電子機器筐体内の配線のカップリングノイズの計算

菊地 秀雄*

Calculation of Coupling Noise between Traces in Shield Casing

Hideo KIKUCHI*

*株式会社トッパンNECサーキットソリューションズ (〒104-0028 東京都八重洲2-2-7 トッパン八重洲ビル)

*NEC Toppan Circuit Solutions, Inc. (2-2-7 Yaesu, Chuo-ku, Tokyo 104-0028)

1. はじめに

従来より、携帯電話などで電子回路のEMI対策のためにシールドカバーを設置したり、集積回路に放熱のためのヒートシンクを設置することで、電子回路が遮蔽されてきた¹⁾。そのシールドカバーの内面には電波吸収材を設置することが望ましいが、コストダウンのために安価な金属・導体のみでシールドカバーが形成される場合も多い。その場合は、シールドカバー内の配線が発生させた電磁界が、シールドカバー内に閉じ込められ十分減衰されずにシールドカバー内で空洞共振して強い電磁界を発生させる。その結果、その電磁界が配線に電磁誘導を発生させ^{2),3)}、配線同士で大きなカップリングノイズを発生させた^{4)~7)}。同様な構造は、BGA基板とマザーボードの間の空間にも形成される。また、プリント配線板の表裏のグラウンド面の周辺を多数のビアホールで壁状に接続したシールド構造においても、プリント配線板を貫通するビアホール同士で大きなカップリングノイズを発生させた⁸⁾。このカップリングノイズの周波数を動作周波数帯域内に含む電子回路では大きな問題になる。

そのカップリングノイズを電磁界シミュレーションにより解析した^{9)~12)}。そのカップリングノイズの大きさはシールドカバーの内面の導体の抵抗によるQ値[†](quality factor)とマイクロストリップ線路の寸法の単純な関数で計算できることがわかったので、以下で説明する。

2. シミュレーションのモデル

2.1 シミュレーションモデルの設定

モーメント法の電磁界シミュレータSonnetを用いてシールドカバーのカップリングノイズをシミュレーションした。Sonnetは、2.5次元のモーメント法のシミュレータであり、複数の水平な配線面に導体パターンを形成し、その導体パターンの電流を計算する。図1にシールドカバーのモデルを示す。このシールドカバーのモデルは、上の天板(面積

抵抗率 R_p)の下に厚さ $(h-t)$ の空気層、プリント配線板のマイクロストリップ線路の配線層、厚さ t のプリント配線板の絶縁層、金属のグラウンド面(面積抵抗率 R_p)を設定した。また、天板の四辺を導体の側板でグラウンド面へ接地した。

当初のモデルは、天板の寸法が200 mm×190 mmであり、金属は銅の導体損を有し、絶縁層は、比誘電率 ϵ_r が4.5で誘電体損 $\tan \delta$ を0.02にした。金属の天板およびグラウンド面は、金属の導電率 σ による表皮効果の表皮深さ $d=1/\sqrt{\pi f \mu \sigma}$ (銅の場合は1 GHzで $2 \mu\text{m}$)より十分厚い $20 \mu\text{m}$ にした。モデルの四方の側板は完全導体に設定した。

図2に、プリント配線板とマイクロストリップ線路の構造を示す。これは、銅のグラウンド面の上に厚さ t の絶縁層があり、絶縁層の上面に 50Ω の特性インピーダンスのマイクロストリップ線路を配線した。マイクロストリップ線路は、プリント配線板の端部(天板の端部に位置する)に波源のポート1を持つ線路(波源線路)と、受信用のポート2を持つ線路(受信線路)を配線した。それらの線路を終端抵抗 R_{s1} と R_{s2} でグラウンド面に終端した。波源線路の

図1. シールドカバーのモデル

図2. マイクロストリップ線路の構造

ポート1から受信線路のポート2に伝達する信号を表すSパラメータ S_{21} によりマイクロストリップ線路同士のカップリングノイズを評価した。また、ポート1の内部インピーダンスおよびポート2の内部インピーダンスは、それぞれに接続するマイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_t に整合させた。

2.2 モデルの共振モード

シールドカバーの高さ h が十分低い場合は、その中の電磁界の共振モードは0以外の整数 m, n で名づけた共振モード(TM_{mn})に分類される。シールドカバー内の電界は空気層と絶縁層では異なるが、それが発生する磁界は両媒体中で平均化されると仮定し共振周波数 f_{mn} の近似式(1)を得た。

$$f_{mn} = \frac{c}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{x}\right)^2 + \left(\frac{n}{y}\right)^2} \quad (1)$$

$$\epsilon_e = \frac{h}{h - t + \frac{t}{\epsilon_r}}$$

ここで、 x はシールドカバーの天板の x 方向の長さ、 y は天板の y 方向の長さ、 t は絶縁層の厚さ、 h はプリント配線板のグラウンド面から天板までの高さ、 c は真空の光速 3×10^8 m/secである。 ϵ_e は平行平板の間の空間の実効的比誘電率であり、 ϵ_r は絶縁層の比誘電率4.5である。天板の高さ h が異なると、絶縁層の厚さ t とその上の空気層の高さ $(h-t)$ の比が変わるので実効的比誘電率 ϵ_e が変わる。

