

PCB の電磁放射と電源グラウンド層間入力インピーダンスにおける周波数特性の対応関係

藤原 修^{†a)} 中村 謙司[†] 王 建青[†]

Correspondence between Frequency Characteristics of Radiated Emission and Input Impedance of Power-Ground Planes of PCB

Osamu FUJIWARA^{†a)}, Kenji NAKAMURA[†], and Jianqing WANG[†]

あらまし プリント回路基板 (PCB: Printed Circuit Board) のグラウンドバウンス (Ground bounce) による電磁放射ピークの周波数は、電源グラウンド層間入力インピーダンス (以下、PCB インピーダンスと呼ぶ) の周波数特性から予測可能とされているが、その対応関係には不明の部分が多い。本論文では、PCB の電磁放射と PCB インピーダンスの周波数スペクトルを FDTD (Finite-Difference Time-Domain) 法で解析し、実測値との対照から両者の対応機構を考察した。その結果、PCB インピーダンスの大きさに比して十分小さい内部抵抗の電圧源で PCB を励振すれば、電磁放射のピークは PCB インピーダンスが極小となる周波数で現れるが、それは内部抵抗の増大とともに PCB インピーダンスが極大となる周波数へ移行することがわかった。また、PCB インピーダンスが極大、極小となる二つの周波数 (共振周波数) における抵抗成分 (以下、共振抵抗と呼ぶ) から求めた放射電力比は二乗放射電界比とおおむね一致すること、それゆえに PCB の放射ピーク周波数は励振源の内部抵抗と PCB インピーダンスの共振抵抗の両者で決まること、などが明らかとなった。

キーワード プリント回路基板、グラウンドバウンス、電源グラウンド層間入力インピーダンス、FDTD 解析

1. ま え が き

近年の半導体技術の進歩でデジタル回路の動作周波数が上昇し、それによる不要電磁放射の発生機構解明やレベル予測がプリント回路基板 (PCB: Printed Circuit Board) の設計において急務となっている。プリント回路基板からの不要電磁放射の原因の一つとして電源グラウンド層間電圧の変動現象、いわゆるグラウンドバウンス (Ground bounce) が知られている [1] ~ [4]。このグラウンドバウンスとは、通常一定の直流電圧に保たれている基板の電源グラウンド層間において、スイッチング回路等の IC が動作することにより、電源グラウンド層間に貫通電流が瞬間的に流れ、その高調波成分が基板の大きさによって共振を起こし、強い不要電磁波が放射される現象をいう。この放射のピークとなる周波数は、励振位置に対する電源グラウ

ンド層間の反射係数 (S_{11}) の極小値 [5] ~ [8]、あるいは入力インピーダンスの極大値 [9], [10] から予測できるというが、それらの対応関係には不明の部分が多い。例えば、上述インピーダンスの高い周波数においては、本来、基板を励振する電流が小さくなるにもかかわらず、その付近で放射のピークが現れる機構は直感的には理解し難い。

一方、グラウンドバウンスによる PCB からの電磁放射の周波数スペクトルは、PCB の入力インピーダンスの周波数特性との対応関係を示すために、特性インピーダンス 50Ω の同軸ケーブルを介した PCB の正弦波駆動に対するアンテナ出力のネットワークアナライザによる伝達係数 (S_{21}) で測定されることが多いため、PCB に実装される IC・LSI の動作状況を必ずしも反映するものではない。また、PCB の電源グラウンドは並行平板アンテナとして動作することは既に知られており、アンテナ入力インピーダンスのリアクタンス成分が 0 で抵抗成分が励振源の内部抵抗に等しい場合には放射電力は最大になる [11], [12]。このことから、PCB からの電磁放射のピーク周波数にはその

[†] 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市 Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology, Nagoya-shi, 466-8555 Japan

a) E-mail: fujiwara@odin.elcom.nitech.ac.jp

励振源の内部抵抗が深く関与しているものと推察できる。更に、PCB からの電磁放射の励振源はアンテナ設計のように整合回路により入力インピーダンスに整合させることはできず、その内部抵抗値の大小で電磁放射特性が変化するものと予測できる。

本論文では、上述の推察を下に、PCB 電源グラウンド層間入力インピーダンス（以下、PCB インピーダンスと呼ぶ）の極大値と極小値を与える両方の周波数に注目し、励振源の内部抵抗をパラメータとしたピーク放射電界の FDTD 解析と実測とから、PCB インピーダンスと放射電界の周波数特性の対応関係を明らかにする。

