

フェライト板によるプリント基板からの放射の抑制効果の数値解析

戸花 照雄^{†a)} 陳 強^{††} 澤谷 邦男^{††} 笹森 崇行[†]
阿部 紘士[†]

Numerical Analysis of Suppression Effect of Emission from Printed Circuit Board
by Using Ferrite Plates

Teruo TOBANA^{†a)}, Qiang CHEN^{††}, Kunio SAWAYA^{††}, Takayuki SASAMORI[†],
and Kohshi ABE[†]

あらまし 電子機器からの放射を抑制する方法として、プリント基板上にフェライトシートなどの磁性電波吸収体を設ける方法がある。本論文では、機器内部のプリント基板からの放射の抑制を目的として、マイクロストリップ線路近傍に置いたフェライト板による放射抑制効果を、FD-FDTD法を用いて解析している。解析結果より、プリント基板近傍の磁界の強い部分にフェライト板を置くことにより、大きな放射抑制効果が得られることを示している。また、プリント基板の大きさが有限である場合には、地板面下からの放射を抑制するために、地板面にもフェライト板を置く必要があることを示している。

キーワード プリント基板, フェライト, FDTD, EMI, 放射ノイズ

1. ま え が き

技術の進歩や高度な情報処理技術の必要性から、情報処理機器をはじめとする電子機器の動作周波数の高速化が進んでおり、これに伴って、妨害電磁波の放射が問題となっている。また、電子機器の低電力化が進んでおり、外部からの妨害波に対する感受性が強くなるという問題も発生している。前者の妨害電磁波は、電子機器内部のプリント基板上のマイクロストリップ線路や地板などから発生し [1]~[4]、きょう体の開口部や電源ケーブルなどから機器の外部へ放射されるものと考えられる [5]。このような電磁波放射問題を解決するための一つの方法として、電波吸収体により妨害電磁波を吸収する方法が検討されており、吸収材料としてはフェライトやカーボンなどが用いられている [6]。これまでの報告においては、携帯電話用アンテナ近傍に電波吸収体を置き、人体頭部に吸収される不

要電磁波放射を抑制する検討 [7], [8] や、プリント基板の電源ケーブルにフェライトビーズを配置して放射電磁波を低減する検討 [9] などが行われている。電子機器からの妨害電磁波を抑制するために、きょう体内部に電波吸収体を配置することを提案する報告もあり、マイクロストリップ線路近傍にカーボンを置いた場合や、IC パッケージ上に吸収体を配置した場合、きょう体内部に磁性吸収体を配置した場合などがあげられる [10], [11]。しかしながら、電波吸収体の形状や効果的な配置方法などは検討されておらず、電波吸収体の最適な使用方法を明らかにする必要がある。

本研究では、電磁波吸収材料としてフェライトに着目し、プリント基板から放射される不要妨害波の抑制を目的として、板状フェライトをマイクロストリップ線路近傍に置いたときに、基板から放射される電磁波の解析を行い、最適な放射抑制効果の条件を検討する。また、通常妨害波は 30 MHz~1 GHz で議論されているが、近年デジタル回路の高周波化等により 1 GHz 以上の周波数帯における放射問題が重要視されていることから、ここで 1~3 GHz の周波数に着目し、議論することにした。

プリント基板のような複雑な構造の電磁界解析には FDTD 法 [12] が有効である。また、デバイン散

[†] 秋田県立大学システム科学技術学部電子情報システム学科, 本荘市
Department of Electronics and Information Systems, Akita
Prefectural University, Honjō-shi, 015-0055 Japan

^{††} 東北大学大学院工学研究科, 仙台市
School of Engineering, Tohoku University, Sendai-shi,
980-8579 Japan

a) E-mail: tobana@akita-pu.ac.jp

など特定の分散をもつ媒質に適用できる FD-FDTD (Frequency Dependent FDTD) 法 [14] が提案されており, フェライトのように透磁率に強い周波数分散性をもつ媒質の解析にも FDTD 法を適用することができる. これらの特徴から, FD-FDTD 法を用いてプログラムを自作し, 本解析において用いている.

2. フェライトの分散と FDTD 法への適用

数百 MHz 以上の周波数で用いられるスピネルフェライトの比透磁率は,

$$\mu_r(\omega) = 1 + \frac{\mu_s - 1}{1 + j\omega t_0} \quad (1)$$

で与えられるデバイ分散として近似的に表すことができる [13]. ここで, μ_s は初透磁率であり, t_0 は緩和時間である. 実際のフェライトの初透磁率と緩和時間の間には

$$\frac{\mu_s - 1}{2\pi t_0} < 10^{10} \text{ Hz} \quad (2)$$

の関係がある.

