

高精度 MMIC 受動素子解析・設計支援シミュレーションツールの開発

森田 長吉

千葉工業大学工学部電気電子情報工学科教授

1 目的

移動体通信機器・デバイスの信号処理回路はほとんどの場合 MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit - モノリシックマイクロ波集積回路) で構成される。MMIC の設計開発段階では、短期間での完成と金型製作経費節減のために、マイクロ波シミュレータの使用が必須となっている。この事情を反映して MMIC 解析用シミュレータが多数市販されるようになり、その性能も最近格段に向上してきている。しかし、これらのほとんどは欧米の大学発ベンチャー企業のものであり、高額なことや内部の詳細がブラックボックスであることなどの要素も加わって、不便な点が多い。また、MMIC 解析では、最も重要な要素である回路の入出力特性解析に加え、放射界特性解析も重要性を増しているが、この放射界解析に関しては市販シミュレータで十分な対応ができていないものはない。特に最近では MMIC の使用周波数がマイクロ波からミリ波へと高周波化することによる放射界増加の問題と同時に、集積密度が高くなっていくことによる回路素子間干渉の問題も放射界に起因する問題として無視できなくなっている [1]。

筆者は、筆者の考案した放射モード理論と FDTD 法 (Finite Difference Time Domain Method - 有限差分時間領域法) とを結合させ、新しい MIC 受動素子回路特性解析用数値シミュレーション法 [2]、FDTD/RMCM (FDTD/Radiation-Mode Combined Method - FDTD/放射モード結合法) を開発し、これを多層基板問題や各種回路素子からの放射の問題に適用してその有効性を確かめてきた [3]-[5]。この FDTD/RMCM の特長は空間部および基板部への放射界が精度高く求まることにある。本研究の目的は、この FDTD/RMCM をエンジン部分に据えた新しい MIC (Microwave Integrated Circuit - マイクロ波集積回路) 素子特性解析シミュレータを開発することである。単一周波数時間変化の入力波を与えて MIC 素子からの放射を空間部と基板部別々に求めることができるシミュレータについては基本的にほぼ完成しているが、このシミュレータで多数の周波数に対する放射特性を求めるには周波数毎に多数回の解析が必要という問題があった。この欠点を克服するために、パルス波を入力波とする解析法を新たに工夫するという点が当該研究課題の最も大きな狙いどころである。これによって、広帯域にわたる放射界周波数特性を一度の解析だけで求めることができることとなり、その結果この手法をエンジンとする MIC 素子解析シミュレータの開発も同時に可能となる。

2 FDTD/放射モード結合法の要点

まず、これまでに開発した FDTD/RMCM について、図 1 のマイクロストリップ曲がり部の解析の場合を例として用い、その概略を述べる。FDTD/RMCM では波源を基本線路の断面内に適当に与える。マイクロストリップ線路を基本線路とする場合には、例えばストリップ導体下で接地導体までの四角形断面部分に配置された FDTD メッシュに一樣電界と一樣磁界を与える。この際、電界と磁界の各成分を一方向進行平面波の関係を満足するように与える。与えられた波源位置から $(1/4)\lambda_g$ (λ_g は導波モードの波長) も離れると線路に一方方向に進行する導波モードが形成される。十分導波モードが形成されている位置に入射面を設定すると実質的に導波モードを入射波とした場合の FDTD 計算となる。この方法でまず入射面と出力面間の距離が一波長程度以上の長さを持つ真っ直ぐな線路を取り上げて定常振動状態に達するまで FDTD 解析し、最後の一周期の時間変化を用いて出力面上の断面における電界分布と磁界分布の複素界 ($\mathbf{E}_g, \mathbf{H}_g$) を求め保存しておく。こうして求めた ($\mathbf{E}_g, \mathbf{H}_g$) は選んだ基本線路の導波モード界になっている。

次に、解析対象の MIC 素子を囲む適当な閉曲面 (例えば図 1 の S_c 面) 内の領域に対して FDTD の本解析を実行する。この計算も全領域で定常振動状態が達成されるまで続け、最後の一周期の時間変化を使って S_c の内部にとったもう一つの閉曲面 (図 1 の場合 S_0 面) 上で電磁界分布の複素界 ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) を求め保存しておく