近似式(1)は、図3に示すように、シミュレーション結果とよく一致した。

図3. 天板の高さ h のTM11モードの共振周波数 f_0 への影響
 $W=1$ mm, $t=0.54$ mm。○印；式(1)の計算結果。実線；シミュレーション結果。

3. シミュレーション結果

3.1 天板とマイクロストリップ線路の寸法の影響

シミュレーションにより、ポート1からポート2へ伝わるノイズをSパラメータ S_{21} の周波数特性で調べた。マイクロストリップ線路幅 W と絶縁層の厚さ t と天板の高さ h を変えて、 S_{21} の変化を調べた。

図4に、マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_t を50 Ω に固定し、線路幅 W と絶縁層の厚さ t と天板の高さ h を、それらの比を保ち変えた場合の S_{21} を示す。また、受信線路の終端抵抗 R_{S2} は線路の特性インピーダンスに整合した $Z_t=50 \Omega$ とした。図4(a)に、受信線路がシールドカバーの端部にある場合を示し、図4(b)に、受信線路が中央部にある場合を示す。図4では、 $|S_{21}|$ のグラフにピークがある。線路幅 W が10 mmで太い場合は S_{21} のグラフのピークは高かったが、線路幅 W を0.1 mm程度まで細くした場合は S_{21} のピークが-43 dB程度にまで低下した。また、受信線路がシールドカバーの中央部にあるモデルは、受信線路が端部にあるモデルよりも $|S_{21}|$ が小さかった。図4(c)と(d)のスミス図で見ると、受信線路が端部にある場合の図4(c)と中央部にある場合の図4(d)では S_{21} のグラフがスミス図の中心の周りに回転している。スミス図の中心の周りのグラフの点の角度は信号の位相を表し、この2つのモデルは、信号の位相が異なる。受信線路がシールドカバーの端部にある場合は磁界による誘導結合によりカップリングノイズが発生し、受信線路が中央部にある場合は、磁界とは位相が90度異なる電界による容量結合によりカップリングノイズが発生する。

3.2 シールドカバーの空洞共振のシミュレーション

図5は、 $|S_{21}|$ のピークの周波数(970 MHz)での天板の電流分布を示す。この電流分布を見ると、この周波数でTM₁₁モードの電磁界共振が発生していることがわかる。このため、カップリングノイズにはシールドカバーの空洞共振がかかわることがわかる。

(a) 受信線路が端部 ($|S_{21}|$)

(b) 受信線路が中央部 ($|S_{21}|$)

(c) 受信線路が端部 (スミス図)

(d) 受信線路が中央部 (スミス図)

図4. 基本モデルのマイクロストリップ線路のカップリングノイズ S_{21}
特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ 。 $W=h/2=t/0.54$ 。

図5. 天板の電流密度分布 (970 MHz: TM11 モード)

図6に、シールドカバーの空洞共振の強さをシールドカバーの中央部での共振電圧（天板電圧）で表し、その横軸は、以下の式(2)で計算したシールドカバーの無負荷 $Q(Q_0)$ を表す。式(2)の導出については別途報告するが、シミュレーション結果はきれいに直線上に乗る。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{t \cdot \tan \delta}{(h-t)\epsilon_r + t} + \frac{R_p}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot h} \quad (2)$$

図6. シールドカバーの空洞共振に対する損失の影響
 $W=0.2\text{ mm}$, $t=0.108\text{ mm}$, $h=0.4\text{ mm}$ 。 $\tan \delta=0\sim 0.16$, $R_p=0\sim 8.2\text{ m}\Omega/\text{square}$ 。
Model C-1は、 $R_p=0\text{ m}\Omega/\text{square}$ とし $\tan \delta=0.02$ としたモデル、
Model C-2は、 $\tan \delta=0$ とし $R_p=8.2\text{ m}\Omega/\text{square}$ としたモデル。
横軸の Q_0 は式(2)で計算した。

ここで、 μ は真空の透磁率 $1.26\text{ }\mu\text{V}\cdot\text{sec}/(\text{A}\cdot\text{m})$ 、 ϵ_r は絶縁層の比誘電率、 R_p は天板とグラウンド面の導体の面積抵抗率（銅の場合は、1 GHzで $R_p=8.2\text{ m}\Omega/\text{square}$ ）である。

