

■S4 群 (宇宙・環境・社会) - 2 編 (電磁環境)**6 章 電磁ノイズの計測・評価**

(執筆者：原田高志) [2009年4月 受領]

■概要■

本章は電磁環境に関する最終章として電磁ノイズの計測、解析、及び評価手法を述べる。電磁ノイズの計測、評価には大きく二つの目的がある。一つは電子機器が発生する電磁ノイズの正しい評価、そして二つめは電子機器内における電磁ノイズコントロールのための計測、評価、及び解析である。

電磁ノイズは電磁波や電流、電圧の形で空間や電源線、通信線を伝搬するため、その計測は無線通信や有線通信での計測と同様にアンテナや電圧計などが用いられる。しかしながら、電磁ノイズは非意図的に発生するものであることから、その計測手法に関しては、状態を一般化するための条件が必要となる。

一方、電子機器内の電磁ノイズのコントロールは機器の設計開発段階において電磁ノイズの発生や、外部からの電磁ノイズの侵入による誤動作の抑制に重要である。この目的に用いられる計測方法としては近傍磁界計測手法や回転磁界を用いたイミュニティ計測などが提案されている。

更に、電磁界の振る舞いは、コンピュータシミュレーションにより求めることもできる。コンピュータシミュレーションは実際のサンプルを作成する必要がなく、各種のパラメータを変化させながらデータが取得できるため、大変に有効な評価方法であり、近年、多用されるようになってきている。

本章では電磁ノイズの解析手法として回路シミュレーションと電磁界シミュレーションを紹介し、あわせてこれらのシミュレーションによる応用例を述べる。

【本章の構成】

本章では、電磁ノイズの計測、解析、及び評価手法を述べる。6-1 節では電子機器の発生する電磁ノイズの計測や、外部からの電磁界の印加による機器の誤動作を評価するための計測手法を紹介する。また、6-2 節ではプリント配線板を中心として、電子機器における電磁ノイズの発生メカニズムのシミュレーションによる解析、及び可視化技術を紹介する

■S4 群 - 2 編 - 6 章

6-1 電子機器の電磁ノイズ計測手法

6-1-1 はじめに

(執筆者：原田高志) [2009年4月 受領]

電子機器のノイズ問題は二つの場合に大別できる。ひとつは自ら発生する電磁ノイズが放送や無線通信などの電波を利用した様々なサービスに妨害を与えたり、他の電子機器の正常な動作を妨げる場合、もうひとつは静電気放電や他のノイズ源により発生した電磁ノイズが回路内に侵入し誤動作を引き起こしたり、場合によっては回路を破壊するなどの場合である。前者は当該電子機器が加害者となる可能性があることから、米国の FCC、日本の VCCI など世界各国が規格 (EMC 規格) を設け、当該電子機器から発生する電磁ノイズのレベルに制限を与えている。電磁ノイズは、空間は電磁波として、また電源線や通信線上は電流、電圧の形で伝搬するため、測定においては無線通信や有線通信における計測手法と同様にアンテナや電圧計などが用いられる。しかしながら、電磁ノイズは非意図的に発生するものであることから、その計測手法に関しては、状態を一般化するための条件が必要となる。

一方、後者の電磁ノイズの侵入に関しては、電子機器は被害者の立場となる。外部からの電磁ノイズに対する耐性はイミュニティ (Immunity) と呼ばれる。対象とする機器が被害者の立場であり、外部に対して影響を及ぼすことはないため、通常はイミュニティレベルについては特別な場合を除いて規格などで定められることはない。しかしながら、イミュニティレベルの向上は機器自身の信頼性や品質を維持するために重要な要素となっている。計測手法に関しては客観性が求められることから IEC ではイミュニティ測定法に対し規格を制定している。

電子機器の設計、開発の段階では、電磁ノイズの放射抑制やイミュニティ向上のために、電磁ノイズの発生源や、外部からの侵入する電磁波の経路の特定や回路中のウイークポイントを見出すための計測手法が必要である。

本章では電磁ノイズの計測手法として先ず、国際標準である EMC 規格に定められて計測手法を紹介し、次に電子機器の設計・開発の立場から、同機器から発生する電磁ノイズの抑制や、機器が外部から侵入した電磁ノイズに対する耐性を向上させるために必要なイミュニティ計測技術について紹介する。

