

## [研究成果]

# FDTD-MAS 法によるプリント回路基板からの 大規模電磁界解析

春日 貴志

井上 浩

長野工業高等専門学校

秋田大学 工学資源学部

## 1 はじめに

近年の電子機器は、携帯型情報機器やコンピュータの高性能化により、高周波帯における電磁ノイズが増加する傾向にある [1]。一方で、一般家庭やオフィスなどで用いられる家電機器は、インバータ制御による高効率化・軽量化が実現している。しかしながら、インバータ制御回路内におけるスイッチング動作により、低周波から高周波までの電磁ノイズが放射される。特に低周波帯の電磁ノイズは、AM や FM ラジオの周波数帯と一致するため、主に電子機器の近い場所で通信障害を起こすことが知られている [2]。

従来行われている電子機器からのノイズ評価法としては、産業・民生機器から放射する電磁ノイズ量の規格に対する適合性を認証する方法が確立されている。この方法は、放射源から 3m、10m、30m での最大電界レベルを測定し、CISPR などで定めた妨害放射強度量の許容値と比較する方法である [3, 4, 5]。この他に、ノイズ源の推定法としての近傍磁界測定や電磁界解析がある。

電磁界解析法は、産業用や民生用機器の設計支援として用いられる電磁ノイズ解析や、電磁ノイズ放射や対策の基礎研究用に幅広く用いられている。シミュレーション法の利点としては、予めシステム設計の段階から電磁ノイズ放射量を予測することで、製品を試作すること無しに EMI 対策ができるため、システム設計時間と費用を短縮する利点がある。また基礎研究用としては、測定が難しい場所での電磁ノイズを予測するための手法や、電磁ノイズ放射の理論解析の手法として、EMI 対策の理論的背景を築くことに用いられる。

しかしながら、電磁界解析法の一つである有限差分時間領域法 (Finite Difference Time Domain method: FDTD 法) や有限要素法 (Finite Element Method: FEM) は、主に近傍界の電磁界を解析する手法である。また、等価定理を併用することで遠方界を推定することも可能である。しかし、近傍から遠方までの電磁界分布を連続的に解析することは解析量が膨大となるため現状の計算手法を用いて実行することは難しい [6, 7]。そこで、従来の FDTD 法よりもより広範囲の電磁界解析が可能な FDTD-Multiple Analysis Space 法 (FDTD-MAS 法)

を開発した [8]。

FDTD 法によって、例えば電子機器内のプリント回路基板 (Printed Circuit Board: PCB) からの電磁放射を解析する場合、解析における単位セルサイズは基板の構造 (基板厚、線路幅) によって決定する必要があり、単位セルサイズは非常に微小となる。このため、PCB からの電磁放射を広範囲で求める場合には、計算量が膨大になってしまう。著者らが開発した FDTD-MAS 法は、PCB と極近傍の電磁界解析は PCB の構造によって決定したセルサイズによって構成した解析空間 (Internal Analysis Space: IAS) で解析し、IAS よりも遠方は IAS のセルサイズの整数倍のセルサイズによって構成した解析空間 (External Analysis Space: EAS) によって解析を行う方法である。この手法により、空間のセル数と時間ステップ数を大幅に減らすことが出来るため、これまでよりも広範囲かつ広帯域の大規模解析が実現できる可能性が拡大した。

本稿では、インバータ制御基板からの電磁ノイズ放射を想定して、スイッチング素子を搭載した PCB モデル周辺での電磁ノイズ分布について明らかにした。FDTD-MAS 法によって PCB から規格の 3 m までの電磁界解析を行い、低周波から高周波までの広帯域で電磁ノイズ分布について検討を行った。また、スーパーコンピュータ SX-7 を用いた大規模解析法の有効性について、実用例を用いて検討した。