図6のグラフから、共振電圧の強さは Q_0 に比例し、共振周波数において天板とグラウンド面の間の空間に蓄えられる電磁界のエネルギー（共振エネルギー）は、電磁界の強さの2乗に比例するので Q_0 の2乗に比例することがわかる。図

6の実線は、天板とグラウンド面を銅とし、 $\tan \delta$ を0.02から0.16まで変えた場合を示す。絶縁層がガラスエポキシ($\tan \delta=0.02$)の場合は、実線の右端であり、このとき Q_0 の値は149である。図6の点線は、 $\tan \delta=0$ とし R_p を8.2 m Ω /squareから1 m Ω /squareまで変えた場合を示す。グラフの点C-1は、 $\tan \delta=0.02$ とし天板とグラウンド面が $R_p=0$ m Ω /squareの完全導体の場合を示す。 $1/Q_0 \sim R_p$ の寄与が大きいことがわかる。図6は $t=0.108$ mmの場合であり、その場合は $1/Q_0$ への $R_p=8.2$ m Ω /squareの寄与が $\tan \delta=0.02$ の寄与より大きかったが、 $t>0.47$ mmの場合には、その反対に、 $\tan \delta=0.02$ の寄与の方が $R_p=8.2$ m Ω /squareの寄与より大きくなる¹¹⁾。

4. 等価回路モデル

カップリングノイズを定量的に把握するために、シミュレーションで得たマイクロストリップ線路同士のカップリングノイズをSパラメータで把握し、Sパラメータのグラフ全体を少数のパラメータから導き出せるようにする。そのため、 S_{21} を等価回路の少数のパラメータで表す等価回路モデルを作成した。

4.1 誘導結合の等価回路

共振の等価回路は、各共振周波数ごとの L, C, R の並列共振回路(誘導結合回路)を受信線路に直列に連鎖したもので表される^{13),14)}。そのため、図7に示すように、受信線路に発生するカップリングノイズの等価回路は、共振周波数 f ごとに、ストリップ線路の中間に、 L と C と、定数の誘導電圧 V と R の直列回路を並列に接続した並列共振回路からなる誘導結合回路(磁界による誘導結合で発生するカップリングノイズ)を受信線路の伝送線路モデル中に挿入した²⁾。誘導電圧 V は、マイクロストリップ線路を横切る磁束 Φ により、 $V=d\Phi/dt$ で表される²⁾。このモデルは磁界に

図7. マイクロストリップ線路のカップリングノイズの等価回路

よる誘導結合によるカップリングノイズを表すモデルである。天板の端部近くでは、磁界が優勢なので、天板の端部のマイクロストリップ線路では、このモデルが適切である。

図7で、波源線路のポート1には、 $R_{s1}=Z_t$ の場合に1ボルトが加わるようにポート1の内部電源の電圧 V_p を2ボルトにした。波源線路の長さが短い場合に終端抵抗 R_{s1} の値を0とすると電流は V_p/Z_t になる。ポート1とポート2の内部インピーダンスは、マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_t に整合させた。

4.2 容量結合の等価回路

一方、容量結合により発生するカップリングノイズも考えられる。容量結合の等価回路は図8に示すように、受信線路に並列に直列共振回路を挿入した回路で表される。すなわち、受信線路とグラウンド面との間に、 L' と C' と、誘導電流源 I' と R' の並列回路を直列に接続した直列共振回路が挿入された等価回路で表されると考える^{2),3)}。ところが、この直列共振回路の等価回路は、後の4.3の式(9)のインピーダンス変換により、図8の伝送線路長 L'_{na} を4分の1波長だけ短くし、以下の式(3)から式(7)により回路パラメータを変換することで、図7の並列共振回路の等価回路に変換することができる。

$$L_{na} = L'_{na} - \frac{\lambda}{4} \quad (3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}} \quad (4)$$

$$V = I' \cdot Z_t \quad (5)$$

$$\omega_0 Q_1 = \frac{R}{L} = \frac{1}{C' \cdot R'} \quad (6)$$

$$R = \frac{Z_t^2}{R'} \quad (7)$$

ここで、 ω_0 は $2\pi \times$ 共振周波数 f_0 であり、 Q_1 は共振回路の波源の負荷の影響を加えた負荷Q値である。

直列共振回路と並列共振回路が混在する場合についても、伝送線路モデルの線路長 L_{na} を調整することで、伝送線路モデルと並列共振回路だけで等価回路を表すことがで

