクロストリップラインの線幅と誘電体の厚さの比で異なる。線幅が広い場合と、狭い場合に分けられ次式で与えられる。

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) \quad \text{を使用し実効比誘電率 } \epsilon_{re} \text{ を求める。}$$

線幅が広い場合

$$W/h > 1 \text{ の時 } F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (\text{A})$$

線幅が狭い場合

$$W/h \leq 1 \text{ の時 } F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \quad (\text{B})$$

今回は $W/h \leq 1$ であるため (B) 式に数値を代入して計算すると

実効比誘電率は 1.98 となる。

また、マイクロストリップラインの特性インピーダンスを求める場合にも実効比誘電率の変化に伴い、線幅の広い狭いによって次式で与えられる計算式を使用する。

線幅が広い場合

$$W/h > 1 \text{ の時 } Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (\text{C})$$

線幅が狭い場合

$$W/h \leq 1 \text{ の時 } Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (\text{D})$$

この場合には (D) 式より特性インピーダンスを求める。

特性インピーダンスは 109.2 [] となる。

線路の長さを次式により求める。

$$l = \frac{Lv_g}{Z_0} = \frac{L \cdot c}{\sqrt{\epsilon_{re}} Z_0}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} : \text{管内波長}$$

$$v_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} : \text{群速度}$$

c : 光速 (3×10^8 m/s) Z_0 : の計算による値を使用

より、求める長さは 1.95[mm]

問題 9

< 解答例 >

実効比誘電率を求める。

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h)$$

ここで Z (特性インピーダンス) = 50 の時の W/h は $\frac{W}{h} \geq 1$ の場合であるので

(A) 式を利用する。

$$F(W/h) = \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}$$

より $\epsilon_{re} = 2.15$

管内波長 λ_g は次式で与えられる。

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \lambda_0 : \text{自由空間波長}$$

より $\lambda_g = 20.5[\text{cm}]$

インピーダンスを求める

オープンスタブの長さは 11[mm] と与えられているため、 $\frac{\lambda_g}{4}$ より短い。

すなわち、 $l < \frac{\lambda_g}{4}$ であるので次式が成立する。

$$|Z_0 \cot \beta l| = \frac{1}{\omega C}$$

$$\begin{aligned} \text{左辺} &= |Z_0 \cot \beta l| = \left| Z_0 \cot \frac{2\pi}{\lambda_g} l \right| = \left| 50 \times \cot \left(\frac{2\pi}{20.5} \times 2.5 \right) \right| \\ &= 51.9 \text{ [} \Omega \text{]} \\ C &= \frac{1}{\omega Z} = \frac{1}{2\pi f Z} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1 \times 10^9 \times 51.9} = 3.06 \text{ [pF]} \end{aligned}$$

問題 10

< 解答例 >

インダクタンス L の線幅を決める。 (線幅を 0.5[mm]とする)

このときの線路の特性インピーダンスと実効誘電率を求める。

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) \quad \text{を使用し実効比誘電率を求める。}$$

$$w/h = 1 \text{ であるので (B) 式 } F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \text{ を用いる。}$$

数値を代入して計算すると

実効比誘電率は 1.98 となる。また、w/h = 1 であるので (D) 式を用いる。

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right)$$

特性インピーダンスは 109.2 [Ω] となる。

線路の長さを次式により求める

$$1 = \frac{Lv_g}{Z_0} = \frac{L \cdot c}{\sqrt{\epsilon_{re}} Z_0}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} : \text{管内波長}$$

$$v_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} : \text{群速度}$$

c : 光速 (3 × 10⁸ m/s) Z₀ : の計算による値を使用

より、求める長さは 19.5[mm]

問題 1 1

< 解答例 >

実効比誘電率を求める。

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right)$$

 $\frac{W}{h} \geq 1$ であるので(A)式を用いる。

$$\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}$$

より $\epsilon_{re} = 2.14$ 管内波長 λ_g は

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

より $\lambda_g = 20.5[cm]$

インピーダンスを求める

$$l < \frac{\lambda_g}{4} \quad \text{のとき} \quad |Z_0 \tan \beta l| = \omega L$$

より

$$\begin{aligned} \text{左辺} &= |Z_0 \tan \beta l| = \left| Z_0 \tan \frac{2\pi}{\lambda_g} l \right| = \left| 50 \times \tan \left(\frac{2\pi}{20.5} \times 2.5 \right) \right| \\ &= 48.1 [\quad] \end{aligned}$$

$$L = \frac{Z}{\omega} = \frac{Z}{2\pi f} = \frac{48.1}{2 \times \pi \times 1 \times 10^9} = 7.6[nH]$$

