

[共同研究成果]

FDTD 法による給電ケーブルで駆動される プリント回路基板からの不要電磁放射解析

萱野良樹, 井上浩

秋田大学工学資源学部電気電子工学科

本研究では、大規模、高精度な電磁界シミュレーションを可能とするために、東北大学情報シナジーセンターのスーパーコンピュータを利用し、ベクトル化、並列化に適した Finite-Difference Time-Domain (FDTD) シミュレーション環境の構築を行った。本稿では、特に給電ケーブルで駆動されるプリント回路基板から放射される不要電磁波の GHz 超の高周波までの予測・評価法を確立するための基礎として、GHz 帯における表面マイクロストリップ線路構造からの全放射成分中の差動と同相成分の対応について検討した結果について報告する。はじめに、構成セル数が少なく基本的な実験結果と一致するモデル化の条件を明らかにし、電磁諸量に関して実験と FDTD シミュレーションによる検討を可能にした。微細構造を有する PCB の給電ケーブルを流れる同相電流の計算は、ワークステーションクラスではメモリ不足が発生し、あるいは計算に数日を要する問題であるが、ベクトル化、並列化に適したプログラミングを行い、CPU8 並列で計算することで、150 分程度で解析可能となった。グラウンド幅の異なる PCB について 5 GHz まで検討した結果、低周波では同相成分が支配的であるが、基板寸法によっては 1 GHz 超の高周波では差動成分が支配的であることを示した。

1 はじめに

近年、電子機器の小型化や軽量化によるプリント回路基板 (Printed Circuit Board: PCB) の高密度実装化や、動作の高速化が進んでおり、PCB からのノイズ放射が他の電子機器に悪影響を与える電磁干渉妨害 (Electromagnetic Interference: EMI) 問題が顕在化している。電子機器には、国際的に厳しい電磁的両立性 (Electromagnetic Compatibility: EMC) 規格が適用されており、機器はある許容値以上のノイズを放射して、電磁干渉を生じてはいけないし、逆に、機器外からある許容値以下のノイズを受けた場合に誤動作しない耐性 (Immunity) を持つ、ことが必要であるため [1], [2], ノイズ放射が少なく、且つノイズに強い電子機器が求められている。

PCB は電子機器によってそれぞれ幾何構造が異なるため、不要放射の形態は複雑かつ多様である。また、EMC の観点から見ると、電子機器内にはヒートシンクや筐体のような EMI アンテナと呼ばれる様々な放射体が存在する [3]。近年、電子機器からの EMI 源として、信号線、トランジスタ等のスイッチング素子、電源層とグラウンド層間の共振、ケーブル等を対象とした研究が盛んに行われている [4]-[9]。中でも給電ケー

ブルによって駆動される PCB は、EMI の主要な源の 1 つである。一方、放射 EMI の原因をその成分から分類した場合、信号成分の差動モード (Differential-Mode: DM) 及び不平衡成分の同相モード (Common-Mode: CM) の 2 つの成分がある。CM 放射の問題は広く知られているが、CM 成分が発生する基本メカニズム及びその周波数特性はまだ明らかではない。さらに従来の研究の多くは EMC が規制されている 30 MHz から 1 GHz での周波数範囲の検討が主であり、CM 成分が全放射に支配的であるという従来の結果は、GHz 帯での放射現象に直ちに適用することはできない。そのため、ノイズの放射機構を解析し、放射を PCB の設計段階から予測可能にすることは、放射の少ない回路設計技術を確立するために非常に有益である。

しかし、EMI アンテナは、基板配置、シールド構造、グラウンド等の関数である寄生的なインダクタンスとキャパシタンスを含み、その周波数応答は非常に複雑である。そこで、近年は実験と共にシミュレーションによる解析が行われている。数値計算法を用いればモデルを自由に構成できるため、シミュレータの作成によって複雑なモデルを含めた様々なモデルへの応用が可能になり、その電磁ノイズの対策が飛躍的に進展すると考えられる。数値計算法としては、計算機の発展に伴い有限差分時間領域法 (Finite Difference Time Domain Method: FDTD-Method) が近年注目されている [10]。FDTD 法は、マクスウェルの電磁界方程式を直接差分化し、空間・時間領域において解を得る方法で、自由にモデルを構成できる等、汎用性を持つ。モデル化には、セルサイズを小さく、吸収境界と基板の間隔を広くとるのが理想であるが、解析空間を構成するセル数が膨大となり、メモリサイズや計算時間が増加するため、ワークステーションクラスのコンピュータではメモリ不足の問題発生や、計算に数日を要し、EMC 問題の早期解決の妨げとなる。大容量メモリの確保や計算時間の短縮には、ベクトル化、並列化機構を持つスーパーコンピュータの利用が不可欠である。しかし、スーパーコンピュータを利用したとしても、最適化していないプログラムではその演算性能はワークステーションと同程度であるので、ベクトル化、並列化に適した形で、セル数が少なく、実験結果と一致するモデル化を行う必要がある。