2. 実験方法

図 1 は考察の対象とした PCB と励振位置を示す。PCB は大きさ 20 cm×10 cm×1.6 mm の市販の矩形ガラスエポキシ両面基板を 2 枚用意し、それぞれ基板中央 (10 cm, 5 cm)、基板隔 (1 cm, 1 cm) の位置で穴をあけ、SMA コネクタを取り付けた。SMA コネクタの内導体は、穴を通し、電源層に対応する面に、外導体はグラウンド層に対応する面にそれぞれ半田付けした。PCB インピーダンスの測定は、内部抵抗 50 Ω のネットワークアナライザを特性インピーダンス 50 Ω の同軸ケーブルを介し、PCB の SMA コネクタに接

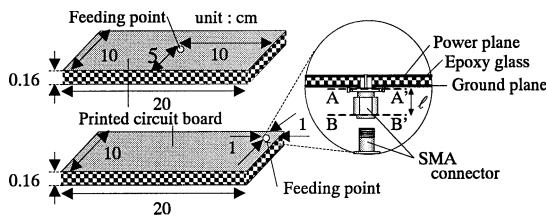


図 1 PCB の励振位置
Fig. 1 Feeding point of PCB.

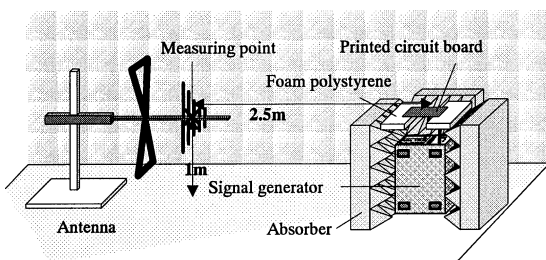


図 2 放射電界の測定方法
Fig. 2 Measuring method of radiated electric fields.

続して行った。ただし、この場合にはネットワークアナライザの校正面は SMA コネクタの入力面 $B - B'$ に位置するので、SMA コネクタの $A - A'$ 面からみた PCB インピーダンスを反射係数 S_{11} から求める際には SMA コネクタの長さ ℓ の位置ずれが生ずる。その位置ずれはインダクタンス成分として現れるので、SMA コネクタの入力面 $B - B'$ での入力インピーダンスを反射係数から測定し、これから、つぎのようにして PCB インピーダンスを求めた。

SMA コネクタを特性インピーダンス $Z_c = 50 \Omega$ で長さ $\ell (= 9 \text{ mm})$ の伝送線路とし、SMA コネクタの入力面 $B - B'$ から PCB をみた入力インピーダンスを Z_{in} とすれば、PCB インピーダンス Z_{PCB} は、

$$Z_{PCB} = \frac{Z_{in} - jZ_c \tan(2\pi f\ell/v)}{Z_c - jZ_{in} \tan(2\pi f\ell/v)} Z_c \quad (1)$$

として計算できる。ここで、 f は周波数、 $v (= 2.12 \times 10^8 \text{ m/s})$ は位相速度である。図 2 は PCB からの放射電界周波数スペクトルの測定方法を示す。放射電界の測定は、図に示すように、内部抵抗 50 Ω の信号発生器を 50 Ω 同軸ケーブルを介して SMA コネクタに接続することで PCB を励振し、6 面電波暗室内で行った。信号発生器の周波数は、30 MHz ~ 1 GHz 間を 30 MHz ~ 300 MHz, 300 MHz ~ 600 MHz, 600 MHz ~ 1 GHz の 3 通りに分けて、それぞれ等間隔に 401 点で掃引させ、50 Ω 負荷で振幅 2 V (実効値: $\sqrt{2}$ V) の正弦波を用いた。また、放射電界の測定は、30 MHz ~ 300 MHz においてはパコニカルアンテナ、300 MHz ~ 1 GHz においては対数周期アンテナを用い、基板中央から 2.5 m^(注1) 離れた位置で行った。このときの放射電界は水平成分よりも垂直成分のほうが強かった [11] ことから、基板と同じ高さの水平平面において垂直成分だけ測定した。なお、信号発生器やケーブルからの不要放射を防ぐために、それらは電波吸収体で取り囲んだ。

3. 計算方法

数値解析は FDTD (Finite Difference Time Domain) 法を用いて行った。計算モデルを図 3 に示す。セルサイズは 2 mm×2 mm×0.4 mm とし、吸収境界条件には 12 層の PML (Perfectly Matched Layer) を適用した。PCB の電源層とグラウンド層は厚さ 0 の完全導体とし、その間は比誘電率 4.3、導電率

(注1): 現有設備である電波暗室の寸法の関係で 3 m での測定はできなかった。

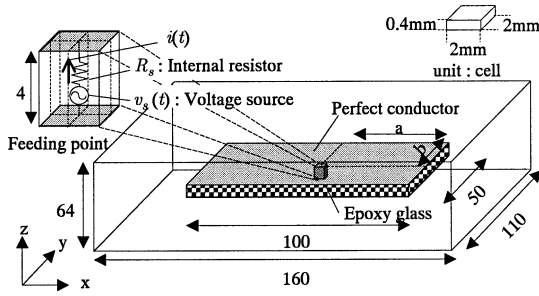


図 3 FDTD 計算モデル
Fig. 3 A model for FDTD simulation.