図8. 容量結合によるカップリングノイズの等価回路

きる。この等価回路は、図10に示すように、シミュレーションととてもよく一致させることができる。

4.3 マイクロストリップ線路を介したインピーダンス変換

次に、図7および図8のモデルのマイクロストリップ線路の影響を考察する。マイクロストリップ線路の伝送線路は特性インピーダンス Z_t を有する。マイクロストリップ線路の伝送特性のSパラメータ S_{21} （カップリングノイズの S_{21} とは異なるパラメータ）は、伝播定数 γ とマイクロストリップ線路の長さ L_n で以下の式(8)で表される。伝搬定数 γ は、減衰定数 α と位相定数 β からなる。

$$S_{21} = S_0 \cdot e^{-\gamma L_n} \quad (8)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad \beta = \frac{\omega}{v}, \quad \omega = 2\pi \cdot f, \quad v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

ここで、 S_0 は定数であり、 f は信号の周波数を表す。 v はマイクロストリップ線路の信号伝送速度を表し、ここでは 1.85×10^8 m/secである。減衰定数 α は十分小さい値であると仮定し0とした。

このマイクロストリップ線路は、インピーダンス Z_1 （例えば終端抵抗 R_{s2} ）を長さ L_{na} のマイクロストリップ線路を介して見ると、以下の式(9)で表されるインピーダンス Z_2 に見える¹⁵⁾。

$$Z_2 = \frac{Z_1 + j \cdot \tan(\beta \cdot L_{na}) \cdot Z_t}{1 + j \cdot \tan(\beta \cdot L_{na}) \cdot \frac{Z_1}{Z_t}} \quad (9)$$

ここで、 Z_t は伝送線路の特性インピーダンスである。特に、図8の直列共振回路のインピーダンス Z_1 を4分の1波長の長さ L_{na} のマイクロストリップ線路を介して見る場合は、そのインピーダンス Z_2 を式(9)で計算すると、 $(1/Z_2) = Z_1/(Z_t^2)$ が得られ、それはアドミッタンス $Z_1/(Z_t^2)$ の並列共振回路に見える。

4.4 シールドカバーの空洞共振のQ値の解析¹⁰⁾

図9は、誘導結合回路の外側の回路をマイクロストリップ線路を介して見える回路に変換して全回路を表した誘導結合回路と全回路の等価回路である。すなわち、図7の受信線路の左端の終端抵抗 R_{s2} がマイクロストリップ線路を介して誘導結合回路の位置で見えるインピーダンス Z_a ($R_{s2} = Z_1$ として式(9)で計算される Z_2)を誘導結合回路の左側に接続した外部負荷として表し、受信線路の右端の整合負荷 Z_t がマイクロストリップ線路を介して誘導結合回路の位置で見えるインピーダンス Z_t を誘導結合回路の右側に接続した外部負荷として表した等価回路である。図9の等価回路の外部負荷を除く部分回路の誘導結合回路のQ値 $=Q_1$ と外部負荷を合わせた全体回路のQ値 $=Q_L$ とシールドカバーの空洞共振の無負荷Q値 $=Q_0$ の間に以下の式(10)から式(14)の関係が成り立つ¹⁶⁾。

誘導結合回路

図9. 誘導結合回路の位置から見た誘導結合回路と全回路の等価回路

$$\frac{1}{Q_1} = \frac{1}{Q_s} + \frac{1}{Q_0} \quad (10)$$

$$Q_1 = \omega_0 CR \quad (11)$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_1} \quad (12)$$

$$Q_{ext} = \omega_0 CR_{ext}, \quad R_{ext} = Z_a + Z_t \quad (13)$$

$$Q_L = \omega_0 CR_{total}, \quad R_{total} = \frac{RR_{ext}}{R + R_{ext}} \quad (14)$$

シールドカバーの空洞共振の無負荷Q値 $=Q_0$ は式(2)で計算される。式(10)により、 $1/Q_0$ に波源線路による損失を表す $1/Q_s$ が加えられ $1/Q_1$ が得られる。波源線路が十分短かければ Q_1 は Q_0 とほとんど同じと考えられるので、 Q_s の解析は省略する。 Q_L は外部負荷を合わせた回路全体のQ値であるが、それは、すなわち、受信線路に流れる電流がシールドカバーの空洞共振に影響を与える場合の回路全体の共振の負荷Q値である。式(12)により、 $1/Q_1$ に外部負荷による損失を表す $1/Q_{ext}$ が加えられて $1/Q_L$ が得られる。 Q_{ext} は、 Z_a と Z_t の和を R_{ext} として、式(13)で計算され、 R_{ext} と $\omega_0 C$ の積である。 Q_L により、出力電圧 V_{out} は以下の式(15)で表される¹⁶⁾。

$$V_{out} = \frac{V_2}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (15)$$

$$V_2 = \frac{V \cdot Q_1}{Q_L} \quad (16)$$

式(16)の V は図9の回路の誘導電圧の定数 V であり、 V_2 も定数である。 V_2 は式(15)で $\omega = \omega_0$ となる共振周波数における出力電圧 V_{out} のピーク値を表す。図6で天板電圧が Q_0 に比例したのと同様に V も Q_1 に比例し、式(16)により、 V_2 も Q_L に比例する。