本研究では、大規模、高精度な FDTD シミュレーションを可能とするために、東北大学情報シナジーセンターのスーパーコンピュータを利用し、ベクトル化、並列化に適した FDTD 電磁界シミュレーション環境の構築を行った。本稿では特に給電ケーブルで駆動される PCB から放射される不要電磁波の 1 GHz 超の高周波までの予測・評価法を確立するための基礎として、1 GHz 超の高周波における表面マイクロストリップ線路構造からの全放射成分中の DM と CM 成分の対応について検討した結果について報告する。EM 放射を特徴付けるために、給電ケーブルを流れる CM 電流、近傍電界、遠方電界、全放射電力に着目した。はじめに、構成セル数が少なく、基本的な実験結果と一致する FDTD モデル化の条件を明らかにし、実験と FDTD シミュレーションによる検討を可能にした。次に、グラウンド幅の異なる基板からの不要電磁波放射について 5 GHz まで検討を行った。

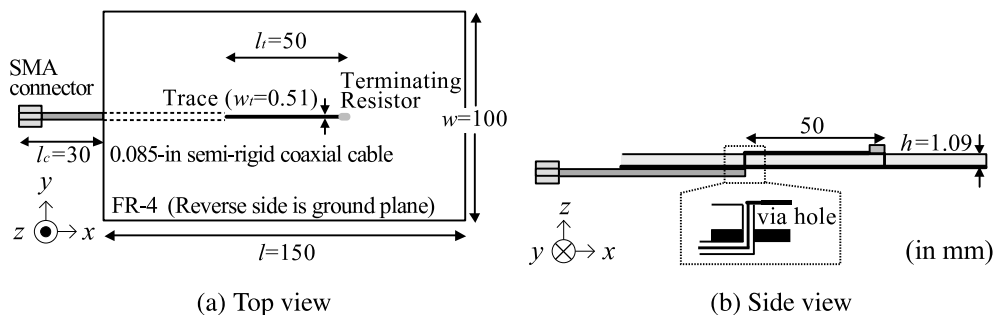


図 1 PCB 形状

2 PCB モデルとその FDTD モデル化

2.1 PCB モデル

図 1 に検討に用いた給電ケーブルによって駆動されるマイクロストリップ線路を持つ PCB モデルを示す。PCB は、長さ $l=150$ mm、幅 $w=100$ mm、厚み $h=1.09$ mm の 2 層のマイクロストリップ線路 (Surface Microstrip line: S-MSL) 構造であり、上面に長さ $l_t=50$ mm、幅 $w_t=0.51$ mm、特性インピーダンス $Z_0=100 \Omega$ の信号線があり、下面は全面銅箔で覆ったグラウンド面である。誘電体の比誘電率 ϵ_r は 4.5 である。線路の終端には整合負荷 100Ω を接続した。信号線への給電には PCB から 30 mm 延長したセミリジッドケーブルを用いた。

2.2 測定系

2.2.1 CM 電流の測定系

電流プローブ (Fischer F-2000) とネットワークアナライザ (Agilent E8358A) を用いた CM 電流 I_{CM} の測定系を図 2 に示す。ネットワークアナライザのポート 1 は、給電用のセミリジッドケーブルへ接続し、ポート 2 はセミリジッドケーブルの中央にクランプした電流プローブへ接続した。ポート 1 からの入力信号は、セミリジッドケーブルを通じて、PCB 上の線路に供給される。このとき、ケーブルにクランプした電流プローブでは、同振幅、逆位相の I_{DM} は打ち消され、 I_{CM} のみが検出され、 $|S_{21}|$ として間接的に測定される。500×500 mm² のアルミ板はネットワークアナライザと PCB を分離して、ケーブルとの寄生を減少させることで測定の再現性を確保するためのものである。

電流プローブの周波数特性の除去を行うために、電流プローブに幅 5 mm の銅環を 1 回巻いて校正を行った [11]。銅環は、ポート 1 に接続したケーブルの心線とグラウン