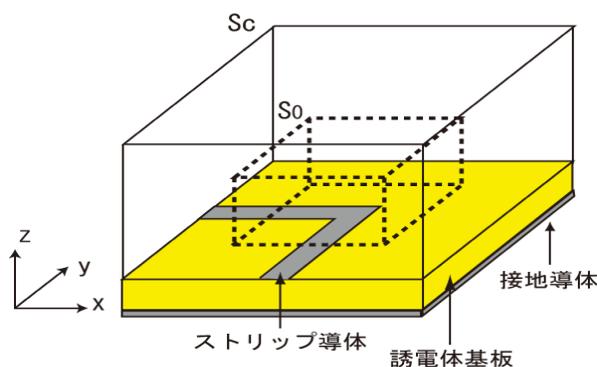


図1 マイクロストリップ不連続部の例（直角曲がり）

く、本手法ではこの複素界 ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) を基本線路の導波モードと誘電体基板部付き半空間の放射モードの和で展開表示し放射界の解析に用いる。導波モード界は解析的表現が求まらないので上記のとおり FDTD 解析による数値解を用いる。これに対して放射モード界は半空間領域における空間スペクトルに対応した固有のモードとして解析的に求められる。放射モードとしては空間部への放射界の空間スペクトル界である空間放射モードと誘電体基板に沿って表面波として広がっていく放射界の空間スペクトル界である基板放射モードの2種類が必要である。また、両放射モードとも独立な2つのタイプの放射モードに分解される。ここではこれをEタイプモード及びHタイプモードと名づける。これらの放射モードを総体として ($\mathbf{E}_r, \mathbf{H}_r$) と表すとすると、 S_0 面上の界 ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) を基本線路の導波モードと誘電体基板部付き半空間の放射モードの和で展開したときの展開係数は次のようにして求められる。すなわち、まず入射導波モードに対する展開係数は入射面上における ($\mathbf{E}_g, \mathbf{H}_g$) の ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) に対するリアクション積分から、また、出力導波モードに対する展開係数は出力面上における ($\mathbf{E}_g, \mathbf{H}_g$) の ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) に対するリアクション積分からそれぞれ求められる。一方、放射界は S_0 面上における ($\mathbf{E}_r, \mathbf{H}_r$) の ($\mathbf{E}_{0t}, \mathbf{H}_{0t}$) に対するリアクション積分から求められる。導波モード電磁界および放射モード電磁界に対する展開係数をそれぞれ (a_g, b_g) および (a_r, b_r) としたとき、素子の S パラメータは (a_g, b_g) から、また放射界電力は (a_r, b_r) から計算できる。エネルギー保存則により、閉曲面 S_0 内で損失がない場合、入出力面から出て行く導波モード電力と空間部および基板部へ放射される電力の総和は入射面から入る導波モード電力に等しい。本手法ではこれらの電力が全て計算できるので、エネルギー保存則の満足度を調べることでより計算誤差が容易に評価できる。この点が本手法の重要な利点の一つである。

3 パルス波励振に対する計算アルゴリズム

前節の FDTD/RMCM は励振が特定の周波数の調和振動関数である場合に対して有効である。もしもこの手法を FDTD 法で通常行う幅広い周波数に対しての解析にそのまま適用しようとする、パルス状時間変化の入射モード界を与え、必要な面上の電磁界分布の時間変化を全て保存しておき、全てをフーリエ変換して対応場所全ての点での界の周波数成分を求めなければならない。このプロセスを効率的に実行する一つの方法として時間ステップ毎に途中結果を加えていってフーリエ変換結果を求める running DFT (Discrete Fourier Transform) が知られている [6]。もしもこの手法を本題のような計算に適用したとすれば、電磁界成分の各場所 (図1の例では S_0 面上の界成分配置点) に対応したメモリの配列を必要な周波数全てに対して確保し、この配列の値を時間ステップ毎に DFT によって更新していくことになる。これは極めて大量の計算時間とメモリ容量の消費になる。計算時間のことを考えれば、まず全ての時間での界の値を保存しておき、効率高いフーリエ変換である FFT (Fast Fourier Transform) を一括適用する方がよい。しかしこの方法を採用した場合、