また、 S_{21} は次の式(17)で表され、 V_{out} に比例する。受信線路の左端の負荷抵抗 R_{s2} が整合負荷の Z_t である場合は、 R_{s2} をマイクロストリップ線路を介して見たインピーダンス Z_a も同じく Z_t になるので S_{21} は式(17)の最右辺の式になる。

$$S_{21} = \frac{2V_{out}Z_t}{V_p(Z_a + Z_t)} = \frac{V_{out}}{V_p} \quad (17)$$

ここで、共振回路の出力は、 V_2 と Q_L と ω_0 の3つのパラメータだけで表されることに注意する¹⁶⁾。すなわち、等価回路のパラメータは、 V, L, C, R の4つがあるので、1つの回路の共振の周波数特性を解析するだけでは4つの等価回路パラメータすべては定まらない。

式(16)に波源線路の電流 I_1 を導入して以下の式(18)が得られる。

$$\frac{2V_2}{Q_L I_1} = \frac{2V}{Q_L I_1} \quad (18)$$

式(18)は、左辺の Q_L に関する式と、右辺の Q_L に関する式が一致することを表し、式(18)が、等価回路の部分回路における誘導電圧 V と Q_L の比の関数で表すパラメータの値と、全体回路における誘導電圧 V_2 と Q_L の比の関数で表すパラメータの値が同じになる。また、そのパラメータは、波源線路の電流 I_1 が変わっても変わらない普遍的パラメータを表す。このパラメータは、5.2から5.7で詳しく解析する。

5. シミュレーション結果のSパラメータから得た等価回路のパラメータ

5.1 等価回路のシミュレーション結果へのフィッティング

図10に、線路の幅 W が0.1mmの場合のカップリングノイズの S_{21} の実数部および虚数部を示し、シミュレーション結果の S_{21} とそれに ω_0 と V_2 と Q_L をフィッティングさせ

た等価回路の式(17) (式(15)) の計算結果を比較して示す。図10では、等価回路の ω_0 と V_2 と Q_L を変えずに、終端抵抗 R_{s2} を変えた結果を示す。図10(a)は終端抵抗 R_{s2} が50Ωの場合を表す。図10(b)は0Ωの場合、図10(c)は1MΩの場合を表す。実線と点線で示すグラフがシミュレーション結果の S_{21} の実数部と虚数部を表し、□印と○印が等価回路の S_{21} を表す。図10に示すように、等価回路の S_{21} をシミュレーション結果によく一致させることができた。図10のように回路幅 W が0.1mmで高さ t も0.054mmの小さなマイクロストリップ線路の場合には、終端抵抗 R_{s2} を変えても、 V_2 が変わらず、等価回路とシミュレーションの結果が一致した。このときは R が十分小さい。しかし、回路幅が1mm以上の大きなマイクロストリップ線路の場合は、終端抵抗 R_{s2} を変えると、誘導電圧 V_2 も変わった。その理由は、この場合は、もはや R が小さくはないため、終端抵抗を変えると電流が変わり、その電流による R での電圧降下の大きさが変わり、 V は変わらなくても V_2 が変わったためである。

式(17) (式(15)) で計算する等価回路の S_{21} は、 R と、共振角周波数 ω_0 と V_2 と Q_L から複素数の S_{21} を計算したが、その S_{21} は、具体的には以下のようにしてシミュレーションによる S_{21} にフィッティングさせた。まず、 S_{21} の周波数軸での位置を、角周波数 ω_0 により合わせた。得られた共振周波数 f は、図3に示すように、式(1)とよく一致した。次に、 $|S_{21}|$ のピーク値を V_2 により合わせた。次に、 $|S_{21}|$ のグラフの半値幅は、(共振周波数 f)/ Q_L で表され、 Q_L は、先の式(14)から、 $C \cdot R_{total}$ に比例するため、 S_{21} の半値幅を、 $C \cdot R_{total}$ を変えて調整した。

等価回路のSパラメータは、式(15)と式(17)により、共振周波数 f_0 (共振角周波数 ω_0) と、負荷Q値 $=Q_L$ と電圧 V_2 だけから得られ、 R の直接的影響はない。抵抗 R は、終端抵抗を変えた結果を比較することで定められる。しかし、 R の値が小さい場合は、 R の値は正確には得られなかつ