3.7×10^{-3} [S/m] の誘電体層とした．励振は，ピーク電圧を $V_p (=1\text{V})$ とするガウシアンパルスの電圧源 $v_s(t) = V_p \exp\{-(t-t_0)^2/\tau^2\}$ で行い，励振位置 (a, b) は実験と同様にそれぞれ基板中央 (10 cm, 5 cm) と基板隅から (1 cm, 1 cm) 内側の 2 点とした．なお，電圧源 $v_s(t)$ の t_0, τ は形状パラメータであり，これらは， $v_s(0)/V_p \ll 1$ を満たし， $v_s(t)$ のしゃ断周波数が 1 GHz を超えるように， $t_0 = 0.5\text{ ns}$ ， $\tau = t_0/4$ と定めた．また，PCB インピーダンスの周波数特性は，励振部での励振電圧 $v_s(t)$ とその周りの磁界を周回積分して求めた電流 $i(t)$ をそれぞれフーリエ変換し，両者の比から求めた．一方，放射電界は，まず，PCB を囲む仮想閉曲面上の等価電磁流を求め，それから近傍・遠方界変換で PCB 中心から 2.5 m 離れた位置での水平面における $0^\circ \sim 360^\circ$ の数値界を 10° 間隔で求めた．つぎに，各角度の放射電界をフーリエ変換し，それらの各周波数での最大値から，放射電界の周波数特性を求めた．なお，ガウシアンパルスの電圧源 $v_s(t)$ で PCB を駆動したときの放射電界を $e(t)$ とすれば，これらのフーリエ変換と正弦波電圧源 $V_s(f)$ で PCB を駆動したときの放射電界 $E(f)$ との間には，

$$\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} e(t)e^{-j2\pi ft} dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} v_s(t)e^{-j2\pi ft} dt} = \frac{E(f)}{V_s(f)} \quad (2)$$

という関係式が成り立つので，これを用いて放射電界の計算値を実測値と対照させた．

また，励振源の内部抵抗が放射電界に及ぼす影響を調べるために，内部抵抗は $50\ \Omega, 10\ \Omega, 7\ \Omega, 5\ \Omega, 3\ \Omega$ と $1\ \Omega$ の 6 通りとした．図 4 (a) は PCB の励振源からみた等価回路を示す． $V_s(f)$ は励振源の起電力， R_s は内部抵抗， $Z_{PCB}(f)$ は PCB インピーダンスである．この等価回路から，PCB 励振部における電源グラウンド層間の

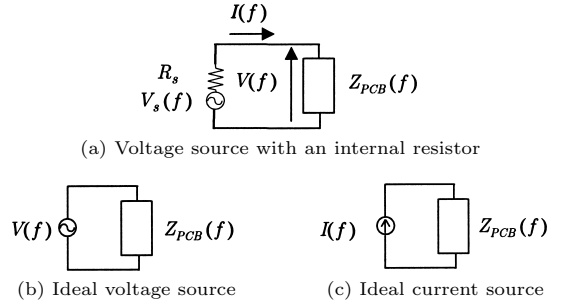


図 4 励振源モデルの等価回路
Fig. 4 Equivalent circuits for excitation sources.

電圧は $V(f) = Z_{PCB}(f)/\{Z_{PCB}(f) + R_s\} \times V_s(f)$ ，電流は $I(f) = V_s(f)/\{Z_{PCB}(f) + R_s\}$ として求まる．PCB インピーダンスと放射電界の周波数特性を関係づけるために，PCB インピーダンスの周波数特性に対して，放射電界の周波数特性は次の 3 種類の条件で計算することにした．即ち (I) 励振源電圧 $V_s(f)$ を一定としたとき (II) PCB 励振源での電源グラウンド層間電圧 $V(f)$ を一定としたとき，及び (III) PCB 励振源での電源グラウンド層間に流れる電流 $I(f)$ を一定としたときである．ここで (II) と (III) はそれぞれ理想電圧源励振，理想電流源励振に相当し，それらの等価回路を図 4 (b)，(c) に示す．

4. 周波数特性の対応関係

図 5 は基板中央と基板隅励振時の PCB インピーダンスの絶対値の周波数特性を示す．灰色の太い実線は実測値，黒色の実線は FDTD 計算値である．図から，両者は類似の周波数特性を示していること，ピーク周波数は，中央励振時では 721 MHz，隅励振時では 360 MHz, 706 MHz, 799 MHz 付近で現れ，実測値と計算値はよく一致していること，などがわかる．図 6 は，内部抵抗 $R_s = 50\ \Omega$ ，励振電圧 V_s を一定 (実効値： $\sqrt{2}\text{V}$) としたときの放射電界 $E(f)$ の周波数特性を示す．実測値と計算値とを比較すると，低い周波数において測定誤差による多少の不一致がみられるものの，基板共振による放射の第一ピーク周波数及びそれ以降では両者の周波数特性はおおむね一致していることがわかる．