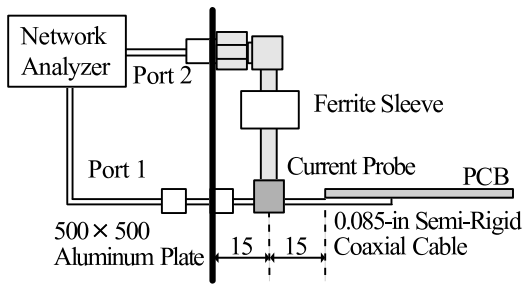


図2 CM電流の測定系

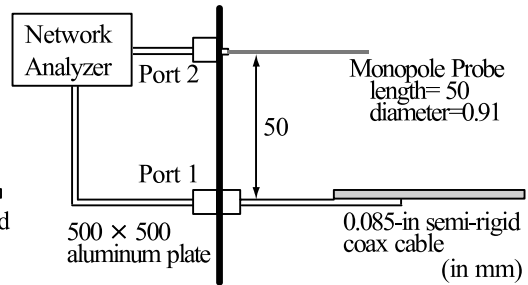


図3 近傍電界測定系

ドで短絡してある。銅環に流れる電流 I_1 は、ネットワークアナライザの信号源電圧を V_s 、信号源インピーダンスを Z_s とすると、 $I_1 \approx \frac{V_s}{Z_s}$ である。また、電流プローブの伝達インピーダンスを Z_t とすると、電流プローブは I_1 を検出し、ポート2における電圧 $V_2^- = Z_t I_1$ に変換する電流制御電圧源である。ケーブルの特性インピーダンスと信号源インピーダンスが $Z_s = 50 \Omega$ で整合しているため、ポート1における電圧は $V_1^+ = \frac{V_s}{2}$ である。よって、銅環を巻いたときの $|S_{21}|$ は

$$|S_{21}| = \left| \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \left| \frac{I_1 \cdot Z_t}{V_s / 2} \right| = \left| \frac{\frac{V_s}{Z_s} \cdot Z_t}{V_s / 2} \right| = \left| 2 \frac{Z_t}{Z_s} \right| \quad (1)$$

となる。一方、ポート1にPCBを接続したとき、給電用セミリジッドケーブルに流れるCM電流 I_{CM} が電流プローブに検出される。したがって、ポート2における電圧は $V_2^- = Z_t I_{CM}$ となり、 $|S_{21}|$ は

$$|S_{21}| = \left| \frac{I_{CM} \cdot Z_t}{V_s / 2} \right| \quad (2)$$

と表される。校正によって、式(2)から $2 \frac{Z_t}{Z_s}$ が取り除かれ、 $|S_{21}|$ と I_{CM} の関係は

$$|S_{21}| = \left| \frac{50 I_{CM}}{V_s} \right| \quad (3)$$

と得られる。以上の校正手順により、 $|S_{21}|$ として I_{CM} を間接的に測定した。

2.2.2 モノポールプローブによる近傍電界測定

近傍電界は図3に示すように、長さ50mmのモノポールプローブ[12]とネットワークアナライザを用いて測定した。電流プローブがモノポールプローブに代わった他は図2のCM電流の測定系と同じである。ポート1はセミリジッドケーブルへ、ポート2はモノポールプローブへ接続した。モノポールプローブとPCBの間隔は50mmである。 $|S_{21}|$ と近傍電界の関係は

$$|S_{21}| = \left| \frac{2V_p}{V_s} \right| \quad (4)$$

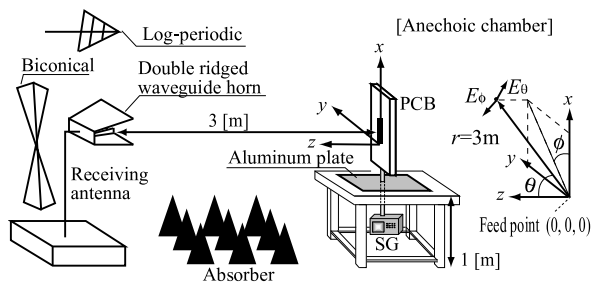


図4 遠方電界の測定系

と得られる．モノポールプローブ終端で測定された電圧 V_p はプローブの周波数特性を含み，電界そのものではない．しかしながら，本測定系は電流プローブに比べて寄生が小さく高周波での EM 放射の振る舞いを検討するのに適している．

2.2.3 遠方電界の測定

PCB からの遠方電界は秋田県高度技術研究所の電波暗室内で測定した．測定系及び座標系を図4に示す．受信アンテナには 30-300 MHz 帯：バイコンカルアンテナ，300 MHz-1 GHz 帯：対数周期アンテナ，1-5 GHz:リッジドガイドアンテナを用いた． θ は z 軸からの角度， ϕ は x - y 平面の x 軸からの反時計回りの角度である．PCB は木製のテーブルに配置し，受信アンテナと PCB の距離は 3 m とした．PCB は 0 dBm 出力のシグナルジェネレータ (SG) で駆動した．あらかじめ，SG 本体，SG と SMA コネクタ間のケーブルからの放射は測定結果に影響を与えないことを確認した．