図10. 等価回路のカップリングノイズ

$W=h/2=t/0.54=0.1 \text{ mm}$ 。実線、点線；シミュレーション。□印、○印；等価回路。

た¹¹⁾。

5.2 等価回路の抵抗 R の $V/I_1=Z_{21}$ との関係

一方、抵抗 R は、以下のように理論的に得ることができる。シールドカバーの共振周波数 f_0 において、図9のモデルの受信線路に加わる電圧を V_2 (線路の右側を正極) とし、電流を I_2 (右側を正) とする。図7のモデルの波源線路に共振電磁界が誘導する電圧を V_1 (線路の左側を正極) とし、電流を I_1 (右側を正) とする。式(19)と式(20)によりインピーダンス行列係数 Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} を定義し、受信線路に生じる誘導結合回路の抵抗 R を Z_{22} で表し、式(21)により波源線路の電流 I_1 が受信線路に生じる誘導電圧 V を係数 $Z_{21}=V/I_1$ を用いて表し回路網を解析する¹²⁾。

$$V_2 = Z_{21}I_1 - Z_{22}I_2 \quad (19)$$

$$V_1 = -Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (20)$$

$$Z_{22} = R$$

$$\text{誘導電圧 } V = Z_{21}I_1 \quad (21)$$

ここで、 Z_{11} は波源線路に生じる誘導結合回路の抵抗である。 Z_{12} は受信線路の電流 I_2 が波源線路に生じる誘導電圧の係数である。

この回路網は受動素子のみからなるため可逆回路であり、インピーダンス行列係数には以下の式(22)関係がなり立つ。

$$Z_{12} = Z_{21} \quad (22)$$

I_1 と I_2 が共振電磁界を発生させ、その共振電磁界が両線路に電圧 V_1 と V_2 を誘導すると考えられるため、電圧 V_1 と V_2 が共振電磁界の強さに比例して誘導され V_1 と V_2 の比は一定と考える。その共振電磁界の源が I_1 か I_2 かのいずれであるかにはかかわらないと考える。そのため、以下の式(23)を得た。

$$\frac{Z_{21}}{-Z_{11}} = \frac{-Z_{22}}{Z_{12}}, \quad Z_{12}Z_{21} = Z_{11}Z_{22} \quad (23)$$

インピーダンス係数 Z_{11} , Z_{22} , $Z_{12}=Z_{21}$ の比は、波源線路と

受信線路の長さの比が同じなら、その比は変わらないと考え、抵抗 $R=Z_{22}$ は、電流 I_1 が受信線路に生じる誘導電圧の係数 $Z_{21}=V/I_1$ に比例すると考える。 $Z_{22}=R$ は、 $Z_{21}=V/I_1$ に比例するため Z_{21} からわかるので、 R は直接には調べずに、以下では、誘導電圧の係数 $Z_{21}=V/I_1$ を主に調べる。なお、式(18)の表すパラメータは Z_{21} を用いると以下の式(24)の最右辺の項のように、 Z_{21} と Q_L の比のみの簡単な式で表せる。この式(24) (または式(18)) の表すパラメータを以下では結合パラメータと呼ぶことにする。

$$\text{結合パラメータ} = \frac{2V_2}{Q_L I_1} = \frac{2V}{Q_L I_1} = \frac{2Z_{21}}{Q_L} \quad (24)$$

5.3 線路の特性インピーダンスが同じで、 W と t と h の比が同じモデルの比較

シールドカバーの端部に受信線路があるモデルをシミュレーションした結果を示す。図11に、特性インピーダンス Z_0 が 50Ω のマイクロストリップ線路の幅 W と絶縁層の厚さ t と天板の高さ h を、それらの比を保ちつつ変えた場合の、図9の等価回路のパラメータを示す。図11(a)に共振周波数における出力電圧ピーク値 V_2 と天板電圧のピーク値を示し、図11(b)に Q_L を示し、図11(c)に、式(24)の結合パラメータ ($2V_2/(I_1 Q_L)$) を示す。図11(a)の天板電圧は天板の中央部とグラウンド面間の電圧を示す。天板電圧は出力電圧ピーク値 V_2 の約10倍であることがわかる。図11(b)では、 Q 値は、 W が 0.9mm まで広がるまでは、 W とともに上昇したが、 W がそれ以上になると低下した。図11(a) (b) のグラフが湾曲しているにもかかわらず、図11(c)の結合パラメータ ($2V_2/(I_1 Q_L)$) のグラフは直線になり、 W に比例した。

5.4 線路の幅 W のみを変えた場合

図12に、線路幅 W を独立に変えてシミュレーションした結果の等価回路パラメータのグラフを示す。図12(a)に共振周波数における出力電圧ピーク値 V_2 を示し、図12(b)に

図11. 線路の寸法の影響

$W=h/2=t/0.54$ 。 $R_{S1}=0$, $R_{S2}=Z_0=50\Omega$ 。

図12. 線路幅 W の影響

$t=0.054\text{ mm}$, $h=2\text{ mm}$. $R_{S1}=0$, $R_{S2}=Z_L$. 結合パラメータ $= (2V_2/(I_1 Q_L))$.