式 (1) のように透磁率が周波数分散性をもつ場合, 磁束密度と磁界の関係を表す構成方程式が, 時間領域で畳込み積分により表される. したがって, 通常の FDTD 法においては, すべての時間ステップにおける電磁界を記憶するために膨大なメモリを必要とし, 計算は困難であるが, デバイ分散の場合には, FD-FDTD 法を用いることにより畳込み積分を帰納的に計算することができる [14].

3. 無限大のプリント基板を用いた解析

有限な大きさをもつプリント基板からの電磁波放射は, マイクロストリップ線路の構造だけでなく, 地板の寸法によっても変化する. 本章では, マイクロストリップ線路からの放射に着目し, プリント基板の大きさを無限大として, 解析を行う.

図 1 にフェライト板とプリント基板の解析モデルを示す. 給電点を原点とし, 線路に沿って x 軸を, また基板に垂直に z 軸をそれぞれ設定した. FDTD 解析においては, x, y, z 方向にそれぞれ $0.4 \times 0.7 \times 0.8 \text{ mm}^3$ のセルを設け, $80 \times 100 \times 140$ セルの解析領域内を設定した. また Courant の安定条件 [15] を満たすように時間ステップは 0.85 ps とし, 吸収境界条件として PML (Perfectly Matched Layer) [16] を用い, PML の中に基板を挿入することにより, 無限大の大きさの基板を

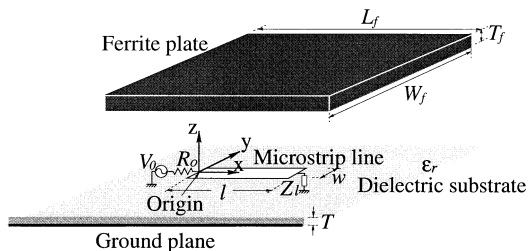


図 1 解析モデル
Fig. 1 Model for analysis.

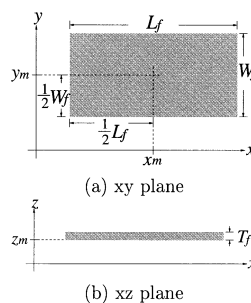


図 2 フェライト板の座標
Fig. 2 Geometry and coordinate system of ferrite plate.

モデル化した. プリント基板は, 厚さ $T = 1.6 \text{ mm}$ のテフロン積層基板 (比透磁率 $\epsilon_r = 2.55$) と地板により構成されている. 基板の中央部分に, 幅 $w = 4.2 \text{ mm}$, 長さ $l = 40 \text{ mm}$, 特性インピーダンスが約 50Ω のマイクロストリップ線路が置かれている. 電源電圧 V_0 , 内部抵抗 $R_0 = 50 \Omega$ の信号源を給電点に接続し, 線路の他方の先端に負荷 Z_L が接続されている. 論理回路においては高インピーダンス負荷が, 高周波回路では線路に整合した負荷が用いられる. そこで, 高インピーダンスから低インピーダンスまでの負荷を検討するために, 開放, 短絡及び 50Ω を負荷として用いる. 放射抑制のためのフェライト板は, 長さ L_f , 幅 W_f , 厚さ T_f をもち, 基板の線路側に置かれている.

図 2 にフェライト板の座標 (x_m, y_m, z_m) を示す. フェライト板の中央を (x_m, y_m) とおき, フェライト板の下面を z_m とする.

マイクロストリップ線路からの放射電力 P_r は, ポインティングベクトルの実部をプリント基板とフェライト板を囲む閉面上で面積分することにより求めた. 積分面は $(-10 \text{ mm}, -15 \text{ mm}, -1.6 \text{ mm})$ 点と $(44 \text{ mm}, 15 \text{ mm}, 4.4 \text{ mm})$ 点を対角にもつ直方体を構成する面

であり、線路を囲むように設定した。ここで、プリント基板単体の場合の放射電力は P_r^0 とする。また、フェライト板による電磁波の吸収電力 P_a はフェライトの磁性損失と導電損失を体積分することにより求めた[18]。放射電力 P_r と吸収電力 P_a の計算値の和は線路への入力電力と 1%以下の誤差で一致している。 P_r 、 P_r^0 及び P_a を、線路への入射電力 P_{inc} により正規化し、フェライトの放射抑制効果の評価パラメータとする。ここで、入射電力は、線路に入射する電力であり、

$$P_{inc} = \text{Re} \left(\frac{|V_0|^2}{4R_0} \right) \quad (3)$$

により与えられる。

線路の入力インピーダンスは給電点電圧を V_i 、給電点電流を I_i とするとき、

$$Z_{in} = V_i / I_i \quad (4)$$

により与えられる。ここで、 V_i は給電点における電界を線積分することにより、また、 I_i は給電点の周りの磁界を線積分することによりそれぞれ求めた。

解析で用いたフェライトの初透磁率は $\mu_s = 500$ とし、緩和時間は、式 (1) と式 (2) を考慮して $t_0 = 8 \text{ ns}$ とした。フェライトの比透磁率の周波数特性を図 3 に示す。また、比誘電率と導電率は、解析を行う周波数範囲で一定とし、それぞれ $\epsilon_r = 15$ 、 $\sigma = 0.002 \text{ S/m}$ とした。