次に，PCB インピーダンスのピーク周波数と電磁放射のピーク周波数との対応関係を考察した．図 5 の PCB インピーダンスと図 6 の内部抵抗 $50\ \Omega$ の電圧源に対する放射電界との周波数特性を比較すると，こ

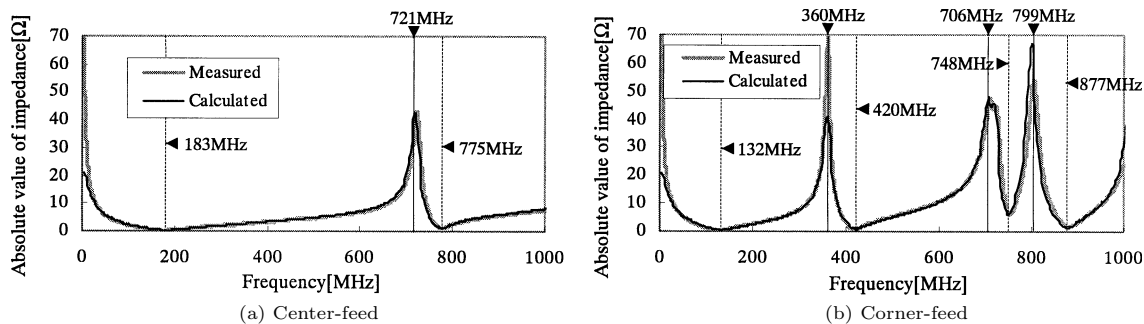


図 5 PCB の電源グラウンド層間入力インピーダンス (絶対値) の周波数特性
 Fig. 5 Frequency characteristics of the absolute values of the input impedance between the power and ground planes of PCB.

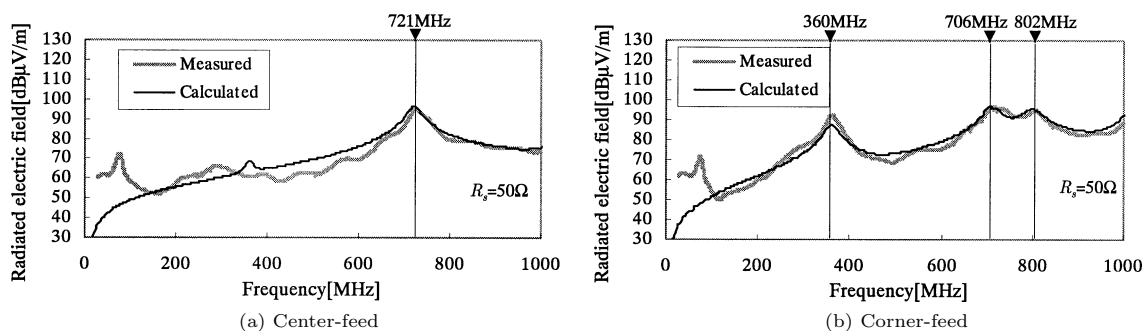


図 6 PCB からの放射電界の周波数特性
 Fig. 6 Measured and calculated frequency characteristics of radiated electric fields from the PCB.

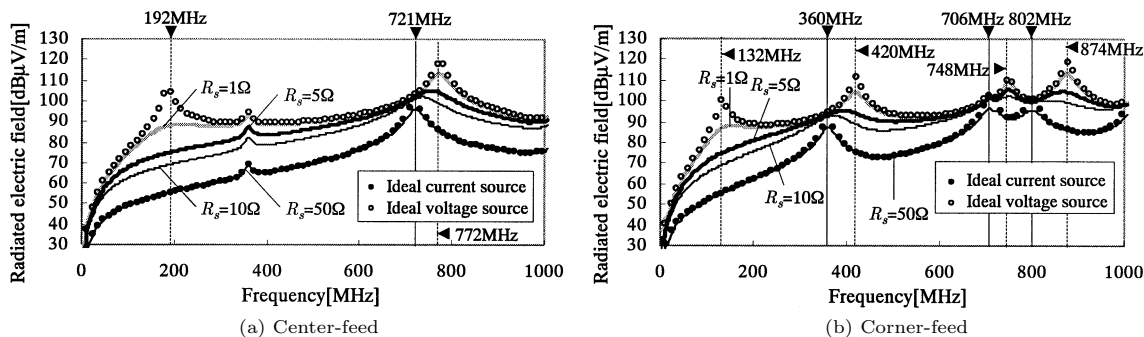


図 7 励振源の内部抵抗を変えたときの PCB からの放射電界の周波数特性 (FDTD 計算値)
 Fig. 7 Calculated frequency characteristics of radiated electric fields when the internal resistances of excitation sources were changed.