保存しておくべき電磁界成分の数が膨大となる．すなわち，具体的な数値例は後述するが，FDTD/RMCM にパルス波励振を適用する方法は計算時間と計算機メモリの両者の問題で困難に直面する．

本研究ではこの問題を解決する方法として計算アルゴリズム上で2つの簡単な工夫を提案する．一つ目は保存する時間ステップの選別に関する工夫である．通常FDTD計算の時間増分 Δt はCourantの安定条件のため極めて小さい値に制限される．この値は電磁界の時間変化から周波数成分を出す際に必要な最小の値よりもかなり小さい．そこで今電磁界のフーリエ変換に使う時間増分 Δt を $\Delta t = N \Delta t$ (N は整数)のようにFDTD計算の N ステップ毎の値に選ぶとする．こうすると保存しておくべき電磁界時間変化の量は $1/N$ ですみ，メモリ容量も $1/N$ となる． N の値がどの程度かは後に数値例で検討する．

もう一つの工夫は界成分のフーリエ変換で用いる配列と放射界計算で用いる界成分の配列を最小限に抑える計算アルゴリズムの採用に関することである．これらの計算に必要な界成分の数は極めて膨大である．そこで，これらを極力ハードディスク (HDD) メモリに落とし，実際にフーリエ変換や放射界計算に必要な界成分のみをCPUメモリに呼び出して計算する．これらの計算が終了した時点で結果をHDDに保存すると同時にメモリ配列の中身は開放する．次の計算ではこの同じメモリ配列を繰り返し利用する．このアルゴリズムが有効となるのは最近のHDDの書き込み呼び出し操作の高速化，HDDメモリの大容量化，HDDデバイスの低廉化というHDD技術の急速な発展のおかげであるといえる．

4 数値例

本節ではマイクロストリップ線路の直角曲がり (図2) の場合とオープンスタブ (図3) の場合を数値例として取り上げ，6 GHz から 20 GHz の範囲でパルス波入力による一度の計算で得た結果と正弦波励振で 1 GHz おきに計算して得た結果を比較検討し，本手法の有効性を示す．基本線路のマイクロストリップ線路は線路幅 w と誘電体基板厚 h がともに 0.6 mm で，基板の比誘電率 ϵ_r は 10.0 である．入射波には 10 GHz 付近が中心周波数となるガウシアンパルスを用いる．図4(a)と(b)に入射波の時間変化と周波数スペクトルをそれぞれ示す．比較対象として用いる正弦波励振の場合に関するFDTD計算のパラメータ値は次のとおりである．まずストリップ幅方向の分割幅についてはストリップ幅を10.5分割したものを使う．この分割をここでは0.5を省略して $n=10$ の分割と呼ぶ．ストリップ部分の近辺 (10分割程度外側まで) はこれと同じ分割幅で分割し，

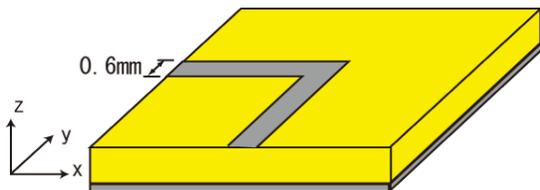


図2 直角曲がり

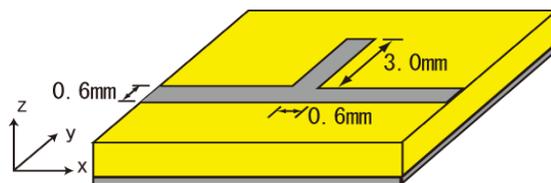
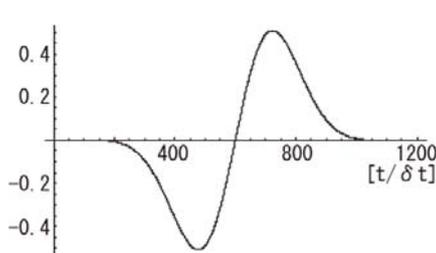
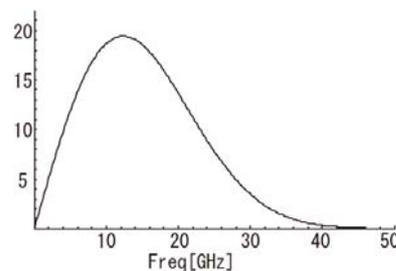


図3 オープンスタブ



(a)