プリント基板単体からの放射特性を検討するために、解析モデルからフェライト板を除き、その正規化放射電力 P_r^0 / P_{inc} を計算した。その結果を図 4 に示す。ここで、負荷 Z_l は開放、短絡及び 50Ω である。この解析モデルを用いて計算したマイクロストリップ

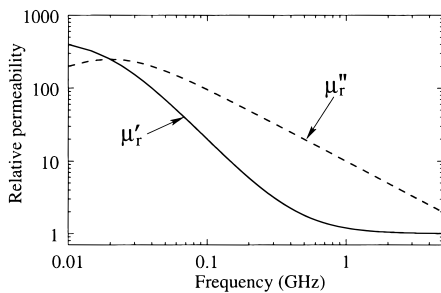


図 3 解析に用いたフェライトの比透磁率 ($\mu = \mu' - j\mu''$)
Fig. 3 Relative permeability of ferrite used for analysis ($\mu = \mu' - j\mu''$).

線路の入力インピーダンスを図 5 に示す。ここで、 Z_l は開放と短絡である。これらの図より、 Z_l が開放と短絡の場合には、線路の入力インピーダンスが反共振になる周波数で放射電力が極大になる。この周波数においては、給電点において電流の定在波が節となるため、入力インピーダンスが極大となる。このとき、電流の腹の部分（短絡の場合は短絡点、開放の場合は線路中央部）の電流値は極大となり、放射も極大となる。したがって、無限大の基板からの放射電力は、線路上の電流分布に大きく依存することがわかる。一方 Z_l が 50Ω の場合には、線路上の電流分布はほぼ一定であり、周波数が高くなるにつれて波長に対する線路と地板の距離が大きくなるため、放射電力は周波数に対して単調に増加することがわかる。

図 6、図 7 に寸法 $W_f = 29.4 \text{ mm}$ 、 $L_f = 60.8 \text{ mm}$ 、 $T_f = 1.6 \text{ mm}$ のフェライト板を配置したときの、プリント基板からの正規化放射電力 P_r / P_{inc} 及びフェライト板による正規化吸収電力 P_a / P_{inc} の計算結果をそれぞれ示す。ただし、 Z_l は開放であり、フェライト

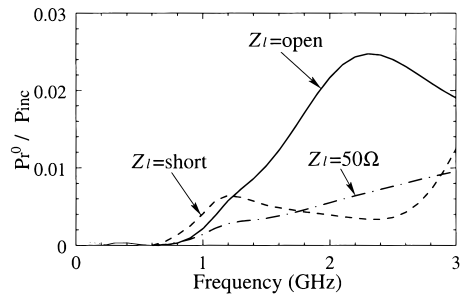


図 4 マイクロストリップ線路からの正規化放射電力
Fig. 4 Normalized radiation power from PCB without ferrite plate.

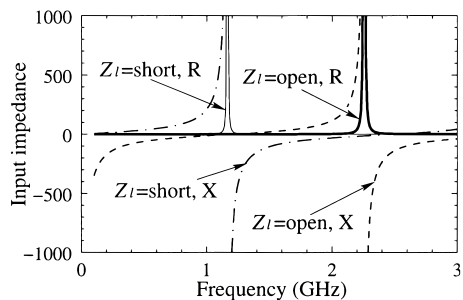


図 5 マイクロストリップ線路の入力インピーダンス
Fig. 5 Input impedance of microstrip line on PCB without ferrite plate.

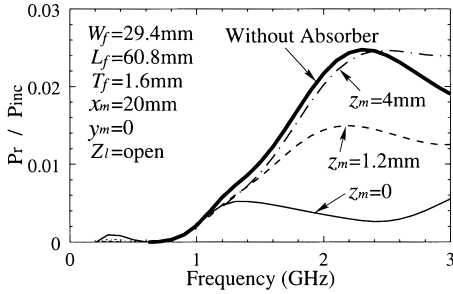


図 6 フェライトの位置 z_m を変えたときの正規化放射電力

Fig. 6 Normalized radiation power from PCB versus z_m .