## 2 FDTD-MAS 法

FDTD-MAS 法の特徴は、全く独立した複数の解析空間を組み合わせることで、広範囲の電磁界解析を実現できることである。例えば PCB からの電磁放射を解析する場合、PCB とその周辺の空間における電磁界を細かいセルサイズにより構成した解析空間で解析し、さらに遠方での電磁界を粗いセルサイズで構成した解析空間で解析する。図 1 に FDTD-MAS 法の解析モデル図の概念を示す。内部の細かいセルの解析空間を Internal Analysis Space (IAS)、外部の粗いセルの解析空間を External Analysis Space (EAS) と名付けた。内部にダイポールがおかれている例である。IAS と EAS の単位セルサイズと時間ステップ数はそれぞれ独立して与える。IAS と EAS のセルサイズをそれぞれ、 $\Delta_{IAS}$  と  $\Delta_{EAS}$  としたとき、セルサイズ比  $Ra$  は式 (1) となる。

$$Ra = \Delta_{EAS} / \Delta_{IAS} \quad (1)$$

IAS の時間ステップ  $\Delta t_{IAS}$  と EAS の時間ステップ  $\Delta t_{EAS}$  の比も、式 (2) となる。

$$Ra = \Delta t_{EAS} / \Delta t_{IAS} \quad (2)$$

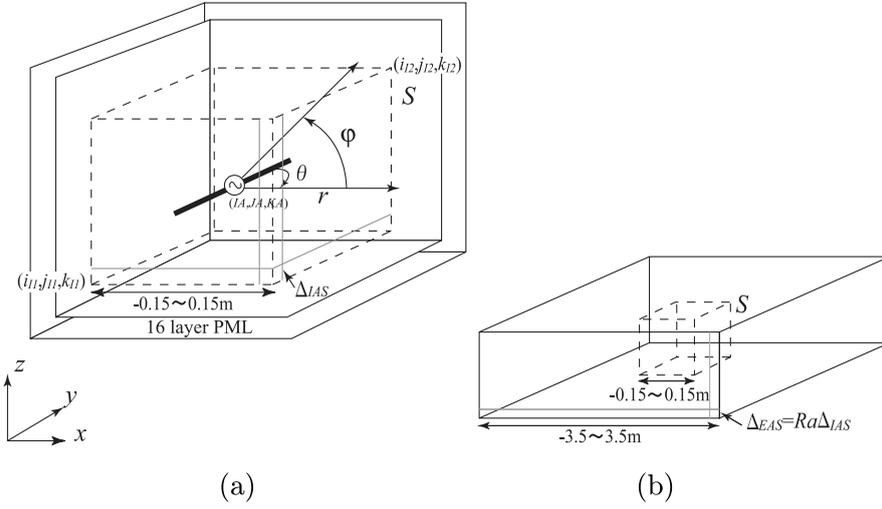


図1 FDTD-MAS法の解析空間の基本概念図、(a) 内部解析空間 (IAS)、(b) 外部解析空間 (EAS)

IAS/EAS のデータ変換面の座標を一致させる必要があるため、セルサイズ比  $Ra$  は整数倍となる。EAS の時間ステップ数は、IAS よりも  $1/Ra$  に減らすことが出来る。IAS と EAS の解析データを連結させる方法として、IAS 内にある放射源を取り囲むデータ変換面上の電磁界を平均し、EAS へ与える。図2はIAS から EAS へのデータ変換面 ( $x-z$  平面) の詳細図である。IAS の計算データは EAS のセルサイズ  $\Delta x_{IAS}$  と  $\Delta z_{EAS}$  の面積の範囲内で平均化される。すなわち、セルサイズ比で平均化面積を表すと  $-Ra/2$  から  $Ra/2$  (もしくは  $Ra/2-1$ ) の範囲となる。EAS における  $x-z$  データ変換面上の電界  $E_x$  と磁界  $H_x$  は式 (3)、(4) となる。

$$E_{xEAS}(i_E + 1/2, j, k_E) = \frac{1}{(Ra_x - 1)Ra_z} \sum_{i_I = i_E - \frac{Ra_x}{2}}^{i_E + \frac{Ra_x}{2} - 1} \sum_{k_I = j_E - \frac{Ra_z}{2}}^{k_E + \frac{Ra_z}{2}} E_{xIAS}(i_I + \frac{Ra_x}{2}, j, k_I) \quad (3)$$