(b)

図4 入射パルス波. (a)時間変化 (b)周波数スペクトル

それより外側に (更に 10 分割程度外側まで) 徐々に幅を広げる遷移領域を設け，一番外側は 2 倍の幅で一様分割する．他の 2 つの方向の分割についてもストリップ幅方向の分割と同程度の細分割・遷移領域・疎分割

の方法を用いている．吸収境界条件については 20 層の CFS-PML(Complex Frequency Shifted-Perfectly Matched Layer)を用いている [7]．正弦波励振の場合の計算結果は全て誤差率 1.0%以下になっている．

4-1 直角曲がり

パルス波励振の場合について $n=2, 4, 6, 8, 10$ の分割の場合が計算された．それらのうち $n=2, 6, 10$ の場合の S パラメータを図 5, 図 6 に, 空間への放射電力を図 7 に, 基板に沿って広がる放射電力を図 8 に示す．電力については入射モード電力で規格化してある．正弦波励振の場合の曲線は $n=10$ の場合の曲線と重な

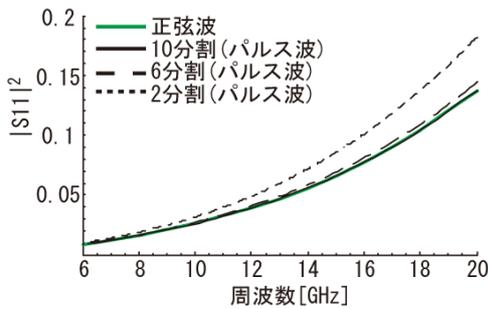


図 5 S11

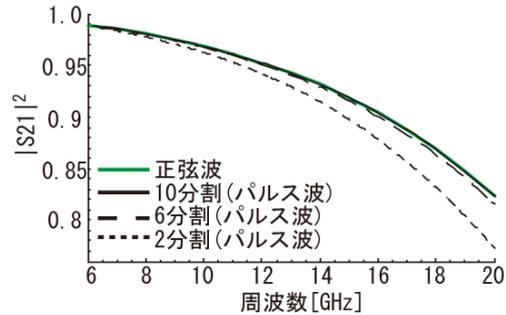


図 6 S21

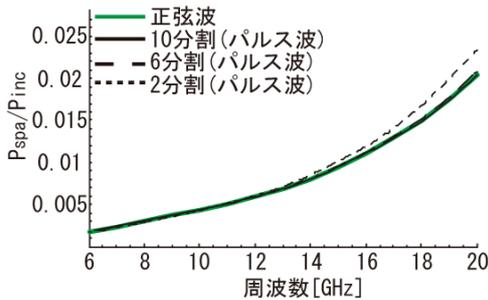


図 7 空間部への放射電力

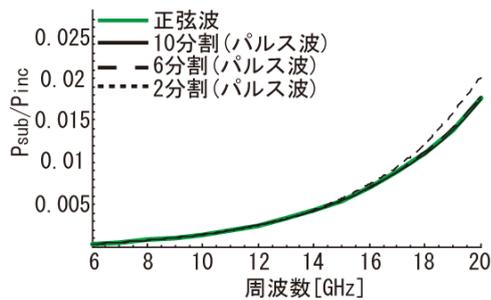


図 8 基板部への放射電力

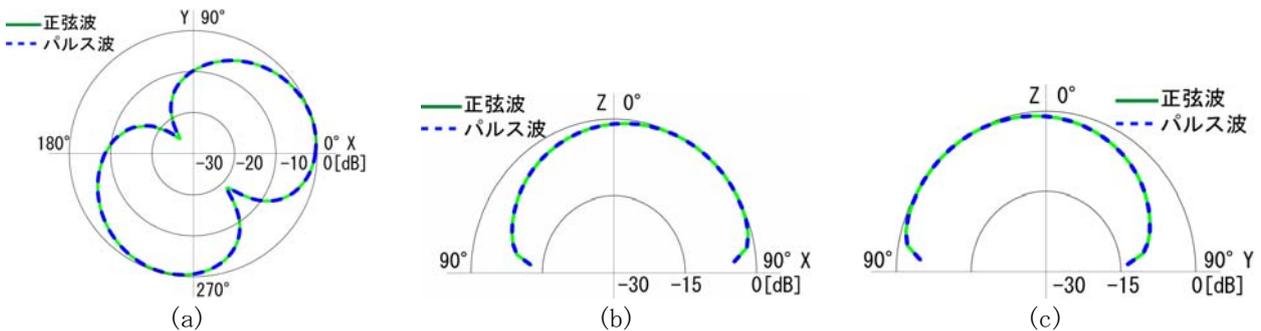


図 9 放射パターン (a)xy 面 (b)xz 面 (c)yz 面