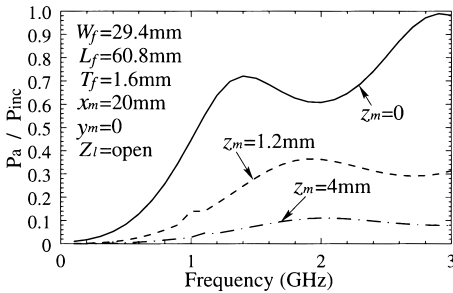
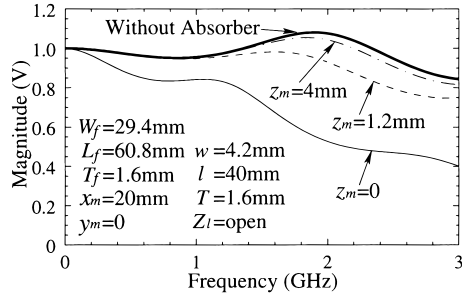


図 7 フェライトの位置 z_m を変えたときの正規化吸収電力

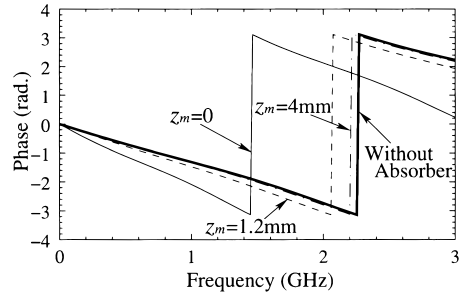
Fig. 7 Normalized absorbing power by a ferrite plate versus z_m .

板の高さ z_m を 0, 1.2, 4 mm と変化させている．図 6 より，フェライト板をマイクロストリップ線路に近づくことにより放射電力が小さくなるのがわかる．ただし， $z_m = 0$ のときに放射電力は非常に小さくなるが，図 7 に示すようにフェライト板による吸収電力が大きくなり，入射電力のほとんどが吸収されてしまうことになる．図 8 に，電源電圧 $V_0 = 1$ V のときの，線路の先端開放電圧の振幅特性と位相特性をそれぞれ示す．図より， $z_m = 0$ では周波数が高くなるにつれて信号のレベルがかなり低下し，位相特性が大きく変化することから，フェライト板を置くことにより，回路の本来の機能を損ねる可能性がある．したがって，以下の計算では $z_m = 1.2$ mm とした．

フェライト板の寸法を， $W_f = 29.4$ mm， $L_f = 12.8$ mm， $T_f = 1.6$ mm とし， x_m を変えて P_r/P_r^0 を計算した． Z_l をそれぞれ開放，短絡及び 50Ω としたときの x_m に対する P_r/P_r^0 を図 9 に示す．ここで，放射電力が極大になる周波数，すなわち線路イ



(a) Magnitude



(b) Phase

図 8 フェライトの位置 z_m を変えたときの先端開放電圧
Fig. 8 Open load voltage versus z_m .

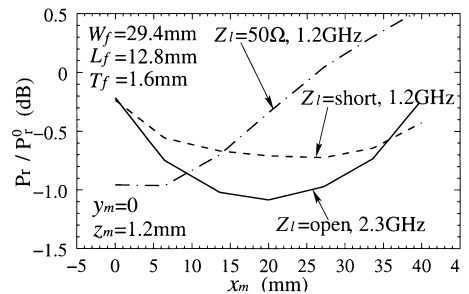


図 9 フェライトの位置 x_m に対する P_r/P_r^0
Fig. 9 P_r/P_r^0 as a function of x_m at anti-resonance frequency.

ンピーダンスが反共振になる周波数で計算を行い， Z_l が 50Ω の場合は，放射の極大が存在しないので， Z_l が短絡のときの反共振周波数である 1.2 GHz で計算した．

図 9 より， Z_l が開放で 2.3 GHz のとき， $x_m = 20$ mm 付近にフェライト板を置くことにより放射が小さくなるのがわかる．ここで， $x_m = 20$ mm は線路の中央部分にあたる． Z_l が開放のとき，反共振の周波数におけるマイクロストリップ線路の電流は，線路中央部分において極大値になり，電流が強い部分の近傍

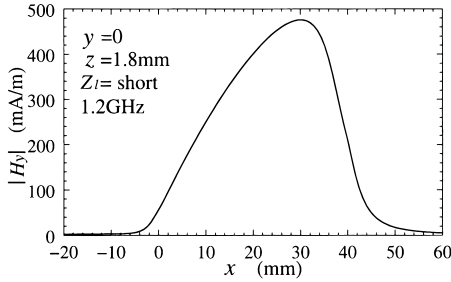


図 10 マイクロストリップ線路上の磁界の y 成分の分布
Fig. 10 Distribution of y component of magnetic field along microstrip line.