の場合の放射電界のピーク周波数は PCB インピーダンスのピーク周波数とおおむね一致しており、内部抵抗 50Ω の電圧源に対しては、両者はよく対応していることが確認できた。内部抵抗を 50Ω, 10Ω, 5Ω と 1Ω に変えたときの電圧源励振に対する放射電界

$E(f)$ の式 (2) による周波数特性の FDTD 計算結果を図 7 に示す。このとき、いずれの内部抵抗の値に対しても V_s は全周波数領域において実効値で $\sqrt{2}V$ とした。また、図 7 には、図 4 (b), (c) の理想定電圧源 (V は実効値で $\sqrt{2}V$ と一定) と理想定電流源 (I は

実効値で $\sqrt{2}/50$ A と一定) の PCB 励振に対する放射電界の周波数特性 (FDTD 計算値) も併せて示している。なお、内部抵抗を小さくすると、FDTD 計算の収束性は劣化するが、ここでは計算時間を十分伸ばし、励振部でのパルス電流が 50Ω の場合と同じくピーク電流値の 0.1% 以下とした。図 7 から、放射電界のスペクトルは、内部抵抗 R_s が 50Ω のときは理想電流源励振のそれと一致するが、 R_s が 1Ω と小さくなると、理想電圧源励振のそれと一致し、ピーク周波数は高いほうにシフトしていることがわかる。これを図 5 のインピーダンスの周波数特性と比較すると、 1Ω の内部抵抗のときの放射ピーク周波数は、PCB インピーダンスの極大ではなく、極小となる周波数に対応していることがわかる。このことは、基板共振による電磁放射と PCB インピーダンスにおける周波数の対応関係は、励振源の内部インピーダンスに強く依存することを意味する。つまり、電磁放射のピークは、内部抵抗 R_s が PCB インピーダンスに比して十分小さければ PCB インピーダンスの極小となる周波数に現れ、 R_s が増大すると PCB インピーダンスの極大となる周波数にシフトしていくのである。このことを実験で検証するために、SMA コネクタの内外導体間に 3Ω のチップ抵抗を三つ並列に接続 (合成抵抗器の公称値: 1Ω)、これを PCB の励振位置に装着し、出力インピーダンスが 50Ω の信号発生器で PCB を励振した。なお、チップ抵抗を並列接続した SMA コネクタの構造を図 8 (a)、この合成チップ抵抗器のネットワークアナライザによるインピーダンス周波数特性の実測値を同図 (b) にそれぞれ示す。ただし、合成チップ抵抗器のインピーダンスについては、図 8 (a) の SMA コネクタ入力面 $B - B'$ での反射係数から

求めたインピーダンスを、式 (1) を用いて $A - A'$ 面から抵抗器をみたインピーダンスに変換している。図 (b) から、 $200 \text{ MHz} \sim 1 \text{ GHz}$ の周波数範囲において抵抗成分はほぼ 1Ω で一定であることがわかる。なお、リアクタンス成分は周波数にほぼ比例しており、この場合のインダクタンスを求めると 0.78 nH であった。図 9 は、図 8 (a) の SMA コネクタを介して PCB を正弦波 (実効値: $\sqrt{2} \text{ V}$) で励振した放射電界スペクトルの実測値を示す。図から、中央励振のときでは電

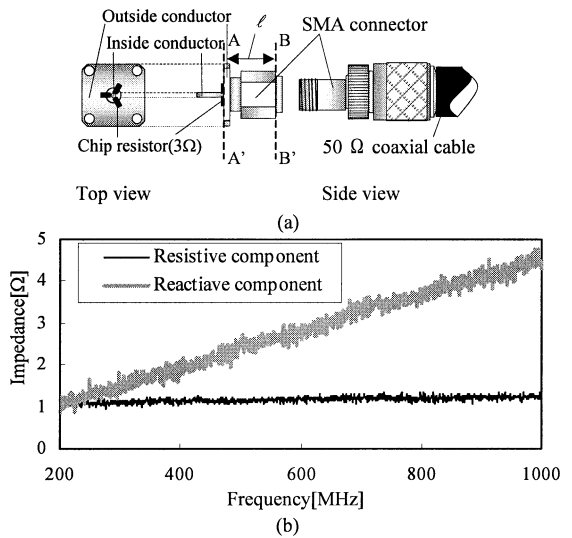


図 8 チップ抵抗器を並列接続した SMA コネクタの構造 (a) と合成チップ抵抗器の実測インピーダンス周波数特性 (b)
 Fig. 8 (a) Structure of SMA connector having three chip resistors in parallel connection and (b) measured frequency characteristics of the impedance of the composite chip resistors.