IC タグのアンテナ特性評価

問題 1 2

< 解答 >

(1)

点 P から導線の上を下ろした垂線の足を O とし、そこから線上の任意の点 Q までの長さを s とすると、Biot-Savart の法則より、点 P に生じる磁界 dH は

$$dH = \frac{I}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r^2} ds$$

で与えられる。ここで θ は $\angle PQO$ である。有限な導線全体による磁界は

$$H = \frac{I}{4\pi} \int_{\pi-\theta_2}^{\theta_1} \frac{\sin\theta ds}{r^2}$$

となる。

$R = r \sin\theta$ 、 $R = s \tan\theta$ より、

$$\frac{1}{r^2} = \frac{\sin^2\theta}{R^2}、ds = R d(1/\tan\theta) = -\frac{R}{\sin^2\theta} d\theta$$

従って、

$$H = \frac{I}{4\pi R} \int_{\theta_1}^{\theta_2-\pi} \sin\theta d\theta = \frac{I}{4\pi R} (\cos\theta_1 + \cos\theta_2)$$

ちなみに、無限長の導線の場合には $\theta_1 = \theta_2 = 0$ で、 $H = \frac{I}{2\pi R}$

(2)

(ア): 弱く、(イ): 強く、(ウ): 弱く

磁性シートを用いた筐体電磁ノイズ対策

問題 1 3

< 解答 >

(1)

図の(中)における谷に対応する周波数と、山に対応する周波数における基準レベル(アンテナのみ)、筐体みのレベル、磁性シートを貼付したときのレベルは同図から、以下の表1のように読み取れる。

表 1

	アンテナのみ	筐体のみ	磁性シート貼付
谷 ($f = 1.524GHz$)でのレベル	$115d\mu V$	$70d\mu V$	$88d\mu V$
山 ($f = 1.572GHz$)でのレベル	$115d\mu V$	$104d\mu V$	$98d\mu V$

この結果から、それぞれの周波数における電磁シールド性能 SE はアンテナのみの場合のレベルとの差から計算され、以下の表2のようになる。

表 2

	筐体のみ	磁性シート貼付
$f = 1.524GHz$	$45dB$	$27dB$
$f = 1.572GHz$	$11dB$	$17dB$

表2の結果から、磁性シートを貼ることによって $f = 1.524GHz$ でのシールド性能は $45dB$ から $27dB$ とかえって低下するが、 $f = 1.572GHz$ における最悪値 $11dB$ は $17dB$ へ改善されることがわかる。

(2)

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

$A = 300, B = 200, C = 100$ を代入し、 $m, n, p = 0, 1, 2, \dots$ として順次、共振周波数を計算する。

TEMセルを用いたイミュニティ特性

問題 1 4

< 解答 >

95 dB

< 解説 >

オームの法則より、

$$I = \frac{V}{R} \quad W = IV \quad \text{から} \quad V = \sqrt{RW}$$

ここで、 $R = 50 \Omega$ より $V = \sqrt{50W}$ 次に、印加電圧の単位を dBm から W に変換すると、 $10 \text{ dBm} = 0.01 \text{ W}$ より、

$$e_s = \sqrt{50 \times 0.01} = 0.707 (V) = 0.707 \times 10^6 (\mu V)$$

TEMセル内の電界強度 E を求めると

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

この E 値を $\text{dB} \mu V/m$ に換算すると、

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

最後に、補正值 (-4 dB at 1000 MHz) を上式に加えると、

$$E_{f=1000\text{MHz}} = 134.38 - 4 = 130.38 \cong 130 (\text{dB} \mu V/m)$$

ゆえに求めるイミュニティ値は、

$$E_{f=1000\text{MHz}} - 35 = 95 (\text{dB}) \quad \text{となる。}$$

EMC とノイズ

問題 15

< 解答 >

- (1) 10000V
 (2) 10nC
 (3) 90A

< 解説 >

- (1) 電子部品の静電容量を C_p 、その電圧を V_{p1} とすると、この電子部品に帯電している電気量 Q_{p1} は、

$$V_{p1} = Q_{p1} / C_p \dots \dots \dots (1)$$

となる。この式に $Q_{p1} = 100 \times 10^{-9} \text{C}$ 、 $C_p = 10 \times 10^{-12} \text{F}$ を代入して、