っていて両者はこれらの図では区別できない．図 5～図 8 に共通に言えることは $n=2$ の場合周波数が上がってくると正弦波励振の結果と少しずつずれてくるが, $n \geq 6$ では正弦波励振の曲線とほとんど重なっていることである． $f=10$ GHz で $n=10$ の場合の放射パターンの結果を正弦波励振の場合の結果とともに図 9 に示す．両者はどの図でも重なっている．

4-2 オープンスタブ

スタブ長 3.0 mm (10 GHz の場合実効波長の 0.27 倍) のオープンスタブの場合について S パラメータと放射

電力を示すと図 10～図 13 のようになる。これらの図からオープンスタブの場合には S パラメータは $n=6$ でも正弦波励振の結果から少しずれており、放射電力は $n=10$ でも少しずれている。しかし分割を細かくすると正弦波励振の結果に近づくことがわかる。ちなみにこの計算ではどの程度の精度の計算になっているのかを別の観点から調べるために、 $f=10$ GHz のときについて $1/n$ の関数として S パラメータの値を描いてみたのが図 14 である。正弦波励振の場合 ($n=10$) の値をわかりやすくするために図中に水平線を入れてある。図 14 を見ると正弦波励振の場合も含め $n=10$ の場合でも S パラメータ値はまだ十分収束していないことがわかる。結局ここで取り上げたオープンスタブの計算例は計算領域のとり方やメッシュ分割法において十分な精度を確保できるものにはなっていないといえる。しかしこのことは FDTD/RMCM の妥当性の検証という本論文の目的には直接は関係しないことである。 $f=10$ GHz で $n=10$ の場合の放射パターンの結果を正弦波励振の場合の結果とともに図 15 に示す。両者はどの図でもよく重なっている。