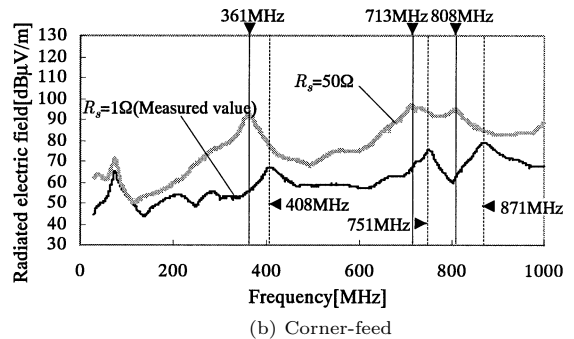
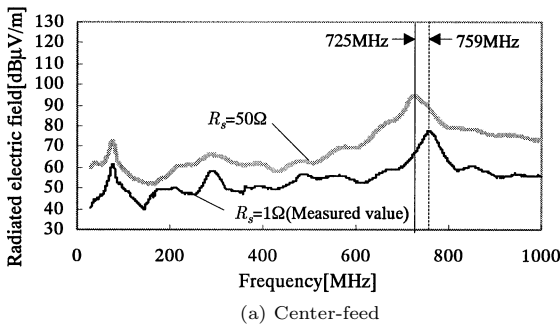


図 9 励振源の内部抵抗を変えたときの PCB からの放射電界の周波数特性 (実測値)
 Fig. 9 Measured frequency characteristics of radiated electric fields when the internal resistances of excitation sources were changed.

磁放射のピーク周波数は、内部抵抗が 50Ω のときは 725MHz と PCB インピーダンスの極大値付近の周波数 (721MHz) に対応しているが、内部抵抗が 1Ω 程度と十分小さくなると 759MHz と PCB インピーダンスの極小値となる周波数 (775MHz) 付近に対応していることが確認できる。隅励振の場合も中央励振と同じ傾向であることがわかる。

5. PCB 共振時の放射電力と放射電界との対応関係

前章では放射電界のピーク周波数は励振源の内部抵抗に依存して変わることがわかった。一般に、PCB インピーダンスが極大、極小となる周波数は共振周波数 (リアクタンス成分が 0 となる周波数) とほぼ一致している。このことから、放射のピーク周波数は PCB の励振源の内部インピーダンスによってこの二つの共振周波数の間で移行するものと推察される。また、この二つの共振周波数での共振抵抗は大きく異なることから、電磁放射のピーク周波数は励振源の内部抵抗だけでなく、PCB の共振抵抗も関与しているものと推測できる。この観点から、PCB 共振時の放射電力と放射電界の対応関係を考察した。

図 10 は基板中央と隅励振時の PCB インピーダンスの周波数特性の計算結果を実部と虚部で示す。図から、中央励振時は 721MHz と 772MHz 、隅励振時は 360MHz と 420MHz 、 721MHz と 748MHz 、 799MHz と 877MHz において共振していることがわかる。中央励振の結果をみると、PCB の共振抵抗は 721MHz で PCB インピーダンスの極大値に近い値

(42.1Ω)、 772MHz では PCB インピーダンス極小値に近い値 (1Ω) をそれぞれ示している。隅励振においても、二つの共振周波数が対になっており、共振抵抗はそれぞれ PCB インピーダンスの極大値と極小値に近い値を示している。また、励振源の内部抵抗値を 50Ω 、 10Ω 、 7Ω 、 5Ω 、 3Ω 、 1Ω と変えて計算した放射電界の周波数スペクトルをみると、図 7 で示したように R_s の減少とともに、放射のピーク周波数は共振抵抗の大きいほうから小さいほうに推移していくことが確認できる。

さて、自由空間中の PCB は、PCB サイズに比べて十分に遠方の距離では点波源とみなすことができるので、そこでの放射電界を E 、PCB の放射電力を P とすれば、 $E \propto \sqrt{P}$ という関係が成り立つ。一方、励振源の内部抵抗を R_s 、PCB インピーダンスの共振抵抗を r とすれば、PCB 共振時の放射電力は図 4(a) から $P = rV_s^2 / (R_s + r)^2$ で与えられる。それゆえに、PCB インピーダンスが極大となる周波数での共振抵抗を r_H 、そのときの放射電力を P_H 、遠方での放射電界を E_H とし、PCB インピーダンスが極小となる周波数での共振抵抗を r_L 、放射電力と放射電界をそれぞれ P_L 、 E_L とすると、 $E_H \propto \sqrt{P_H}$ 、 $E_L \propto \sqrt{P_L}$ から放射電力比 P_H/P_L と二乗放射電界比 E_H^2/E_L^2 は、 $P_H/P_L=1$ のとき 1 となる変数 $X = R_s/\sqrt{r_H r_L}$ を用いれば、

$$\frac{P_H}{P_L} = \frac{E_H^2}{E_L^2} = \left(\frac{1 + X\sqrt{r_H/r_L}}{\sqrt{r_H/r_L} + X} \right)^2 \quad (3)$$