6-1-2 EMC 規格適合のための計測手法

(執筆者：進藤誠一) [2009年3月 受領]

(1) 電子機器の EMC 計測

電子機器の EMC を計測する試験には、EMI と EMS の 2 種類の試験がある。EMI 試験はいわゆるエミッション試験で、機器や装置から放出される電磁波量を評価することである。本節では以後、EMI はエミッションと称す。EMS 試験はいわゆるイミュニティ試験で、機器や装置の妨害電磁波耐性を評価することである。本節では以後、EMS はイミュニティと称す。

エミッション試験を定める代表的な国際機関は、国際電気標準会議 (IEC) と下部組織の国際無線障害特別委員会 (CISPR) がある。日本では VCCI ならび電気用品安全法が CISPR 規格を導入し、技術規定を制定、運用されている。

(2) エミッション試験の概要

エミッション試験や試験機材に関する国際規格は、CISPR Pub.16 が代表的な規格である。この規格書には、試験原理、試験場所、試験方法、試験機材、セットアップなど詳細が記載されている。現在各国が制定している EMC 規格は、ほぼこの規格を参照している。

情報処理装置に対するエミッション要求としては、CISPR Pub.22 が代表的な国際規格で、CISPR Pub.16 をいち早く採用し、以下の限度値を定めた。各国 EMC 規格も CISPR Pub.22 を参照する規格が多く、EMI 試験の基本として一般に認知されており、エミッション試験を理解するには、本規格を理解することが早道である。

●CISPR Pub.22 の特徴

電気装置の使用環境によってクラス A 及び B に分類されている。クラス分類の目安を表 6・1 に示す。

表 6・1 クラス分類

クラス	周囲の電磁環境	周辺の装置	利用環境
A	比較的悪い	影響を受け難い	工場環境
B	比較的良い	影響を受け易い	事務所や住宅環境

試験距離 10 m 時の限度値を表 6・2 以下に示す。

表 6・2 限度値

周波数範囲	クラス A 限度値 (10 m)	周波数範囲	クラス B 限度値 (10 m)
30~230 MHz	40 dB μ V/m	30~230 MHz	30 dB μ V/m
230~1000 MHz	47 dB μ V/m	230~1000 MHz	37 dB μ V/m

住宅環境に使用される機器にはクラス B の限度値が採用されるが、工業環境に比べ 10 dB 厳しい限度値が要求されている。

雑音端子電圧 (商用電源) の準尖頭値限度値を表 6・3 に示す*1。

表 6・3 準尖頭値限度値

周波数範囲	クラス A 限度値	周波数範囲	クラス B 限度値
0.15~0.5 MHz	79 dB μ V	0.15~0.5 MHz	66~56 dB μ V
0.5~30 MHz	73 dB μ V	0.5~5 MHz	56 dB μ V
		5~30 MHz	60dB μ V

EMI 試験は大きく分けると、電子装置が空間に放射する放射エミッションと、電源や通信線を介して外部に流出する伝導性エミッションに分類できる。

放射エミッションの計測は、広大な平地に基準金属面を敷設したオープンエアアテストサイト (OATS) や半電波暗室を用いて実施される。電子装置との受信アンテナ間距離は 10 m

*1 別途、平均値限度値が存在する。二つの限度値を満足させる必要があることに注意。

を用いることが多く 10 m 法と称している。図 6・1、図 6・2 に放射エミッション試験設備の例を示す。



図 6・1 オープンサイト (10 m)



図 6・2 半電波暗室 (10 m)

放射エミッション試験は、電子装置の漏洩電波 (30~47 dB μ V/m 以下) を計測する。計測場の電磁環境は、限度値より充分低い環境が必要である。一般に、住宅や工業地域では、放送波や無線通信、車両、その他多くの電子機器があり、これらの機器などからの漏洩電磁波が既に規制値を上回っており、計測することが困難である。EMI 試験を実施する設備である OATS は、電波環境がよい (即ち弱電界環境)、山間部に多く存在する。半電波暗室は、設置場所を問わず建築できる反面、試験コストが高額となる短所をもつ。