$$H_{xEAS}(i_E, j + 1/2, k_E + 1/2) = \frac{1}{Ra_x(Ra_z - 1)} \sum_{i_I = i_E - \frac{Ra_x}{2}}^{i_E + \frac{Ra_x}{2}} \sum_{k_I = k_E - \frac{Ra_z}{2}}^{k_E + \frac{Ra_z}{2} - 1} H_{xIAS}(i_I, j + \frac{Ra_y}{2}, k_I + \frac{Ra_z}{2}) \quad (4)$$

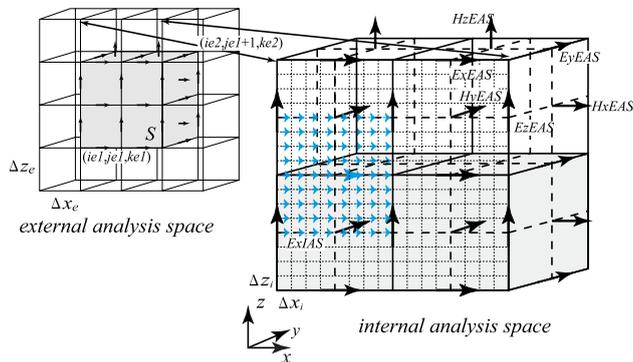


図2 IAS から EAS へのデータ変換面の詳細

ここで、 $E_{xEAS}$  と  $H_{xEAS}$  はそれぞれ EAS における電界と磁界、 $E_{xIAS}$  と  $H_{xIAS}$  はそれぞれ IAS における電界と磁界である。 $x-z$  面であるため、式 (3)、(4) の  $j$  は  $j = j_{e1}$  もしくは  $j = j_{e2}$  となる。 $i_E$  は EAS、 $i_I$  は IAS の座標である。式 (3)、(4) と同様に  $y$ 、 $z$  成分や  $x-y$ 、 $y-z$  平面も同様に定式化が可能である。

図 3 に、 $Ra=6$  の時の IAS と EAS における電界と磁界のタイミングチャートを示す。IAS と EAS の時間ステップは異なるため、IAS と EAS の解析には、時間的同期を取る必要がある。図 3 より、IAS と EAS の電界の時間間隔は、式 (5) で一致し、このとき IAS から EAS への電界値を変換する。

$$(n_{EAS}) \Delta t_{EAS} = (n_{IAS}) \Delta t_{IAS}, \tag{5}$$

ここで、 $n_{EAS}$  と  $n_{IAS}$  はそれぞれ EAS と IAS の時間ステップ数である。

一方、磁界のデータ受け渡しのタイミングは、 $Ra$  が奇数と偶数の時で異なる。 $Ra$  が奇数の場合、IAS と EAS の磁界は式 6 が満たされた時間で受け渡しを実行する。

$$(n_{EAS} + 1/2) \Delta t_{EAS} = (n_{IAS} + 1/2) \Delta t_{IAS} \tag{6}$$

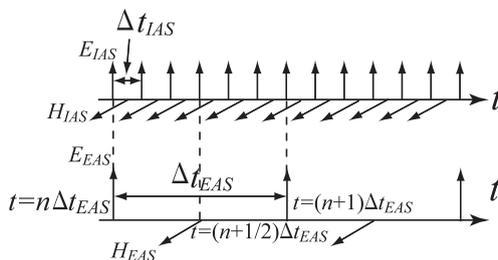


図3 IAS と EAS における電磁界のタイミングチャート ( $Ra=6$ )