と表すことができる。

図 11 は共振周波数での式 (3) による放射電力比と

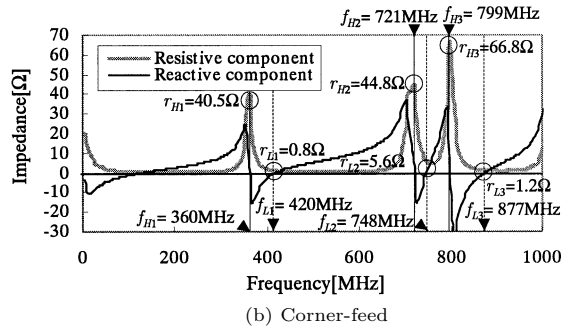
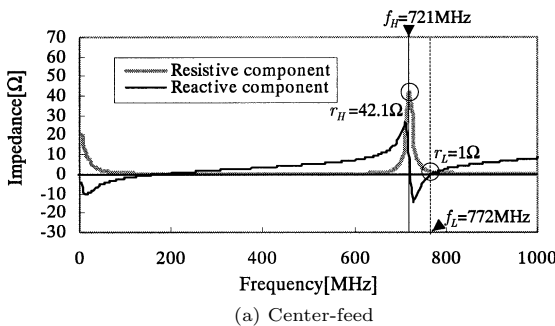


図 10 PCB の励振位置に対する電源グラウンド層間入力インピーダンスの周波数特性 (FDTD 計算値)

Fig. 10 Calculated frequency characteristics of the input impedance between the power and ground planes of PCB.

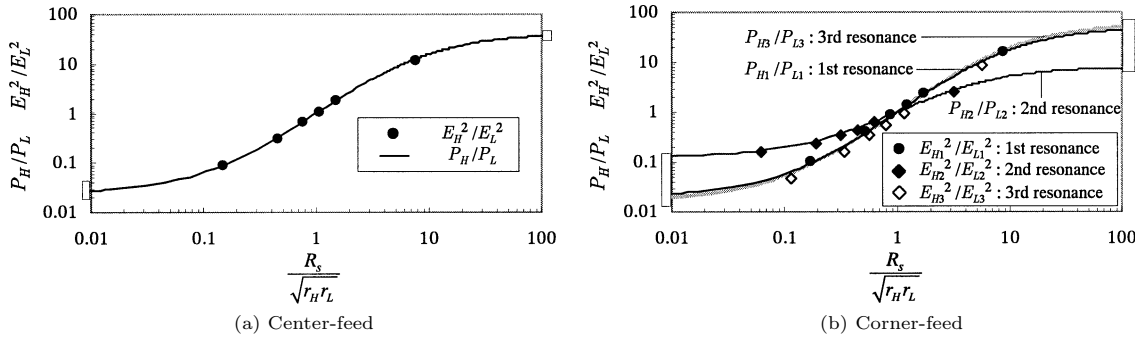


図 11 PCB の共振周波数における放射電力比と 2 乗放射電界比 (FDTD 計算値)
 Fig. 11 Calculated ratios of the radiated powers and the squared radiated electric fields at PCB resonance frequencies.

FDTD 計算による二乗放射電界比を実線とそれぞれ示す。図から、二乗放射電界比は放射電力比とほぼ一致し、両者がよく対応していることがわかる。この結果によれば、PCB からのピーク放射電界は、励振源の内部抵抗が $R_s > \sqrt{r_H r_L}$ ならば $E_H > E_L$ となって PCB インピーダンスの極大となる周波数に、逆に $R_s < \sqrt{r_H r_L}$ ならば PCB インピーダンスの極小となる周波数にそれぞれ現れることになる。

例えば、基板中央で励振した PCB からのピーク放射電界は、PCB 励振源の内部抵抗が 50Ω ならば図 10 (a) から $X = R_s / \sqrt{r_H r_L} = 50 / \sqrt{42.1 \times 1} \approx 7.7 > 1$ 、内部抵抗が 1Ω ならば $X = R_s / \sqrt{r_H r_L} = 1 / \sqrt{42.1 \times 1} \approx 0.15 < 1$ となって、前者の場合は PCB インピーダンスの極大周波数、後者では極小周波数にそれぞれ現れることが事前に確認できる。

以上によって、放射電界のピーク周波数は PCB の励振源の内部抵抗と PCB の共振抵抗とから予測できることがわかる。

6. む す び

本論文では、PCB の電磁放射と電源グラウンド層間入カインピーダンス (PCB インピーダンス) における周波数特性の対応関係を FDTD 解析と実測とで検討し、その対応機構の解明を試みた。その結果、励振源の内部抵抗が PCB インピーダンスの大きさに比して十分小さければ、電磁放射のピークは PCB インピーダンスの極小となる周波数に現れ、内部抵抗を増大すると PCB インピーダンスの極大となる周波数に推移していくことがわかった。また PCB インピーダンスの共振抵抗から得られる共振周波数での放射電力