伝導性エミッション試験は、シールドルームなどで実施する。装置の電源ケーブルから流出する伝導ノイズを計測するため、供給 AC 電源のノイズ量は充分低い必要がある。また、電源インピーダンスを 50 Ω に近似させ再現性を高めるため、擬似電源回路網 (AMN) を用いて、計測されることも特徴である。

伝導性エミッションには、ほかに低周波領域の電源高調波試験やフリッカ試験も存在する。国際規格の IEC 61000-3-2、IEC 61000-3-3 によって制定されているが、先述のエミッション試験と同様に遵守する必要性が出てきている。

(3) イミュニティ試験の概要

イミュニティ試験は、放送波や他の電子機器が発生する電磁波の影響を想定した、耐電磁放射試験や耐伝導性試験及び電源周波数磁界暴露試験と、自然現象を想定した静電気や雷サージ及び他の電子装置が発生するファーストトランジェントバースト試験などの電磁過度現象に耐える能力をもっているかを確認するトランジェント系試験に分類できる。この試験は、IEC 規格に IEC 61000-4 シリーズとして規定されている。表 6・4 に代表的なイミュニティ試験規格番号とその概略試験内容を示す。

イミュニティ試験の特徴として、判定基準についてあげられる。エミッション試験では明確に限度値が設けられているが、イミュニティ試験では試験電圧のほかに機器が耐える条件が別途定められている。

耐電磁放射試験や耐伝導性試験の場合、試験条件は比較的緩いが、通常動作が求められる。トランジェント系試験では、厳しい試験電圧が要求されるが、試験時の一時的な性能低下が

認められる点が注意すべき特徴といえる。

表 6・4 代表的なイミュニティ試験

規格番号	試験内容	代表的な試験電圧例	判定基準
IEC 61000-4-2	静電気試験	気中放電±8 kV, 接触放電±4 kV	B
IEC 61000-4-3	耐放射イミュニティ試験	3~10 V/m, 1 kHz 80 % 振幅変調	A
IEC 61000-4-4	ファストランジェント/バースト試験	±0.5 kV~±2 kV (電源, 信号)	B
IEC 61000-4-5	サージ試験	±0.5 kV~±4 kV (電源, 通信線)	B
IEC 61000-4-6	耐伝導性イミュニティ試験	3~10 V/m, 1 kHz 80 % 振幅変調	A
IEC 61000-4-8	電源周波数試験	1~30 A/m	A
IEC 61000-4-11	瞬停, ディップ電源変動試験	電源電圧の 0, 40, 70 % 変動と瞬停	B/C

代表的な試験例として、IEC 61000-4-3 放射イミュニティ試験例を図 6・3 に示す。



図 6・3 IEC 61000-4-3 放射イミュニティ試験例

(4) まとめ

エミッションとイミュニティ試験は、年々改訂され見直しが進んでおり、上述の試験方法以外の試験規格も増加する傾向にある。例として、デジタル回路を応用した AV 機器に対する CISPR 32 が検討されているので試験の動向には注意が必要である。

6-1-3 近傍電磁界計測とノイズ源の推定

(執筆: 川又 憲) [2009年3月受領]

ノイズ源からどのような電磁界が発生しているか? 正確な電磁界の把握が EMC 対策を進めるうえでの重要な手がかりとなる。この際、発生源の近傍(測定対象とする電磁界成分がもつ波長 λ に比して測定点までの距離 r が短い場合)における電磁界と、遠方(同様に、波長 λ に比して測定点までの距離 r が十分に長い場合)における電磁界とでは、その取り扱いが大きく異なってくる。ここで、前者を近傍界 (near field), 後者を遠方界 (far field) と定

義している¹⁾。

電磁波の発生源に極近い近傍界の領域では、電界強度及び磁界強度の距離特性が $1/r^3$ あるいは $1/r^2$ で減少する。このことは、近傍界では誘導による電磁界（誘導電磁界）が支配的であることを表している。一方、発生源から十分に離れた遠方界では、電界強度及び磁界強度の距離特性はそれぞれ $1/r$ で減少し、遠方界では放射による一般的な平面波とみなすことができる。