では磁界も強くなることから、プリント基板上での磁界の強い位置にフェライト板を置くことにより放射抑制効果が大きくなるといえる。フェライトのように磁性損をもつ吸収材料は、磁界の強いところに配置するのが良いことから [17]、この結論は妥当であるといえる。

一方、 Z_l が短絡のときには、あまり大きな違いが見られないが、線路先端寄りである $x = 30$ mm 付近にフェライト板を置くことにより放射が抑制されることがわかる。ここで、図 10 に、フェライトを付加しないときのマイクロストリップ線路上の磁界の y 成分を示す。図 10 より、 $x = 30$ mm で、磁界強度が最大になることがわかり、図 9 の Z_l が短絡の場合には、 $x = 30$ mm 付近にフェライト板を置いた場合が効果的であることから、磁界の強い位置にフェライト板を置くことにより放射抑制効果が大きくなることを裏付けている。

また、 Z_l が 50Ω のときには給電点付近にフェライト板を置くことにより放射が小さくなる。 Z_l が 50Ω のときには、フェライト無付加のときの線路上の電流分布はほぼ一定であるため、線路電流による放射よりも給電点や終端の不連続部分の放射が支配的であると考える。ここで、給電点付近には終端付近よりも大きな磁界があり、そのため、フェライトを給電点付近に置くことが効果的であると考えられる。したがって、 Z_l が 50Ω のときにも磁界の強い位置にフェライト板を置くことにより放射抑制効果が大きくなるといえる。

フェライト板の寸法と放射抑制効果の関係を検討するために、線路インピーダンスが反共振になる周波数においてフェライト板の L_f と W_f をそれぞれ変えて、 P_r/P_r^0 を計算した。その結果を図 11、図 12 に示す。

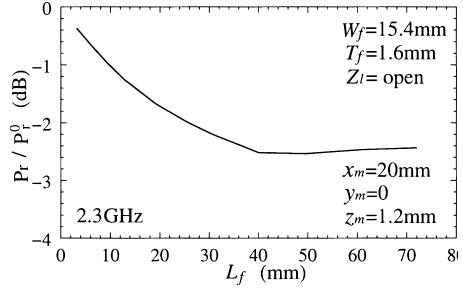


図 11 フェライト長さ L_f に対する P_r^0/P_r
Fig. 11 P_r^0/P_r as a function of L_f at anti-resonance frequency.

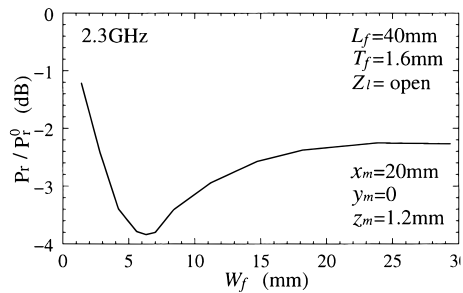


図 12 フェライト幅 W_f に対する P_r^0/P_r
Fig. 12 P_r^0/P_r as a function of W_f at anti-resonance frequency.

す。ただし、 Z_l は開放である。放射抑制効果を大きくするために、線路の中央部分 ($x_m = 20$ mm, $y_m = 0$, $z_m = 1.2$ mm) にフェライト板を配置している。

図 11 より、 P_r/P_r^0 は L_f が増加するにつれて小さくなるが、 L_f が $l = 40$ mm を超えるとほとんど変化しない。これは、プリント基板上ではストリップ線路近傍のみに強い磁界が存在しており、磁界の強い部分にフェライト板を置くことにより放射抑制効果が大きくなることから、線路近傍の強い磁界部分のみにフェライト板を置けばよいことを示している。したがって、 $L_f = l$ が適切であるといえる。

また図 12 より、 $W_f = 6$ mm までは、 W_f が増加するにつれて P_r/P_r^0 が急速に減少し、 $W_f = 6$ mm 付近で極小になる。マイクロストリップ線路の磁界の y 成分は、図 13 に示すように線路の中央部分がいちばん強く、約 $y = \pm 3$ mm の位置で極小値となる [19]。したがって、中央部分の -3 mm $< y < 3$ mm の位置に強い磁界の y 成分が存在していることより、 W_f が 6 mm のときに放射抑制効果が最大になると結論づけ

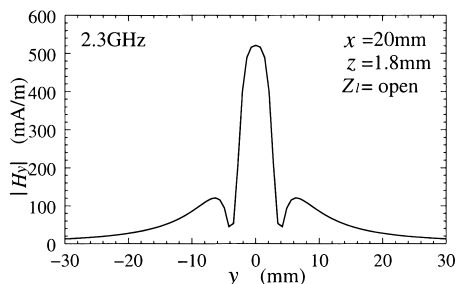


図 13 マイクロストリップ線路上の磁界の y 成分の分布
Fig. 13 Distribution of y component of magnetic field above the microstrip line.