2.3 FDTD モデル化の検討

微細な構造を有する PCB の FDTD モデル化には，並列化・ベクトル化による高速な演算が要求され，高速かつ大容量のメモリを備えたスーパーコンピュータの利用が有効である．本研究では，東北大学情報シナジーセンターのスーパーコンピュータ (SX-7, メモリ 256 GB, 1 ノードあたり最大 32CPU, 演算性能 282 GFLOPS) を用いた．モデル化は，セルサイズを小さく，吸収境界と PCB の間隔を大きくとるのが理想であるが，解析空間を構成するセル数が膨大となり，メモリサイズや計算時間が増加する．そのため，構成セル数が少なく，現実モデルを再現できるモデル化が必要である．そこで実験結果と一致する解析モデルを得るために，線路幅 w_l と基板厚 h を各々何セルで構成できるか，吸収境界から PCB までの距離を何セルとすればよいか，について検討した．ここでは放射 EMI の源と推定される PCB に接続された給電ケーブルを流れる I_{CM} について，実験と FDTD シミュレーションにより議論した [13]．

表 1 単位セルサイズの設定

	線路幅 w_l のセル数	Δy [mm]	基板厚 h のセル数	Δz [mm]	Δt [ps]
Case 1	2	0.254	2	0.546	0.635
Case 2	4	0.127	4	0.273	0.35
Case 3	0	2.0	2	0.546	1.50

$\Delta x = 2.5\text{mm}$

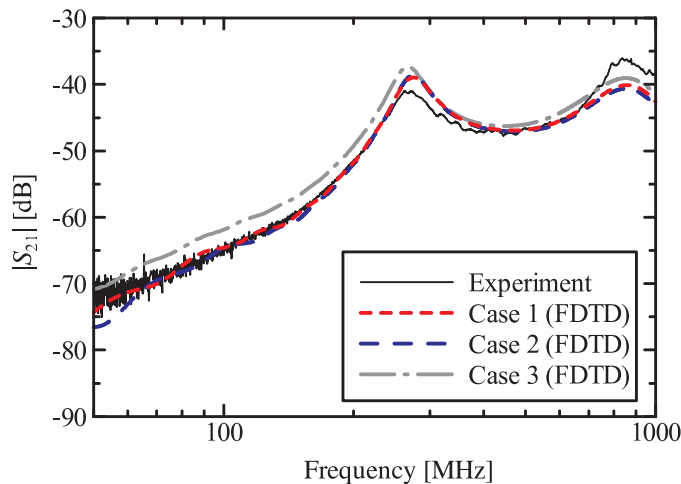


図 5 単位セルサイズによる $|S_{21}|$ の変化

実験に用いたアルミ板は吸収境界条件まで拡張することで無限の大きさの完全導体としてモデル化し、励振源の内部抵抗は $50\ \Omega$ とし、励振信号 V_s として正弦波変調ガウス型パルスを用いた。CM 電流の計算は、実験において電流プローブをクランプした位置でのケーブル周囲の磁界の周回積分を行い、式 (3) から $|S_{21}|$ を算出した。

線路幅 w_l と基板厚 h を各々何セルで構成すると良いかを検討するために、単位セルサイズを表 1 に示す設定で計算した結果を図 5 に示す。 Δx は、 x 方向には微細構造を有するものが無いので、計算対象最小波長 (1 GHz の波長) の $\frac{1}{20}$ 以下 [10] の 2.5 mm で一定とした。吸収境界条件には 8 層の PMLs (Perfectly Matched Layers) [14] を使い、PCB と PMLs の間隔については表 2 の Case D に対応する距離とした。線路幅を無視して直径 0 mm の細線とした場合 (Case 3) では、実験値との誤差が大きい。他の条件ではほぼ一致し、誤差も小さい。以上より、線路幅、基板厚を 2 セル以上で構成すれば良いことがわかる。

計算対象最大波長 (50 MHz の波長 λ) を基準にして、PCB と PMLs の間隔を変えて検討を行った。PCB と PMLs の間隔を表 2 に示すように設定したときの結果を図 6 に

表 2 PCB と PMLs の間隔の設定

	PCB と PMLs の間隔		
	x 方向	y 方向	z 方向
Case A	$\lambda/4700$	$\lambda/500$	$\lambda/2000$
Case B	$\lambda/600$	$\lambda/120$	$\lambda/300$
Case C	$\lambda/600$	$\lambda/120$	$\lambda/100$
Case D	$\lambda/600$	$\lambda/120$	$\lambda/120$

: 計算対象最大波長 (50 MHz の波長 λ)