これらを発生源周辺の空間インピーダンスの視点から考えてみると、図 6・4 に示すとおり、微小な電気ダイポールに対して近傍における空間の波動インピーダンス Z_e は非常に高く、発生源からの距離 r の増加にともなって $1/r$ で減少する。更に、おおよそ $\lambda = r$ 程度以上の距離を隔てた遠方界の領域では、波動インピーダンス Z_e は一般的な自由空間インピーダンスの 376.7Ω となる。

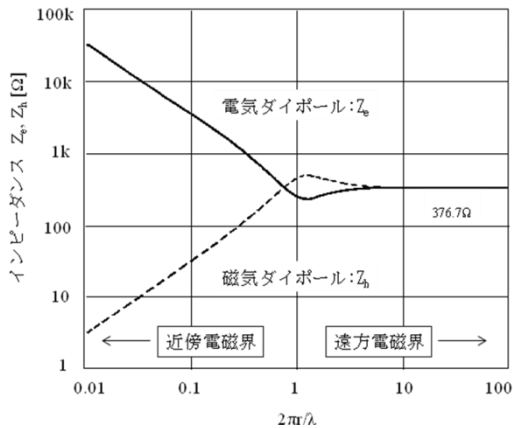


図 6・4 近傍電磁界及び遠方電磁界における波動インピーダンスの変化

一方、微小なループ電流による磁気ダイポールに対して、近傍界における空間の波動インピーダンス Z_h は非常に低く、発生源からの距離 r に比例して増加し、おおよそ $\lambda = r$ 程度以上の遠方界では、自由空間のインピーダンス 376.7Ω となる^{2),3)}。すなわち、近傍界においては、電界 E と磁界 H の比率 E/H は一定とはならず、その比率は測定位置によって変化することになる。また、波動インピーダンスによる電界 E から磁界 H の換算や、その逆の操作も容易には行えないことになる。このことは遠方界における一般的な平面波状の電磁界測定の考え方と異なる点である。

このようなことから、近傍電磁界測定においては、電界成分 E と磁界成分 H をそれぞれ分離して測定し評価を行う必要がある。

(1) 近傍電界の測定

電界成分のセンシングプローブとしてはダイポールアンテナが有効であるが、ある程度の長さをもったダイポールアンテナは誘導磁界の影響を受け、電界成分と磁界成分の分離が難しくなる。このため、近傍電界測定においては、エレメント長を極力短くした微小ダイポー

ルアンテナあるいは微小モノポールアンテナが主に用いられている。更に、微小構造の場合、アンテナの共振周波数は高周波数域になるため、測定対象帯域はこれよりも低周波数域で用いられるのが一般的である。

(2) 近傍磁界の測定

磁界成分のセンシングプローブとしてはループアンテナが有効であるが、電界プローブと同様にループエレメントが長くなると誘導電界の影響を受け、磁界成分のみの測定が難しくなる。このため、ループエレメント長を極力短くした微小ループアンテナ、あるいはループエレメントに電界遮へいを施したシールドットループコイルなどが一般的に用いられている。

図 6・5 にシールドットループコイルの構造を示す。図(a) が平衡出力型、図(b) が不平衡出力型の構造である。同軸線の中心導体がループエレメントを構成し、外部導体によりシールドを構成している。外部導体の先端部にはスリットを設けループを切断しており、電界に対しては遮へい効果をもち、磁界は中心導体を錯交する構造となっている⁴⁾。

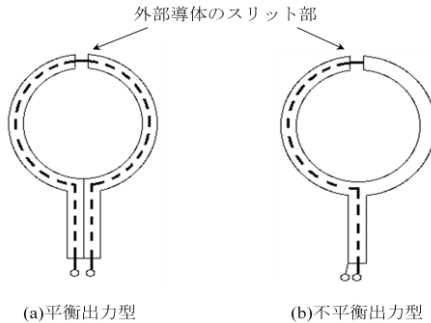


図 6・5 シールドットループコイルの構造

(3) 近傍電磁界測定によるノイズ源の評定

EMC 対策を進めるうえで、電気システムにおけるノイズ様相の評定が問題解決の鍵を握る。このため、前述の近傍電磁界測定法を基本原理として、ノイズ分布の詳細な評定やノイズ発生位置の推定を目的とした研究や評価装置の開発が積極的に進められている。