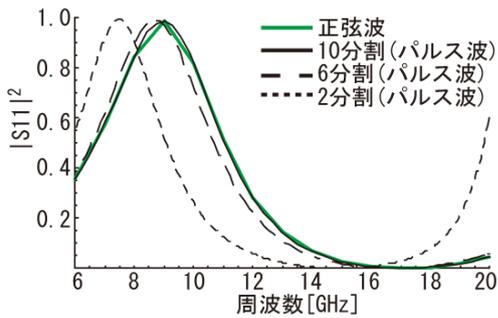


図 10 S11

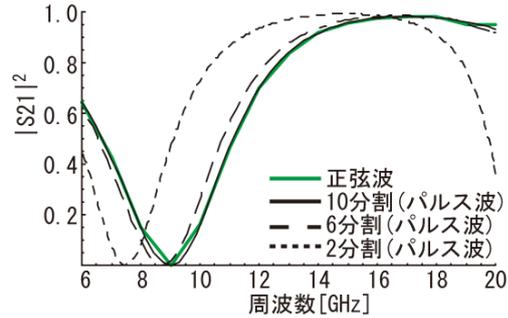


図 11 S21

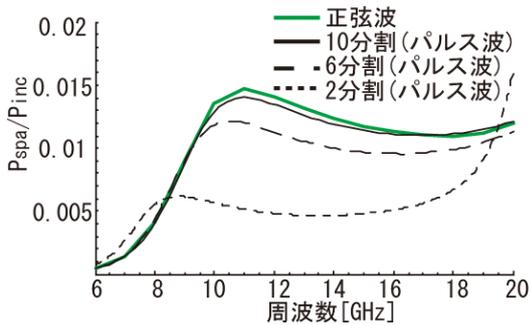


図 12 空間部への放射電力

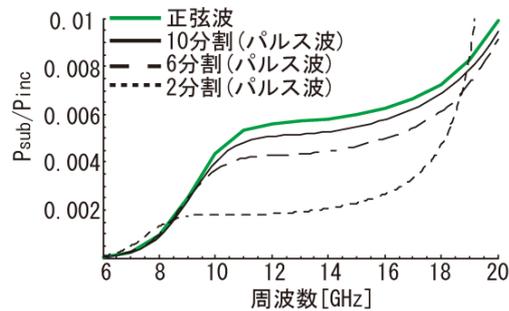
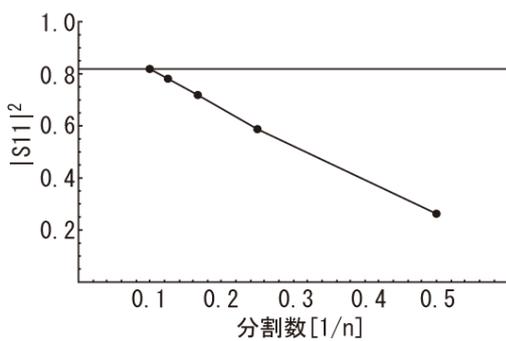
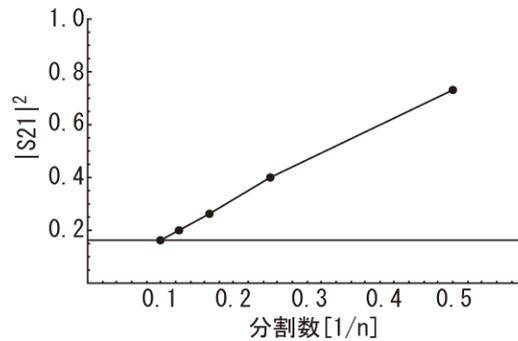


図 13 基板部への放射電力



(a)



(b)

図 14 分割数の逆数に対する S パラメータ変化 ($f=10$ GHz) (a)S11 (b)S21

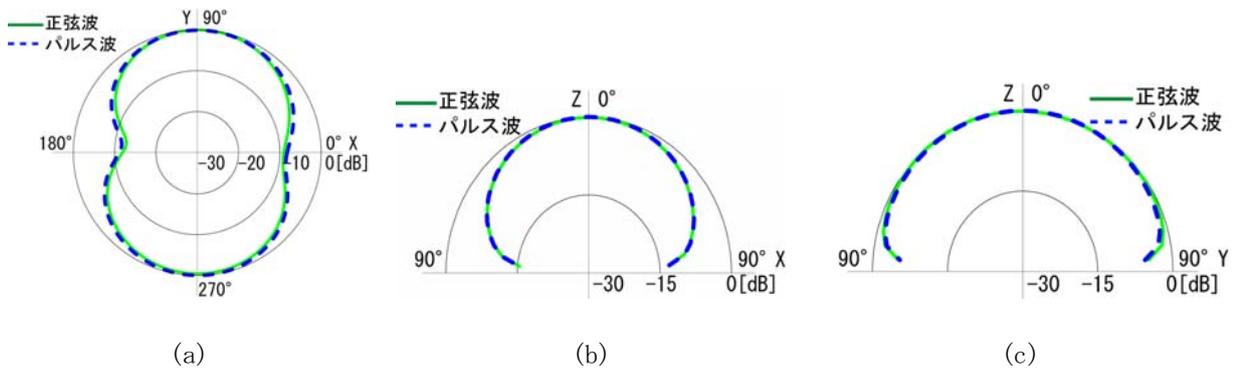


図 15 放射パターン (a)xy 面 (b)xz 面 (c)yz 面

5 検討

まず第 3 節で述べた時間ステップ数 N について簡単な数値的検討をした結果を示す．直角曲がりの場合について N の値を増加していったときの 14 GHz における S パラメータ値をプロットしてみると図 16 が得られる．この例の場合 $N=23$ まで増やすと値が急に変わる結果となっている．他の例は検討していないので断定的なことはいえないが， $N=16$ 程度に選んでおけば安全といえる．ところで，図 4 の励振波の最高周波数が 40 GHz とすると，この場合必要な最低のサンプリング時間間隔は $12.5ps$ となる．今の例では FDTD 計算の時間増分を $\Delta t = 0.10ps$ に選んでいるので，理論的には N の限界は 125 となる．従って上述の限界は理論限界に比べかなり小さいといえる．