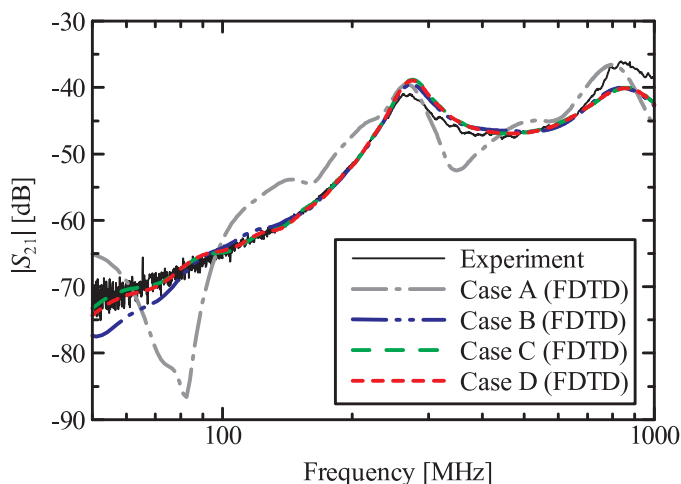


図 6 PCB と PMLs の間隔の検討結果

示す。表 2 では、 x , y 方向は基板端からの間隔、 z 方向は基板上面及びグランド面からの間隔を示している。なお、単位セルサイズと時間ステップは、先の結果から表 1 の Case 1 のように設定した。間隔が狭い場合 (Case A) では、実験値と大きく異なった。 z 方向の間隔が計算結果に大きく影響したことから、Case B~D では z 方向の間隔のみを変えている。Case C と Case D の場合では実験値とよく一致した。

これらの結果から以後の計算では、線路幅や基板厚、検討周波数帯に応じて表 1 Case 1, 表 2 Case D の設定とした。これを整理すると、モデル化の条件は表 3, 解析空間は図 7 となる。線路幅、基板厚を 2 セルで構成し、PCB と PMLs の間隔を計算対象最大波長の $\frac{1}{120}$ とすると、解析空間を構成するセル数は 8 層 PMLs を含めて $114 \times 491 \times 183$ となる。

プログラムは Fortran90 を用いて作成し、シナジーセンターから高速化、並列化ならびにバンクコンフリクト対策などに関するご支援を頂きながら、高速化に適した形式 [15] にする事で計算時間の短縮を図った。本モデルの計算に必要なメモリは 1.2 GB

で、CPU8 並列での計算時間は 150 分程度であり、EMC 問題の解決や EMI 発生メカニズムを検討する能力が飛躍的に向上した。

表 3 モデル化の条件

セルサイズ	$\Delta x=2.5, \Delta y=0.254, \Delta z=0.546$ mm
吸収境界	8 層 PMLs
PCB と PMLs の間隔	$\lambda/120$ (Case D)
アルミ板	無限導体板として PMLs まで拡張
線路, グランドの厚さ	非常に薄いため無視
構成セル数	114 × 491 × 183
時間ステップ Δt	0.635 ps
計算ステップ数	50000

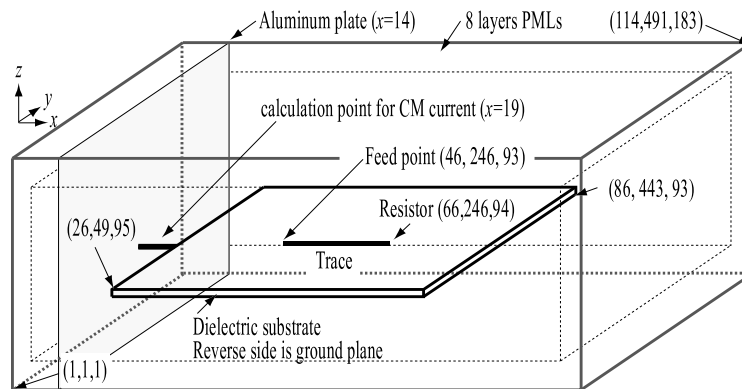


図 7 FDTD 解析空間

3 電磁放射中の CM 成分と DM 成分の対応関係

3.1 PCB モデル

電磁放射中の CM 成分と DM 成分の対応関係を明確にするために、CM 電流の大きさが異なる 3 つの基板幅 ($w=10, 100, 300$ mm) の PCB からの電磁放射について検討した [16]. 基板構造は図 1 と同一であるが、検討をより容易にするために、線路の特性インピーダンスが 50Ω となるように基板厚 $h=1.53$ mm, 線路幅 $w_t=2.8$ mm で設計し、その終端は整合負荷 51Ω とした。

3.2 結果と検討

給電ケーブルを流れる CM 電流の実験結果及び計算結果を図 8 に示す。ここで、CM 電流 I_{CM} は DM 電流 $I_{DM}=67 \text{ dB}\mu\text{A}$ で正規化している。実線が実験値、破線が FDTD 計算値であり、両者は精度良く一致している。グランド幅が狭くなるにつれて、CM 電流は急激に増加し [6], [17], “ $w=10 \text{ mm}$ ” の場合では共振周波数において DM 電流の 10%に達する CM 電流が流れる。各幅の第 1 共振周波数は 370 MHz, 273 MHz, 195 MHz であり、これはグランド面とケーブルで構成される EMI アンテナの 1/4 波長共振である [18]。リターン電流がグランド面の端に集中するので、リターンパスの増加に起因して、共振周波数は低下する。