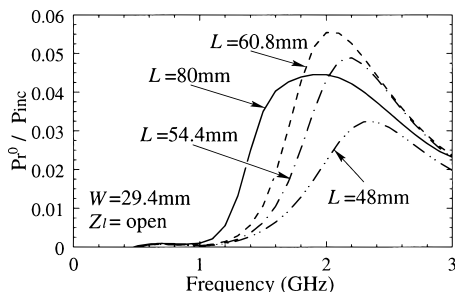


図 14 長さ L を変えたときのプリント基板からの正規化放射電力
Fig. 14 Normalized radiation power from PCB without ferrite plate as a function of L .

られる。

4. 有限な大きさのプリント基板を用いた解析

前章において、無限大のプリント基板からの放射をフェライト板により抑制する方法について検討した。しかし、実際に用いられるプリント基板は有限の大きさをもっており、地板の大きさも有限である。地板が小さい場合には、地板上の表面電流が増加することが文献 [4], [20] により示唆されている。そこで本章では、有限な大きさをもつプリント基板からの電磁波放射について解析を行い、フェライト板による放射抑制効果を検討する。

プリント基板の寸法を、長さ L 、幅 W とする。給電位置、線路の寸法、フェライトの座標、セルサイズ、時間ステップは、無限大の基板の場合と同じである。負荷 Z_L は開放とした。解析領域は、 y 軸方向が 90 セル、 z 軸方向が 80 セルであり、 x 軸方向はプリント基板の長さに依存して、 $L \leq 54.4$ mm のときには 120 セル、 54.4 mm $< L \leq 70.4$ mm のときには 130 セル、 70.4 mm $< L$ のときには 150 セルとした。

プリント基板単体で、 L を一定にして W を変化したときに、 W を小さくするにつれて、プリント基板からの放射は増加する。これは、 W が小さくなることにより、電流が地板面 ($z < -T$) に回り込みやすくなり、地板からの放射が増加するためであると推定される。これは、電流が地板へ回り込むことで共通モード電流が増加し、放射が増加するというのもできる [21]。

$W = 29.4$ mm とし、 L を変化したときの P_r^0/P_{inc} を図 14 に示す。 L が大きくなるにつれて、放射電力が極大になる周波数が低くなるのがわかる。 L と放射極大の周波数の関係から、地板上の面電流からの

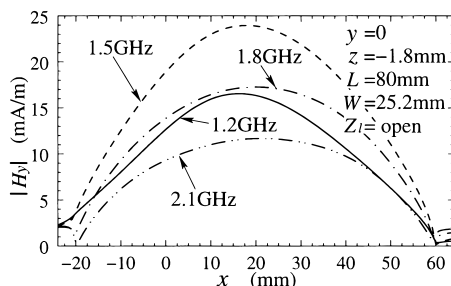


図 15 x に対するプリント基板の地板面下の磁界の y 成分の分布
Fig. 15 Distribution of y component of magnetic field under ground plane.

放射が周波数に依存しているものと考えられる。そこで、 $L = 80$ mm、 $W = 25.2$ mm のとき、 x に対する地板面の磁界の y 成分の強度分布を図 15 に示す。ただし、電源の電圧は $V_0 = 1$ V としてある。図 15 より、1.5 GHz で地板上の磁界、すなわち電流が最大となっているのがわかる。この周波数では L が自由空間波長の約 0.39 倍であり、基板の誘電体を考慮するとほぼ半波長になっているものといえる。したがって、1.5 GHz 付近で地板の電流が半波長共振し、この電流からの放射が極大になると推測できる。 L を変化させると、同様に地板からの放射が最大となる周波数がそれぞれ変化し、線路からの放射の和として図 14 のような周波数特性が得られるものと結論づけられる。

次に、有限なプリント基板近傍にフェライト板を置いたときの放射抑制効果について検討した。図 16 に示すように、(a) 線路側の大きな 1 枚のフェライト板、(b) 無限大の基板では最適な大きさをもつ線路側のフェライト板、(c) 線路側のフェライト板 (b) と同じ) +

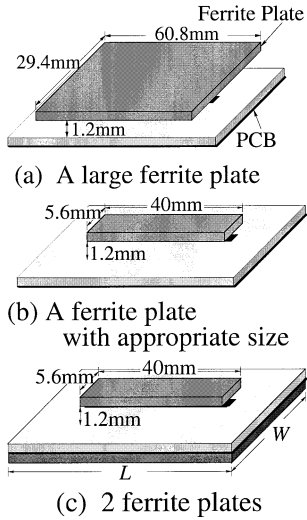


図 16 フェライト板の配置方法
Fig. 16 Geometry of ferrite plates on PCB.