次にメモリ容量と計算時間に関して本論文の手法がどの程度有効なのかをオープンスタブに対する数値例で検討してみる．基本計算例として単一周波数励振 FDTD 計算に約 125 MB のメモリを使用した計算例を取り上げる．この場合と同じ構造で同じ FDTD メッシュを用いるとき，図 4 のパルス波で励振して 6 GHz~20 GHz の範囲の S パラメータ値，放射パターン，放射電力の周波数特性を一括計算するとすれば，約 4,000 MB ものメモリを消費することになる．これに対して， $N=16$ に選び，HDD を最大限利用する FDTD/RMCM のアルゴリズムを使用した場合，6 GHz~20 GHz の範囲で 200 個の周波数に対する結果を一括計算しても約 240 MB のメモリしか使わないですむ．計算時間については，ごく普通の CPU (Pentium4, 3.8GHz クラス) 搭載のパソコンで検証してみたところ，先の基本計算例の単一周波数励振の計算では約 440 分を要し，パルス波励振の計算では約 900 分を要した．これは本論文の FDTD/RMCM アルゴリズムの計算時間が単一周波数正弦波励振の計算時間に比べせいぜい 2 倍程度であったことを意味する．

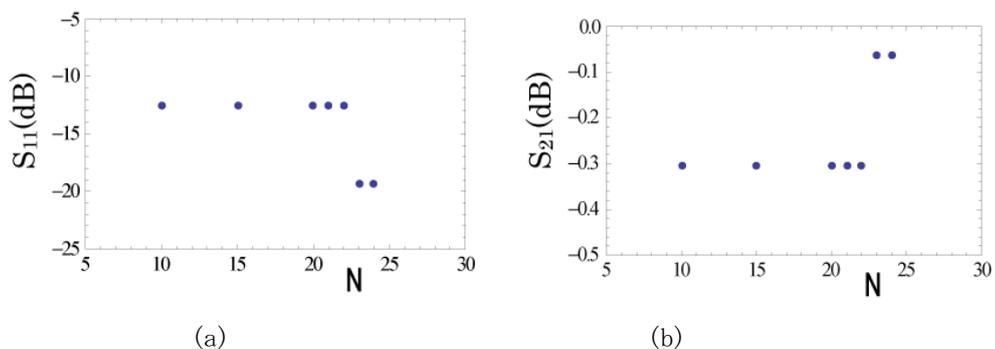


図 16 N の値と S パラメータ値 (a) S_{11} (b) S_{21}

6 まとめ

単一周波数励振による計算で空間部および基板部への放射界を，電力だけでなく放射パターンも，精度高く解析できる FDTD/RMCM の論理を，計算機容量と計算時間のわずかな増加だけで幅広い周波数範囲の放射特性解析にほぼそのまま適用できるよう拡張する新しい方法を提案した。

【参考文献】

- [1]手代木扶／米山 務編著，新ミ波技術，p.232，オーム社，1999.
- [2]N. Morita, "A new formulation for radiated fields using radiation mode expansions and its application to radiation from microstrip antennas," IEICE Trans., Electronics, Vol.E77-C, pp. 1795- 1801, Nov. 1994.
- [3] N. Morita, K. Ohno, and H. Fukushima, "Analysis method and simulation tool for multilayer MMIC elements," IEICE Trans., Electronics, Vol.E86-C, pp.1480- 1485, Aug. 2003.
- [4] N. Morita and K. Ohno, "Comparative study of radiation from various microstrip-type MIC elements based on the FDTD method and the radiation mode theory," IEICE Trans., Electronics, Vol.E88-C, pp.1779- 1784, Aug. 2005.
- [5] N. Morita and Y. Ohsumi, "Suppression of radiation from microstrip stubs by lossy chips," Int. Jour. Microwave Opt. Tech., Vol.1, pp.253-258, Aug. 2006.
- [6]C. M. Furse, S. P. Mather, and O. P. Gandhi, "Improvements to the finite-difference time-domain method for calculating the radar cross section of a perfectly conducting target," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.38, pp.919-927, July 1990.
- [7]J. P. Berenger, "Numerical reflection from FDTD-PMLs: a comparison of the split PML with the unsplit CFS PMLs," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.56, pp.258-265, Mar. 2002.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月