近傍電界と関係した $|S_{21}|$ の周波数特性を図 9 に示す。各幅の第一共振は CM 電流の第一共振と一致する 370 MHz, 273 MHz, 195 MHz である。また、1.4 GHz, 4.2 GHz の共振はモノポールプローブによって生じている。1 GHz 以上の CM 電流は減少しているが、近傍電界は増加している。また、1 GHz 以上でも CM 電流はグランド幅に依存しているが、1 GHz 以上の近傍電界はグランド幅に依存していない。近傍電界は DM と CM の各成分を分離することはできないが、モノポールプローブが検出する DM 成分はグランド幅に依存せず一定である。従って、これらの結果は数 GHz 帯では DM 成分が支配的であることを示唆する。

各角度での遠方電界 E_ϕ , E_θ の周波数特性を図 10 に示す。全放射成分の FDTD 計算結果は近傍界-遠方界変換 [19] を用いて、また CM 成分は Paul の公式 [1] を用いて計算した。また、比較のために EMI アンテナ長と等しい長さ 180 mm のモノポールアンテナの遠方電界も図示している。約 150 MHz 以下の背景雑音以下の測定結果は図中か

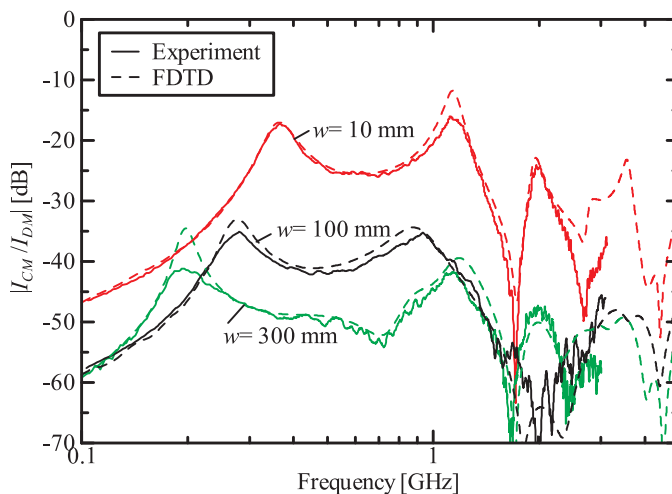


図 8 CM 電流の周波数特性

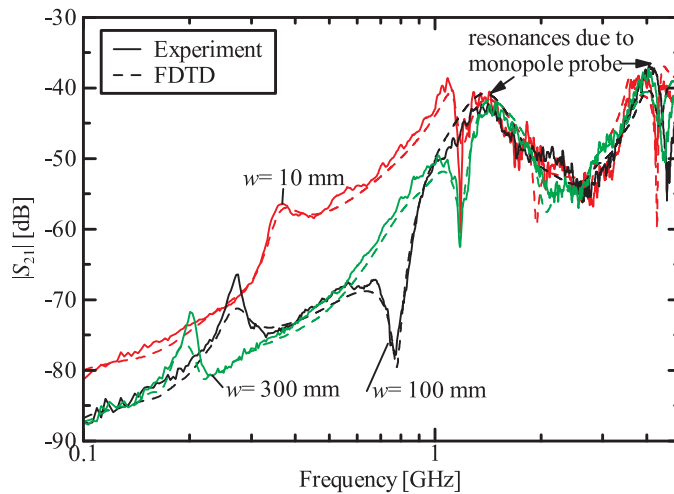
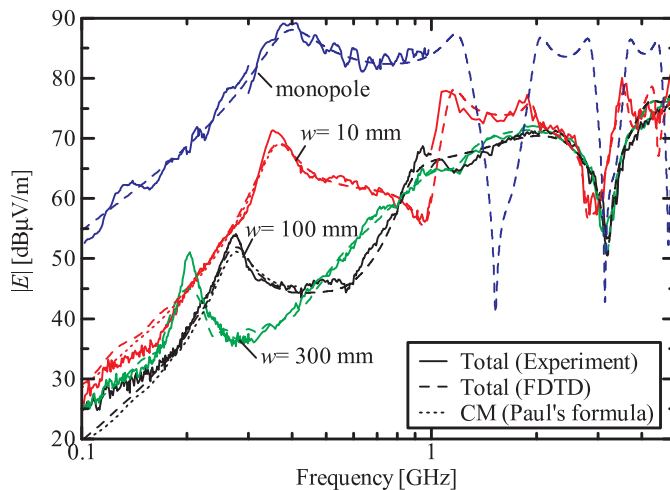