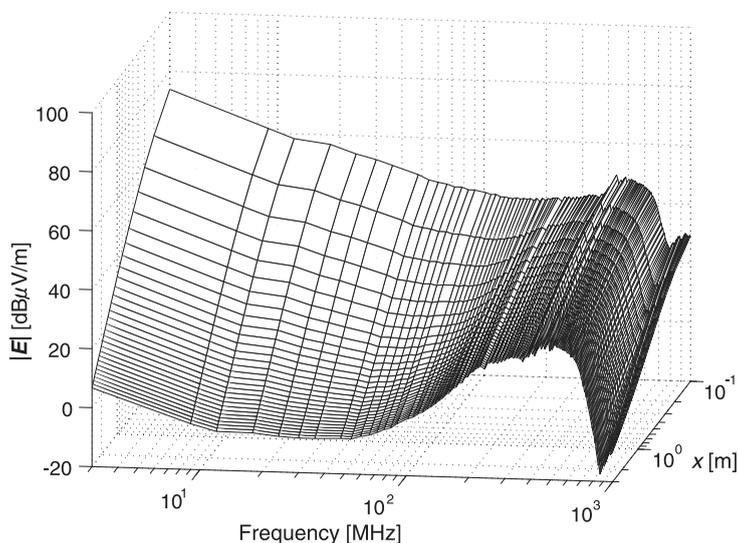


図6 PCB から 0.1~3 m における電界  $|E|$  と水平成分  $|E_y|$  の分布 (計算)

図5にPCBから放射する電磁ノイズの解析モデルを示す。PCBとその周辺の空間における電磁界はIASで解析し、PCB周辺から3mまでの電磁界はEASで解析した。IASのセルサイズの大きさは $\Delta x_{IAS}=1$ ,  $\Delta y_{IAS}=2.5$ ,  $\Delta z_{IAS}=0.255$  mmである。IASとEASのセルサイズ比 $Ra$ を10としたので、EASのセルサイズは $\Delta x_{EAS}=10$ ,  $\Delta y_{EAS}=25$ ,  $\Delta z_{EAS}=2.55$  mmとした。IASとEASの時間ステップはそれぞれ0.82と8.2 psである。

#### 4 PCB周辺の電磁界分布

図6はPCBから $x$ 方向に0.1~3mまでの $\theta=0$ 度方向における電界 $|E|$ 分布のシミュレーション結果である。横軸は周波数であり、奥行き方向がPCBからの距離、縦軸は電界強度である。PCB近傍では基本周波数の3MHzの電界強度が最も強いが、3mでは共振周波数の500MHz帯で最大となる。

特徴的な周波数での $x$ 方向距離特性について定量的に比較検討するため、図7に基本周波数3MHz、共振周波数252、504MHzにおける $x$ 方向の電界 $|E|$ 分布と電界 $|E_y|$ 分布を示す。○は半波長ダイポールアンテナにより測定した水平偏波成分である。PCB近傍では、基本周波数の3MHzの電界成分が最も強く、次に504、252MHzの順である。3MHzの電界は、距離が遠方になる程252、504MHzよりも早く減衰するが、約0.9mで $\lambda/2$ 共振周波数と考えられ

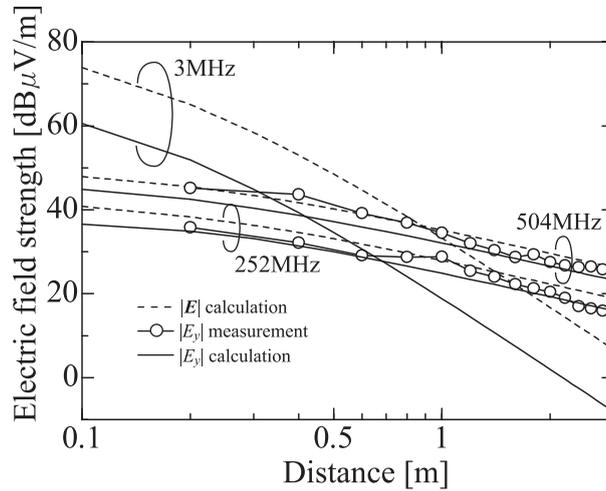


図7 PCB から 0.1～3 m における電界  $|E|$  分布

る 504 MHz の電界より小さくなり、1.4 m で  $\lambda/4$  共振の 252 MHz の電界より小さくなるが、1 m 以内では低周波での電磁ノイズが問題となることが明らかとなった。 $|E_y|$  成分は、 $|E|$  成分よりも 252、504 MHz で 2dB、3 MHz で 13 dB だけ小さい値となった。計算と実験結果は良く一致し、FDTD-MAS 法による近傍界から遠方界までの広範囲での電磁界解析の有効性が確認できた。