$$V_{p1} = Q_{p1} / C_p = 100 \times 10^{-9} / 10 \times 10^{-12} = 10000$$

となり、電子部品の電圧は 10000V (10kV) となる。

- (2) 電子部品の静電容量を C_p 、放電後の電子部品の電圧を V_{p2} とすると、この電子部品に帯電している電荷の電気量 Q_{p2} は、

$$Q_{p2} = C_p \times V_{p2} \dots \dots \dots (2)$$

となる。この式に $C_p = 10 \times 10^{-12} \text{F}$ 、 $V_{p2} = 1000 \text{V}$ を代入して、

$$Q_{p2} = C_p \times V_{p2} = 10 \times 10^{-12} / 1000 = 10 \times 10^{-9}$$

となり、放電後の電子部品に帯電している電気量は $10 \times 10^{-9} \text{C}$ (10nC) となる。

- (3) 電子部品の放電前後の帯電量の差 Q_p は、

$$Q_p = Q_{p1} - Q_{p2} \dots \dots \dots (3)$$

となる。この式に $Q_{p1} = 100 \times 10^{-9} \text{C}$ 、 $Q_{p2} = 10 \times 10^{-9} \text{C}$ を代入して、

$Q_p = 90 \times 10^{-9} \text{C}$ が得られる。この電気量が放電時間 t で金属テーブルに移動することになる。このときの電流 I_p は、

$$I_p = Q_p / t$$

となる。この式に $Q_p = 90 \times 10^{-9} \text{C}$ 、 $t = 1 \times 10^{-9} \text{s}$ を代入して、

$$I_p = Q_p / t = 90 \times 10^{-9} / 1 \times 10^{-9} = 90$$

となり、放電時の平均電流は 90A となる。

問題 16

< 解答 >

- (1) × (2) × (3) (4) × (5)
(6) (7) × (8) (9) (10)

< 解説 >

- (1) 静電気の量は電気量の単位Cで示される。
- (2) 金属も帯電するが、金属は導体なので、瞬時に帯電した電荷が移動し静電気が発生していないように見えるだけである。
- (3) 正しい。
- (4) 放電は帯電した物質の周囲に発生する電界の大きさで決まる。したがって、電圧が低い物体でも形状が針状であればその部分の電界は高くなり、放電が発生しやすくなる
- (5) 正しい。
- (6) 正しい。
- (7) ゴム手袋を使用した場合、この部分を通る電流はなくなるが、電界が存在するために静電誘導で半導体素子内部の電荷を移動させ絶縁破壊を発生させることがある。
- (8) 正しい。
- (9) 正しい。
- (10) 正しい。

プリント基板設計技術とシミュレーション

問題 17

< 解答例 >

(1) 電荷量 Q_x は $C_x = 0.1\mu\text{F}$ の場合は下記の (3) 式より

$$\begin{aligned} Q_x &= Q_1 - Q_2 = CV_1 - i t && (3) \\ &= 0.1 \times 10^{-6} \times 5 - 400 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-9} \\ &= 4.96 \times 10^{-7} \quad (\text{C}) \end{aligned}$$

このときの C_x の両端電圧 $V_2(\text{V})$ は下記の (4) 式より

$$\begin{aligned} V_2 &= Q_x / C_x && (4) \\ &= 4.96 \times 10^{-7} / 0.1 \times 10^{-6} \\ &= 4.96 \quad (\text{V}) \end{aligned}$$

よって電圧降下分は 40mV で、電源電圧の 0.8% となる。

同様にして $C_x = 1.0\mu\text{F}$ の場合を求めると

$$\begin{aligned} Q_x &= 4.996\mu\text{F} \\ V_2 &= 4.996\text{V} \end{aligned}$$

となり、電圧降下分は 4mV となり、電源電圧の 0.08% となる。

(2) Spice によるシミュレーションにより確認する。

Spice 回路モデル*denka jyu-houden $C=0.1\mu\text{F}$

.tran 10.9ms 25.2ms

Vs 1 0 5

R1 1 2 4.7k

C1 2 0 0.1uF

S1 2 3 2 4 SMOD

Vc 2 4 PULSE(0 5 0 1n 1n 10n 11ms)

R2 3 0 12.5

.MODEL SMOD VSWITCH

.PROBE v(Vs) V(1) v(2) v(3) V(2,4) I(R2) I(C1)

.END

このパスコン C_x を $1.0\mu\text{F}$ に変更すれば良

シミュレーション結果

パスコンが $0.1\mu\text{F}$ の場合のシミュレーション結果を図3にパスコンが $1.0\mu\text{F}$ の場合のシミュレーション結果を図4に示す。 C_x の両端の電圧が充電と放電を繰り返し、変化している様子がわかる。