図13. 線路高 t の影響

$W=0.2\text{ mm}$, $h=2\text{ mm}$. $R_{S1}=0$, $R_{S2}=Z_L$. 結合パラメータ $= (2V_2/(I_1 Q_L))$.

Q_L を示し、図12(c)に式(24)の結合パラメータ $(2V_2/(I_1 Q_L))$ を示す。このグラフでは、受信線路の終端抵抗 R_{S2} は線路の特性インピーダンス Z_L で整合終端した。このグラフで W が大きくなると線路の特性インピーダンス Z_L が下がり、それに整合させた波源線路のポート1の出力インピーダンスも下がる。一方、ポート1の電源電圧 V_p は変わらないので、波源線路の電流 I_1 が増す。このとき、図12(a)の出力電圧ピーク値 V_2 は W にほぼ比例して増加したが、それは、 Z_L の低下に伴い波源線路の電流 I_1 が増したためである。そして V_2/I_1 が一定になる一方、図12(b)から、 Q_L もほとんど変わらない。そのため、図12(c)の結合パラメータ $(2V_2/(I_1 Q_L))$ は、 W にかかわらず一定値になった。

5.5 線路の高さ t のみを変えた場合

図13に、絶縁層の厚さ（線路の高さ） t を独立に変えてシミュレーションした結果を示す。この場合は、天板電圧は変化しなかったが、線路の特性インピーダンス Z_L が上がり波源線路の電流 I_1 が低下した。一方、図13(a)から、出力

電圧ピーク値 V_2 は t に比例して増加した。それは、 t が増加すると、受信線路の高さ t が高くなるのでそれを横切る磁束 Φ が多くなり、その結果出力電圧ピーク値 V_2 が増すためである。一方、図13(b)から、 Q_L がさほど変わらない。そのため、図13(c)から、結合パラメータ $(2V_2/(I_1 Q_L))$ は t の2乗に比例した。

5.6 天板の高さ h のみを変えた場合

図14に、天板の高さ h を独立に変えてシミュレーションした結果を示す。この場合は波源線路の電流 I_1 が変わらず、図14(a)の出力電圧ピーク値 V_2 は変わらなかった。一方、図14(b)の Q_L は天板の高さ h に比例して増加した。また、天板の共振電圧は天板の高さ h に比例して増した。ここで、 Q_L が天板の高さ h にほぼ比例して大きくなるのは、式(2)の Q_0 がほぼ h に比例して大きくなるためである。図14(c)から、結合パラメータ $(2V_2/(I_1 Q_L))$ は h に反比例した。

5.7 カップリングノイズの大きさを計算する式

以上のシミュレーションの結果、図11(c)から図14(c)に

図14. 天板の高さ h の影響

$t=0.054\text{ mm}$, $W=1\text{ mm}$. $R_{S1}=0$, $R_{S2}=Z_0$. 結合パラメータ $= (2V_2/(I_1Q_1))$.

より、式(24)の結合パラメータ $(2V_2/(I_1Q_1))$ は、これらの両対数グラフで常に直線になる単純なグラフになった。すなわち、結合パラメータ $(2V_2/(I_1Q_1))$ は t^2/h に比例し、 W によっては変わらず、以下の式(25)で表される。式(25)の表す結合パラメータは伝送線路とシールドカバーの空洞共振の結合の強さを表す。また、インピーダンス行列係数 $Z_{21}=V/I_1$ は、この結合パラメータと Q_1 の積で計算できる。

$$\frac{V_2}{Q_1 I_1} = \frac{V}{Q_1 I_1} = \frac{Z_{21}}{Q_1} = \frac{A \cdot t^2}{h} \quad (25)$$

ここで A は定数、 t は絶縁層の厚さ（線路の高さ）、 h はシールドカバーの高さである。なお、受信線路がシールドカバーの端部になく中央部にある場合も同様な傾向があった。このように、結合パラメータは、モデルの寸法との間に単純な関係があった。図11のように電圧 V_2 が複雑な振る舞いをするのは、 Q_L が複雑に変わることに由来した。

また、この式(25)の Q_1 が、無負荷 Q 値 $=Q_0$ とほぼ変わらない場合、すなわち Q_S が十分大きい場合には、式(25)の Q_1 に Q_0 の式(2)を代入して以下の式(26)を得る。

$$Z_{21} \left(\frac{h \cdot t \cdot \tan \delta}{(h-t)\epsilon_r + t} + \frac{R_p}{\pi \cdot f \cdot \mu} \right) = A \cdot t^2 \quad (26)$$

式(26)を計算した結果、 t が 0.47 mm より十分小さい場合は、左辺の括弧の中の第1項は第2項に比べて十分小さくなり無視できる。そのときは、 $Z_{21}=V/I_1$ は t の2乗のみに比例し、 W および h によってはほとんど変わらない。これから、シールドカバー内のストリップ線路間のカップリングノイズ（式(21)の $V=Z_{21} \times I_1$ ）は、高さ t が高い配線の場合には大きくなる。