図 8 は PCB から 3 m における電界スペクトルの水平偏波と垂直偏波成分を計算と実験で比較したものである。水平偏波の計算と実験値はそれぞれ 3 dB 以内で一致した。水平偏波は 512 MHz で最大となった。垂直偏波の計算と実験結果は 6 dB 以内で一致するが、周波数スペクトルの形状が異なった。しかし、水平偏波よりも 10 dB 以上電界が弱く、測定上の S/N は 10 dB 以下であるので、垂直偏波について十分な議論するためには、計算と実験における S/N を十分確保する必要があると考えられる。

図 9 は水平偏波成分の指向性特性である。 $\lambda/4$  共振の 252 MHz と  $\lambda/2$  の 504 MHz について実験とシミュレーションを行った。504 MHz では 90、270 度方向の電界成分が極小となり、252 MHz と比較してパターンが大きく変化することから、指向性の特徴が良く現れていると考えられる。基板の長手方向と 512 MHz の  $\lambda/2$  はほぼ一致することから、遠方界では 512 MHz の  $\lambda/2$  共振による放射が支配的であることがわかる。

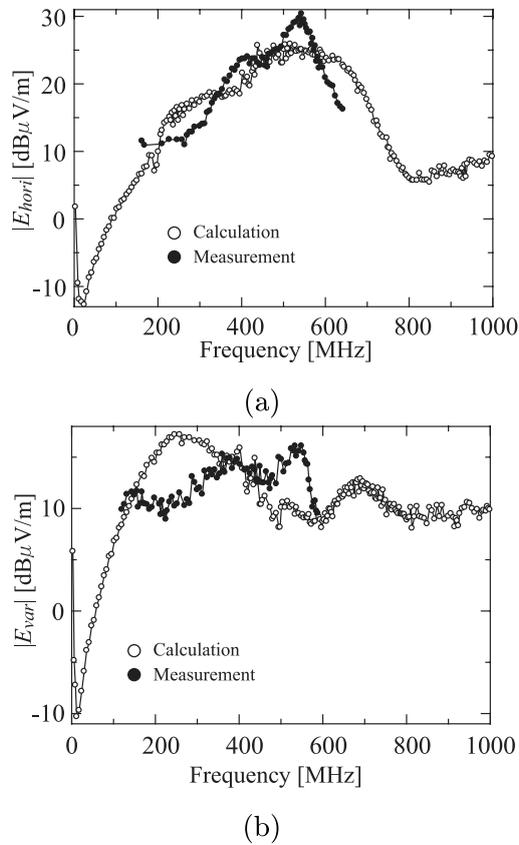


図 8 3 m における電界スペクトル、(a) 水平偏波、(b) 垂直偏波

## 5 検討

PCB から 1 m 以内では、基本周波数である 3 MHz の電磁界強度が、共振周波数である 219、438 MHz よりも大きな振幅であった。これは、印加電圧波形が方形波であるため、高調波よりも基本周波数の振幅が大きいためであり、放射電磁界を印加電圧により正規化した放射効率では、PCB から ±150 mm の電磁界は、438 MHz で最も大きく、3 MHz が最も小さい値を示した。3 MHz の電界は、PCB からの距離が離れる程 216、438 MHz よりも減衰が大きいため、90 cm で 504 MHz の電界強度より小さくなり、1.4 m では 252 MHz よりも小さくなる。3 MHz の電界は、3 m では共振周波数の電界値よりも小さいが、約 1 m 以内では共振周波数の電界よりも強く、PCB 周辺における低周波の電磁ノイズ対策が必要であることが明らかとなった。