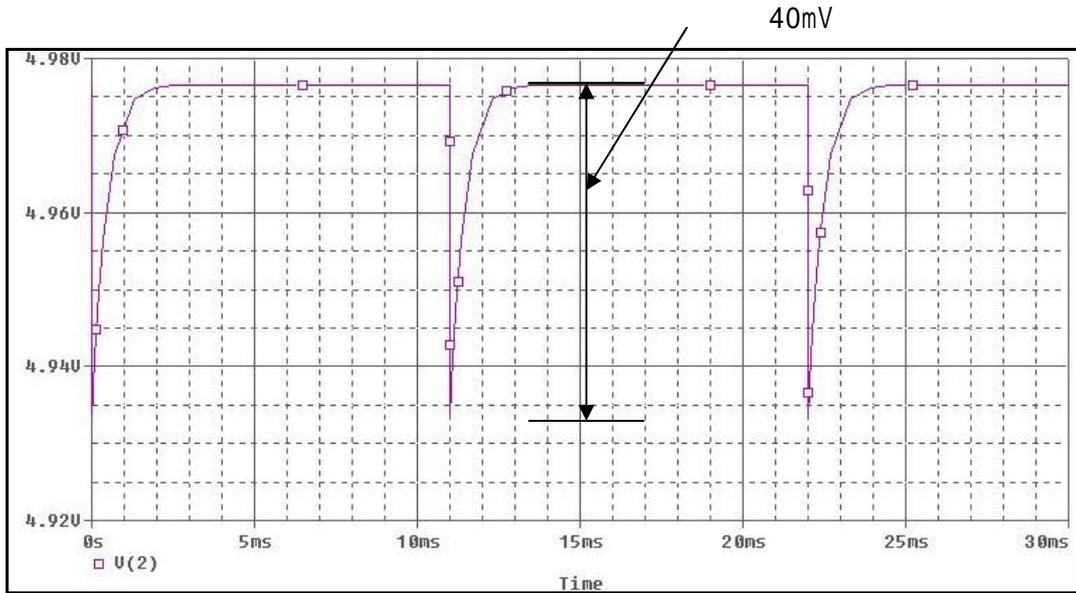


図3 0.1 μF の場合の電圧変化

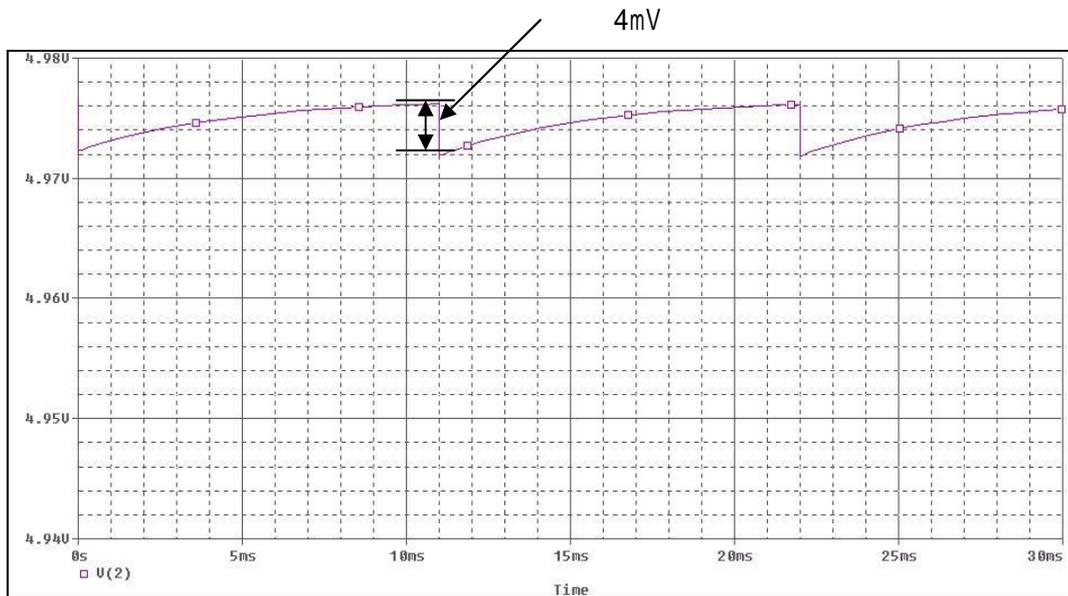


図4 1.0 μF の場合の電圧変化

問題 18

< 解答例 >

500MHz の電磁波が空气中を進むとき、1 波長進むのに要する時間をはじめに計算するとよい。500MHz の波長 は

$$= C / f = 3 \times 10^8 / 500 \times 10^6 = 0.6 \text{ (m)} = 60 \text{ (cm)}$$