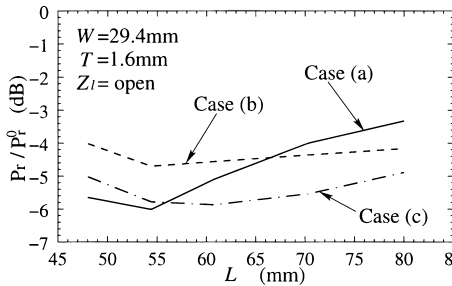


図 17 長さ L に対する P_r^0/P_r
Fig. 17 P_r^0/P_r as a function of L .

地板を覆うフェライト板，という 3 種類の場合について放射抑制効果を求めた。

P_r/P_r^0 を図 17 に示す。ここで，放射電力の極大値に注目するために，それぞれの L について，放射電力が極大となる周波数（図 18）における計算値を示している。地板の長さ L が小さいときには (a) の場合が (b) の場合よりも大きい放射抑制効果をもつが， L が大きくなるにつれて (a) の放射抑制効果は小さくなり， $L \geq L_f$ では (b) のほうが抑制効果が大い。 (c) の放射抑制効果は， L が小さいとき（地板電流からの放射が小さいとき）を除いて最も大きい。

以上の結果より，プリント基板が有限の場合にはストリップ線路だけでなく地板面にも強い磁界が存在している。そのため，放射抑制効果を大きくするためには，(c) のように 2 枚のフェライト板を用いる方法が

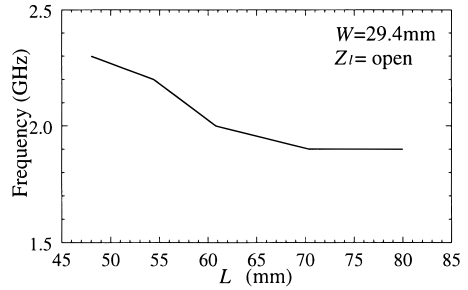


図 18 放射電力が極大となる周波数
Fig. 18 Frequency of local maximum of radiation power.

効果的であることが示された。

5. む す び

プリント基板からの電磁波放射を抑制する手段としてフェライト板を用いた場合の抑制効果について，フェライト板の条件をいくつか変えて数値解析を行った。その結果，プリント基板近傍の磁界の強い部分にフェライト板を置くことにより，放射抑制効果を大きくできることを示した。また，無限大の大きさのプリント基板の場合，線路よりやや大きい程度のフェライト板を線路のごく近傍に置くことにより，大きな放射抑制効果を得られることを示した。更に基板の大きさが有限の場合には，線路面と地板面にそれぞれ 2 枚のフェライト板を使用することにより，大きな放射抑制効果を得られることを示した。

文 献

- [1] C.R. Paul, "A comparison of the common-mode and differential-mode currents in radiated emissions," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.31, no.2, pp.189-193, May 1989.
- [2] Y. Kami, "Mechanism of electromagnetic radiation from a transmission line," IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, no.3, pp.115-123, March 1992.
- [3] J.T. Fessler, K.W. Whites, and C.R. Paul, "Effect of image plane dimensions on radiated emissions," IEEE Int. Symp. on EMC, pp.106-111, 1992.
- [4] 岡 尚人, 宮崎千春, 内田 雄, 仁田周一, "プリント基板からの放射エミッション抑制効果に対するグラウンド導体幅の依存性," 信学論 (B), vol.J82-B, no.8, pp.1586-1595, Aug. 1999.
- [5] 峰岸茂樹, 松嶋康司, 平 等, 芳賀 昭, "アース線を伝導する高周波電流の伝搬特性," 信学論 (B), vol.J82-B, no.2, pp.308-313, Feb. 1999.
- [6] 小野恭裕, 秋野直治, 篠原慎一, 佐藤利三郎, "パッケージに用いた複合磁性材料による IC からの電磁雑音の抑制特性," 信学技報, EMCJ99-80, pp.23-28, Oct. 1999.