本解析は、スーパーコンピュータ SX-7 にて計算を実行した。計算時間は 32 並列で 38.4 時間、メモリは 18 GB であった。ベクトル化率は常に 99.5% 以上で計

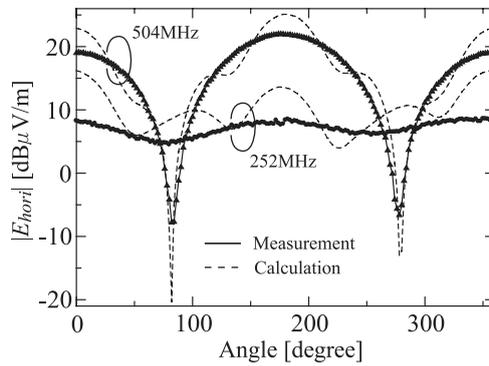


図 9 指向性特性（水平偏波）

算が実行されており、並列化もほぼ均等に割り振られているため、FDTD-MAS 法の解析はスーパーコンピュータ SX-7 に適した解析法である。しかし、計算時にバンクコンフリクトによる時間は 15.5 時間であり、バンクコンフリクト対策が必要である。バンクコンフリクトは 2 次元以上の配列において、1 次元目（および 2 次元目）の寸法が偶数で、かつベクトル化されるループで、配列の 2 次元目（または 3 次元目）を動かすときに発生する。東北大学情報シナジーセンターの御協力により、バンクコンフリクトの発生状況を確認したところ、バンクコンフリクトは主に吸収境界条件である PML の計算で発生していた。バンクコンフリクト対策としては、配列宣言時に 1 次元目（および 2 次元目）の寸法を奇数にすることが必要であり、現在対策を施したプログラムにて高速化の効果の検討を行っている。

## 6 まとめ

PCB から 3 m までの電磁界分布を FDTD-MAS 法により解析した。その結果、開発した大規模解析法によって、従来解析が困難であった放射源から遠方界までの電磁界解析を連続的に実行することが可能となった。今後、ノイズ対策に対する利用のみならず、様々な電磁界解析への応用が期待出来る。

また、スーパーコンピュータ SX-7 を用いることで、約 40 時間で 3 m までの連続的な電磁界解析を行うことが可能となった。バンクコンフリクトの対策により、今後さらに高速化が実現出来ると期待される。FDTD-MAS 法による電磁界解析はスーパーコンピュータ SX-7 の有効的な利用の一例となる。

## 謝辞

計算の高速化について御指導頂きました東北大学シナジーセンター各位に感謝します。

## 参考文献

- [1] 石上忍, 河野隆二, “超広帯域無線通信 (UWB)”, 電子情報通信学会誌, vol.87, no.10, pp.835-838, 2004.
- [2] 蛭間淳之, “インバータエアコンと EMC”, EMC, no. 184, pp.37-45, Aug. 2003.
- [3] 電気学会・電磁波の散乱・吸収計測技術調査専門委員会編, 電磁波の散乱・吸収計測と建築電磁環境, コロナ社, 2000.
- [4] 井上正弘, “家庭用電気機器および照明装置からの妨害とイミュニティ”, EMC, no. 133, pp.38-43, May 1999.
- [5] 大澤千春, 井上博史, “パワーエレクトロニクス関連 EMC 規格の動向”, EMC, no. 184, pp.28-36, Aug. 2003.
- [6] A. Taflove, Computational Electrodynamics -The Finite-Difference Time-Domain Method-, Artech House Publishers, Boston, 1995.
- [7] 宇野享, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, 1998.
- [8] T. Kasuga, and H. Inoue, “Novel FDTD Simulation Method using Multiple-Analysis- Space for Electromagnetic Far Field”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.47, no.2, pp.274-280, May 2005.