図9 PCB 近傍電界の周波数特性

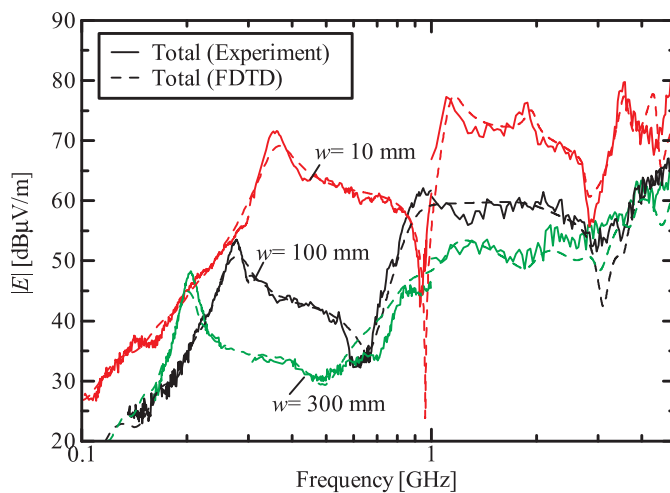
ら省略した．大きな放射を生じた基板と平行な E_θ at $(\theta, \phi)=(0^\circ, 0^\circ)$ と E_ϕ at $(90^\circ, 90^\circ)$ についてここでは議論する．PCB が CM ダイポール (モノポール) として駆動されるので，基板と平行な成分に強く放射される．図 10(a) において，CM 成分と全放射成分の比較は低周波では確かに CM が全放射に支配的であることを示す．その一方で，より高周波での遠方電界の結果は，近傍電界の周波数特性と同様に CM 電流は減少するが，遠方電界は増加している．遠方電界中の CM による第 3, 4 共振は，大きな CM 電流を生じる “ $w=10$ mm” の場合を除いて観測できない．これらの結果は，高周波での EM 放射は CM 電流の周波数特性のみからは予測できないことを示唆する．しかしながら図 10(b) では，GHz 帯でもグランド幅による差が生じている．したがって，各点での周波数特性だけでなく，指向性や全放射特性についての検討が重要である．

そこで DM 放射のみとなる無限寸法基板からの全電磁放射電力 P_r を計算し，有限幅基板の場合との比較を行った．全放射電力の周波数特性を図 11 に示す．結果は P_r を線路への入射電力 P_{inc} で正規化して示している．シンボルは FDTD 計算結果，実線はその最小二乗曲線である．有限寸法基板 ($w=100$ mm) の場合， P_r は CM 電流と一致する 273 MHz で共振を生じる．しかし，CM 電流は 1 GHz 以上で減少するが， P_r は増加している．また，1.2 GHz 以上での全放射電力は無限寸法基板からの放射と一致しており，高周波では DM が支配的あることがわかる．

以上より，低周波では CM が支配的な成分であるが，基板寸法や偏波によっては 1 GHz 超の高周波では DM が支配的になる場合があり，その放射特性を考慮しなければならないことを明らかにした．



(a) E_θ at $(\theta, \phi) = (0^\circ, 0^\circ)$



(b) E_ϕ at $(\theta, \phi) = (90^\circ, 90^\circ)$

図 10 遠方電界の周波数特性

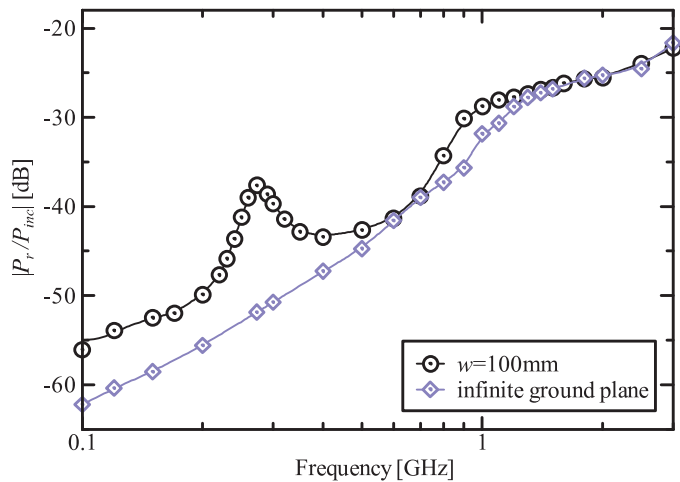


図 11 全放射電力 $|P_r/P_{inc}|$ の周波数特性 (計算結果)