- [7] J. Wang and O. Fujiwara, "Reduction of electromagnetic absorption in the human head for portable telephones by a ferrite sheet attachment," IEICE Trans. Commun., vol.E80-B, no.12, pp.1810-1815, Dec. 1997.
- [8] 犬丸忠義, 橋本 修, "FDTD 法による抵抗皮膜を用いた人体防護に関する検討," 信学論(B-II), vol.J81-B-II, no.7, pp.719-724, July 1998.
- [9] 宮下卓也, 仁田周一, 武藤篤生, "プリント回路基板からの放射電磁雑音に対するフェライトビーズの EMI 低減効果の予測," 信学論(B), vol.J82-B, no.2, pp.322-329, Feb. 1999.
- [10] S. Hoshino, M. Iwanami, and H. Tohya, "Characterisation of printed circuit boards including magnetic film using finite element analysis," Proc. EMC'99 Tokyo, pp.13-16, May 1999.
- [11] 掘田幸雄, 李 嘯河, 仁田周一, "新素材の EMC 設計への応用," 電気・電子機器の EMC ワークショップ, pp.39-48, Nov. 1999.
- [12] K.S. Kunz and R.J. Luebbers, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, CRC Press, 1993.
- [13] 内藤喜之, "スピネル形フェライトの透磁率の周波数分散について," 信学論(C), vol.J56-C, no.2, pp.113-120, Feb. 1973.
- [14] R.J. Luebbers, F. Hunsberger, K.S. Kunz, R.B. Standler, and M. Schneider, "A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.32, no.3, pp.222-227, 1990.
- [15] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界及びアンテナ解析, pp.52-54, コロナ社, 1998.
- [16] J.P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetics waves," J. Comput. Phys., vol.114, no.1, pp.185-200, 1994.
- [17] 内藤喜之, "電波吸収体研究のいまむかし," 信学誌, vol.82, no.9, pp.938-942, Sept. 1999.
- [18] O.P. Gandhi, G. Lazzi, and C.M. Furse, "Electromagnetic absorption in the human head and neck for mobile telephones at 835 and 1900 MHz," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.44, no.10, pp.1884-1896, Oct. 1996.
- [19] 戸花照雄, 上 芳夫, "有限なプリント回路基板の近傍磁界測定と簡便な放射界計算法," 信学論(B-II), vol.J79-B-II, no.11, pp.812-818, Nov. 1996.
- [20] T.H. Ooi, S.Y. Tan, and H. Li, "Study of radiated emissions from pcb with narrow ground plane," Proc. EMC'99 Tokyo, pp.552-555, May 1999.
- [21] T. Watanabe, O. Wada, T. Miyashita, and R. Koga, "Common-Mode-Current Generation Caused by Difference of Unbalance of Transmission Lines on a Printed Circuit Board with Narrow Ground Pattern," IEICE Trans. Commun., vol.E83-B, no.3, pp.593-599, March 2000.

(平成 12 年 11 月 9 日受付, 13 年 5 月 23 日再受付)



戸花 照雄 (正員)

平 6 電通大・電気通信・電子情報卒。平 13 東北大学院博士後期課程了。現在, 秋田県立大システム科学技術学部助手。プリント回路基板からの放射に関する研究に従事。工博。IEEE 会員。



陳 強 (正員)

昭 63 西安電子科技大卒。平 6 東北大学院博士課程了。現在, 同大学院工学研究科電気・通信工学専攻助教授。MRI 用アンテナ, 移動体通信用アンテナ, 電磁界の数値解析の研究に従事。工博。平 5 本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



澤谷 邦男 (正員)

昭 46 東北大・工・通信卒。昭 51 同大学院博士課程了。現在, 同大学院工学研究科電気・通信工学専攻教授。プラズマ中のアンテナ, 移動体通信用アンテナ, 電磁波の散乱・回折, アレーアンテナ, プラズマ加熱用アンテナ, 超伝導アンテナの研究に従事。工博。昭 56 本会学術奨励賞, 昭 63 同論文賞受賞。IEEE 会員。



笹森 崇行 (正員)

平 1 東北大・工・電気卒。平 6 同大学院博士課程了。同年同大・工・助手。平 8 仙台電波高専・講師。平 11 秋田県立大・講師, 現在に至る。工博。電磁波の散乱・回折, 移動体通信用アンテナ, 送電線への誘導の研究に従事。平 9 本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



阿部 紘士 (正員)

昭 40 東北大・工・通信卒。同年三菱電機株入社。主として, アンテナ・伝送線路・マイクロ波機器の研究・開発, 移動体通信の研究に従事。平 8 東北大学研究科客員助教授。平 11 秋田県立大システム科学技術学部教授, 現在に至る。工博。昭 59 本会論文賞受賞, 電気学会, 情報処理学会, IEEE 各会員。