よって、1 波長進むの要する時間 t は

$$t = 0.6 / 3 \times 10^8 = 2 \times 10^{-9} = 2 \text{ (ns)}$$

となる。

プリント基板では使用する基板の材質により、固有の非誘電率 ϵ_r を持っている。ガラスエポキシ基板 (FR4) の比誘電率は約 4.8 である。このため、信号がガラスエポキシ基板を伝搬する速度は $1/\sqrt{4.8}$ だけ遅くなる。

これより、ガラスエポキシ基板上では、伝搬する速度 V は

$$V = C \times 1/\sqrt{4.8} = 3 \times 10^8 \times (1/\sqrt{4.8}) = 1.37 \times 10^8 \text{ (m/s)}$$

ガラスエポキシ基板内を伝送するのに要する時間 t は

$$t = 0.6 / 1.37 \times 10^8 = 4.38 \text{ (ns)}$$

となる。

また、電磁波の速度 V と周波数 f の関係から

$$V = f \cdot \lambda$$

速度が $1/\sqrt{4.8}$ になると波長 λ もとなり約半分程度になる。

$$\begin{aligned} &= 1.37 \times 10^8 / 500 \times 10^6 = 0.274 \text{ (m)} \\ &= 27.4 \text{ (cm)} \end{aligned}$$

*** 重要項目 *****

波長 λ は電磁波の周波数 f と電磁波の速度 V できまる。 $\lambda = 3 \times 10^8 / f$ の関係から求まる。

プリント基板上を電磁波が進む速度 V は、プリント基板の非誘電率 ϵ_r に影響される。電磁波がプリント基板を進む速度は遅くなる。

電磁波がプリント基板を進むときの波長 λ は短くなる。

放射妨害波を測定するためのアンテナ

問題 19 妨害波測定用アンテナについて

< 解答 >

- (1) - (2) - (3) - (4) - (5) -
 (A) - (4) (B) - (5) (C) - (4) (D) - (3) (E) - (2)

< 解説 >

供試機器から直接、電磁波となって空間に放射される妨害波のことを放射妨害波と言う。放射妨害波は、電磁波の測定対象成分によって磁界測定と電界測定に区別され、それぞれの強度は次のように表される。

- ・ 妨害波電界強度： $1 \mu\text{V}/\text{m} = 0 \text{ dB}$
- ・ 妨害波磁界強度： $1 \mu\text{A}/\text{m} = 0 \text{ dB}$

放射妨害波を測定するアンテナは、電磁波の測定対象成分により、磁界測定用（10KHz～30MHz）と電界測定用（30～1000MHz）に分けられる。

【磁界アンテナ】

放射電磁界の磁界成分を測定するアンテナで、測定にはループアンテナが使用される。一般にループアンテナは、円形もしくは枠型のものが多く、CISPR 規格では、周波数範囲9KHz～30MHzにおいて、寸法が60cm平方以内で、電界成分の影響を避けるための電氣的シールドがされており、平衡度が20dB以上であることが規定されている。

磁界強度の単位は、 $\mu\text{A}/\text{m}$ または $\text{dB} \mu\text{A}/\text{m}$ で表されるが、

$$H (\mu\text{A}/\text{m}) = E (\mu\text{V}/\text{m}) / 377$$

もしくは、 $H (\text{dB} \mu\text{A}/\text{m}) = E (\text{dB} \mu\text{V}/\text{m}) - 51.5\text{dB}$ で表すこともできる。

【電界アンテナ】

放射電磁界の電界成分を測定するアンテナで、測定にはダイポールアンテナ、ロッドアンテナ、バイコニカルアンテナ、対周期(ログペリオディック)アンテナ等が使用される。周波数範囲9KHz～30MHzの場合、不平衡型の垂直ロッドアンテナがよく使用されるが、アンテナ長は、

放射源とアンテナの距離が10m以下の場合：1m

放射源とアンテナの距離が10m以上の場合：1mが望ましいが、距離の10%以下と規定されている。

周波数範囲30～300MHzの場合、平衡型ダイポールアンテナもしくは広帯域アンテナ(バイコニカルアンテナ)がよく使用される。ダイポールアンテナの場合、80MHz以上の周波数帯では、共振長アンテナであることが、また80MHz未満の周波数帯では、80MHz共振長であることが規定されている。

周波数範囲 300 ~ 1000MHz の場合、平衡型ダイポールアンテナもしくは広帯域アンテナ（ログペリオディックアンテナ）がよく使用される。また、以上のアンテナは偏波面（水平・垂直）の切替による測定が必要であることに注意しなければならない。