なお、図6と式(2)によりシールドカバーの天板電圧はその高さ h に比例して高くなるので、高さ h が高いシールドカバーの場合は、その天板に電子部品を電気接続させないように気をつける必要がある。

6. まとめ

電子機器の不要電磁放射を抑制する重要な役割を果たすシールドカバーについて、そのシールドカバー内のプリント配線板のマイクロストリップ線路間にカップリングノイズが発生する現象を電磁界シミュレーションで解析した。その結果、マイクロストリップ線路間のカップリングノイズの電圧は、式(25)で表され、線路の高さ t の2乗に比例し、シールドカバーの高さ h に反比例し、シールドカバーの Q 値 $=Q_1$ に比例する。一方、シールドカバーの無負荷 Q 値 $=Q_0$ は、式(2)で表される。ストリップ線路の高さ t が十分低い場合は、マイクロストリップ線路間のカップリングノイズの電圧の大きさは、式(26)から得られ、それは、マイクロストリップ線路の高さ t の2乗に比例し、 W と h にはほとんど影響されない。

(2008.1.28 受理)

文 献

- 1) 原田高志：“電子機器筐体のシールドングとプリント配線板のグラウンド対策”，環境電磁工学情報EMC 10月号，pp. 40-56，ミマツコーポレーション，Oct. 2006
- 2) 上 芳夫，佐藤利三郎：“電磁波と伝送線路との結合”，信学論(B)，Vol. **J67-B**，No. 2，pp. 209-215，Feb. 1984
- 3) C. R. Paul：“EMC 概論”，pp. 458-469，ミマツデータシステム，1996
- 4) D. E. Williams：“Damping of the Resonant Modes of a Rectangular Metal Package”，IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.，Vol. **MTT-37**，No. 1，pp. 253-256，1989
- 5) D. E. Williams：“Suppression on Resonant Modes in Microwave Packages”，IEEE Microwave Symposium Digest，pp. 1263-1265，June 1989
- 6) 齋藤彦彰，西方敦博：“磁性損失材料装荷によるマイクロ波増幅器筐体内マイクロストリップ線路間結合の低減効果

- の解析”, 信学論(B), Vol. **J84-B**, No. 10, pp. 1834–1840, Oct. 2001
- 7) J. Kim, M. D. Rotaru, K. C. Chong, J. Park, M. K. Iyer and J. Kim: “Coupling of Simultaneous Switching Noise to Interconnecting Lines in High-Speed Systems”, Proc. 54th Electronic Components and Technology Conf., pp. 568–574, June 2004
 - 8) T. Tarvainen: “Simplified Modeling of Parallel Plate Resonances on Multilayer Printed Circuit Boards”, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. **42**, pp. 284–289, 2000
 - 9) 菊地秀雄: “シールドカバー内部の配線間のEMIの解析”, 第14回マイクロエレクトロニクスシンポジウム, pp. 177–180, Oct. 2004
 - 10) 菊地秀雄: “シールドカバー内のプリント配線板のマイクロストリップ線路間のカップリングノイズの等価回路”, 信学技報, EMCJ 2006-39, pp. 19–24, July 2006
 - 11) 菊地秀雄: “シールドカバー内の線路のカップリングノイズシミュレーション”, 環境電磁工学情報EMC 5月号, pp. 87–101, ミマツコーポレーション, May 2006
 - 12) 菊地秀雄: “等価回路によるシールドカバー内のマイクロストリップ線路間のカップリングノイズの解析”, エレクトロニクス実装学会誌, Vol. **9**, No. 5, pp. 377–384, Aug. 2006
 - 13) T. Miyoshi and T. Okoshi: “The Planar Circuit—An Approach to Microwave Integrated Circuit”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. **20**, pp. 245–252, Apr. 1972
 - 14) M. Xu, Y. Ji, T. Hubing, T. Van Doren and J. Drewniak: “Development of a Closed-Form Expression for the Input Impedance of Power-Ground Planes Structures”, IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 77–82, Aug. 2000
 - 15) 小西良弘: “マイクロ波回路の基礎とその応用”, pp. 6–11, 総合電子出版社, 1992
 - 16) 藤原和男: “2開口空洞共振器”, (改版) マイクロ波回路, pp. 143–146, コロナ社, 1972

+用語解説

Q値: 共振系のQ値は、共振系が蓄積する電磁界の平均エネルギー W と、共振の1周期あたりの損失エネルギー P とで計算される $2\pi W/P$ でQ値が定義される。特に、共振回路に負荷回路を接続しない場合の共振系のQ値を無負荷Q値と呼び、共振回路に負荷回路を接続した共振系の全体のQ値を負荷Q値と呼ぶ。