4 おわりに

本研究では、大規模、高精度な FDTD シミュレーションを可能とするために、ベクトル化及び並列化機構を持つスーパーコンピュータを利用した FDTD 電磁界シミュレーション環境の構築を行った。本稿では、特に 1 GHz 超の高周波における表面マイクロストリップ線路構造からの全放射成分中の差動と同相成分の対応について検討した結果について紹介した。はじめに、構成セル数が少なく、基本的な実験結果と一致する FDTD モデル化の条件を明らかにし、電磁諸量に関して実験と FDTD シミュレーションによる検討を可能にした。次に、グランド幅の異なる基板について 5 GHz まで検討を行った結果、低周波では CM が支配的な成分であるが、基板寸法によっては 1 GHz 超の高周波では DM が支配的であることを示した。効果的な放射の抑制には支配的な成分の識別が不可欠である。今後は放射を予測するための等価回路モデルを作成し、支配的な放射成分の推定法や抑制法について検討を行う予定である。

謝辞

本研究について、御助言を賜りましたミズーリ大学ローラ校 James L. Drewniak 教授並びに本学田中元志講師、FDTD 計算におけるスーパーコンピュータの利用に関して御協力頂きました東北大学情報シナジーセンター及び秋田大学総合情報処理センター、並びに電磁波利用の共同研究の一環として電波暗室での電磁波測定について御協力頂きました秋田県産業技術総合研究センター高度技術研究所に深く感謝致します。

参考文献

- [1] C.R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [2] 清水 康敬, 杉浦 行, 電磁妨害波の基本と対策, 電子情報通信学会, 1995.
- [3] 大津 信一, 向井 誠, “EMC 電磁界解析ソフトウェア ACCUFIELD によるイミュニティ解析”, 信学誌, vol.83, no.11, pp.856–859, Nov. 2000.
- [4] R.W. Dockey and R.F. German, “New Techniques for Reducing Printed Circuit Board Common-Mode Radiation”, in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Dallas, TX, pp.334–339, 1993.
- [5] D.M. Hockanson, J.L. Drewniak, T.H. Hubing, T.P. VanDoren, F. Sha and M.J. Wilhelm, “Investigation of Fundamental EMI Source Mechanisms Driving Common Mode Radiation from Printed Circuit Boards with Attached Cables”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.38, no.4, pp.557–566, Nov. 1996.
- [6] 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. 1998.
- [7] T. Harada, H. Sasaki and Y. Kami, “Controlling Power-Distribution-Plane Resonance in Multilayer Printed Circuit Boards”, *IEICE Trans. commun.*, vol. E83-B, no. 3, pp.577–585, Mar. 2000.
- [8] C. Wang, J.L. Drewniak, J.L. Knighten, D. Wang, R. Alexander and D.M. Hockanson, “Grounding of Heatpipe/Heatspreader and Heatsink Structures for EMI Mitigation”, in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Motreal, Canada, pp.916–920, Aug. 2001.
- [9] T.L. Wu, S.T. Chen, J.N. Hwang and Y.H. Lin, “Numerical and Experimental Investigation of Radiation Caused by the Switching Noise on the Partitioned DC Reference Planes of High Speed Digital PCB”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.46, no.1, pp.33–45, Feb. 2004.
- [10] A. Taflove, *Computational Electrodynamics; The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Norwood, MA, 1995.
- [11] Y. Kayano, M. Tanaka, J.L. Drewniak and H. Inoue, “Common-Mode Current Due to a Trace Near a PCB Edge and Its Suppression by a Guard Band”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.46, no.1, pp.46–53, Feb. 2004.
- [12] X. Ye, J.L. Drewniak, J. Nadolny and D.M. Hockanson, “High-Performance Inter-PCB Connectors: Analysis of EMI Characteristics”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.44, no.1, pp.165–174, Feb. 2002.
- [13] 田中 元志, 萱野 良樹, 井上 浩, “プリント回路基板の EMI とそのモデリング”, 信学論 (B), vol.J88-B, no.4, pp.709–717, Apr. 2005.
- [14] J.P. Berenger, “Three-Dimensional Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves”, *J. Comput. Phys.*, vol.127, pp.363–379, 1996.
- [15] 例えば, 横谷 雄司, “FORTRAN90/SX の自動ベクトル化について”, 東北大学情報シナジーセンター講習会資料
- [16] Y. Kayano, M. Tanaka and H. Inoue, “Correspondence of Common- and Differential-Mode Components on EM Radiation from Surface Microstrip Line Structure”, *IEICE Trans. Electron.*, vol.E88-C, no.8, pp.1688–1695, Aug. 2005.

- [17] 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, Mar. 2000.
- [18] Y. Kayano, M. Tanaka and H. Inoue, “Identifying the Frequency Response of Common-Mode Current on a Cable Attached to a PCB”, *IEICE Trans. Electron.*, vol.E87-C, no.8, pp.1268–1276, Aug. 2004.
- [19] R.J. Luebbers, K.S. Kunz, M. Schneider and F. Hunsberger, “A Finite-Difference Time-Domain Near Zone to Far-Zone Transformation”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.39, no.4, pp.429–433, Apr. 1991.