比と二乗放射電界比との関係を考察した結果、両者がほぼ一致すること、放射電界のピーク周波数は PCB 励振源の内部抵抗と PCB 共振抵抗の両者で決まること、などが明らかとなった。

これらの知見の IC・LSI 搭載 PCB を用いた実験的検証が今後の課題である。

文 献

- [1] T.H. Hubing, J.L. Drewniak, T.P. van Doren, and D.M. Hockanson, "Power bus decoupling on multilayer printed circuit boards," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.37, no.2, pp.155-166, May 1995.
- [2] S. Van den Berghe, F. Olyslager, D. De Zutter, J. De Moerloose, and W. Temmerman, "Study of the ground bounce caused by power plane resonances," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.40, no.2, pp.111-119, May 1998.
- [3] G.-T. Lei, R.W. Techentin, P.R. Hayes, D.J. Schwab, and B.K. Gilbert, "Wave model solution to the ground/power plane noise problem," IEEE Trans. Instrum. Meas., vo.44, no.2, pp.300-303, April 1995.
- [4] Z.L. Wang, O. Wada, Y. Toyota, and R. Koga, "Reduction of Q-factor of resonance in power/ground planes of multilayer PCBs by using resistive metal films," 電学論, vol.121-A, no.10, pp.928-932, Oct. 2001.
- [5] 跡治昌吉, 須賀 卓, 上 芳夫, "電源・グラウンド層からの放射妨害波について," 信学技報, EMCJ96-17, 1996.
- [6] T. Harada, H. Sasaki, and Y. Kami, "Radiated emission arising from power distribution in multilayer printed circuit boards," Proc. IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat., pp.518-522, Aug. 1997.
- [7] T. Hara, M. Kasai, H. Yokota, and A. Nakamura, "Analysis of radiation noise caused by power distribution on multilayer printed circuit board," Proc. Int. Symp. on Electromagn. Compat., Tokyo, pp.5-8, May 1999.

- [8] 軽部俊幸, 宮下純一, 蜜澤雅之, “多層基板の電源層共振による放射ノイズの低減手法の検討,” エレクトロニクス実装学会電磁特性研究会公開研究会論文集, vol.11, no.3, pp.7-14, Feb. 2002.
- [9] 和田修己, 高山恵介, 王 志良, 古賀隆治, 福本幸弘, “多層基板電源系による EMI の低減のための電源デカップリング効果,” エレクトロニクス実装学会電磁特性研究会公開研究会論文集, vol.11, no.3, pp.33-40, Feb. 2002.
- [10] 高山恵介, 木下知博, 松永茂樹, 王 志良, 豊田啓孝, 和田修己, 古賀隆治, 福本幸弘, 柴田 修, “LSI の電源系 EMC 設計のためのシミュレーション,” 信学技報, EMCJ2001-42, July 2001.
- [11] 電気通信振興会編, アンテナおよび電波の伝わり方, 電気通信振興会, pp.115-125, 1997.
- [12] 羽石 操, 平澤一紘, 鈴木康夫, 小型・平面アンテナ, コロナ社, pp.102-130, 1996.
- [13] 伊藤健一, “電源層とアース層の間から出る電磁波,” EMC, no.154, pp.43-59, Feb. 2001.
- (平成 14 年 11 月 26 日受付, 15 年 2 月 13 日再受付)



藤原 修 (正員)

昭 46 名工大・工・電子卒。昭 48 名大大学院修士課程了。同年 4 月(株)日立製作所中央研究所入所。昭 51 同所退職。昭 55 名大大学院博士後期課程了。名大・工・助手, 講師を経て, 昭 60 名工大・工・助教授。現在, 同電気情報教授。平 3~4 年スイス連邦工科大客員教授。放電雑音, 生体電磁環境, 環境電磁工学に関する研究に従事。工博。電気学会, IEEE 各会員。昭 55 電気学会論文賞受賞, 平 12 年度本会論文賞受賞。



中村 謙司 (学生員)

平 13 名工大・工・電気情報卒。平 15, 同大大学院博士前期課程了。在学中, 環境電磁工学に関する研究に従事。



王 建青 (正員)

昭 59 北京理工大・電子卒。平 3 東北大大学院博士課程了。東北大・工・助手(株)ソフィアシステムズを経て, 平 9 名工大・工・助手。現在, 同電気情報・助教授。環境電磁工学, 生体電磁気学, 無線通信に関する研究に従事。工博。IEEE 会員。平 12 年度本会論文賞受賞。