ここでは一例としてプリント基板上における近傍磁界の測定システムについて述べる。プリント基板上で近傍磁界分布を測定する主な手法としては、磁界プローブを2次元平面にアレー状に配置し、基板面における磁界分布を測定するプローブアレー型と、センサを基板面に沿って走査させるプローブ走査型に分類できる。これらの測定・評価システムはメーカ各社にて製品化されており、測定分解能の向上と測定時間の短縮などが図られている。また近年の EMI 測定では、プリント基板上はもとより LSI チップ上など、より高密度な電磁空間における近傍磁界分布測定の要求も高まっており、ミリメートル以下の空間分解能が求められている。

これらの要求を実現するため、前述のシールドットループコイルを多層基板構造で構成したオンチップ多層平面型シールドットループコイルも実用化され、非常に微小なコイル構造に

より 250 μm 程度の空間分解能での近傍磁界測定を可能にした報告もなされている⁵⁾。更に、近傍電磁界測定では検出用プローブを測定対称回路に密に接近させるため、プローブ自身の電磁界に対する侵襲性が問題となる。これらの問題を解決するため、最近では電磁気的なループ回路と電気光学結晶を組み合わせた「光磁界プローブ」なども提案され、比測定回路に与えるプローブの影響を極力低減させ、より厳密な測定を可能にしている^{6),7)}。

このような、近傍電磁界分布測定の厳密化、高空間分解能化、測定の高速度化、更には測定データの高度な画像処理技術により、近傍電磁界分布の測定技術は急速に進展しており、電磁界の可視化を実現しつつある。

■参考文献

- 1) 電子情報通信学会編, “改定電子情報通信用語辞典,” コロナ社, 1999.
- 2) 赤尾保男, “環境電磁工学の基礎,” pp.114-116, 電子情報通信学会, 1991.
- 3) 清水康敏, 杉浦行編, “電磁妨害波の基本と対策,” 電子情報通信学会, pp.43-50, 1995.
- 4) 電子情報通信学会編, “アンテナ工学ハンドブック,” pp.62-63, オーム社, 1980.
- 5) 小林翔一, 山口正洋, 菅原 健, 本間尚文, 佐藤 証, 青木孝文, “オンチップ集積化マイクロ磁界プローブを用いた暗号 LSI の近傍磁界計測,” 信学技報, vol.108, no.482, EMCJ 2008-120, pp.37-42, 2009.
- 6) 鈴木英治, 宮川俊哉, 太田博康, 荒井賢一, “ダブルローディッドループ型光磁界プローブの基本特性,” 信学技報, EMCJ 2002-48, 2002.
- 7) E. Suzuki, S. Arakawa, H. Ota, K. I. Arai and R. Sato, “Optical Magnetic Field Probe Consisting of a Loop Antenna Element and an Electro-Optic Crystal,” Trans. Magn. Soc. Japan, vol.4, no.1, pp.34-38, 2004.

6-1-4 イミュニティ向上設計のための測定手法

(執筆: 村野公俊) [2009年3月 受領]

電子機器のイミュニティは国際規格で規定された方法によって評価され、製品化にあたっては定められた基準を満たすことが目標とされるが、電子機器のイミュニティを抜本的に改善するためには、イミュニティを正確に評価することが重要である。本節では、近年検討されている電子機器の新たなイミュニティ測定手法について紹介する。

(1) 反射箱法

電子機器のイミュニティ試験は、被測定機器 (EUT) に対して実際に電磁界を印加することにより行われる。電波暗室や、TEM セル・GTEM セルなどの TEM デバイスなどを利用する場合は、その内部に発生させた一定の電磁界中に EUT を配置されるため、一定方向の電磁界に対する EUT のイミュニティ特性が得られる。これに対し反射箱 (Reverberation chamber) を利用する反射箱法は、あらゆる方向の電磁界 (統計的に大きさ・方向の均一な電磁界) に対する EUT のイミュニティ試験を行う方法である^{1),2),3)}。反射箱は、金属壁面と複数の金属製攪拌器によって構成される (図 6・6 参照)。攪拌器の回転によって内部の境界条件を時間的に変化させ、内部に様々な方向の電磁界を発生させる構造であり、複数の攪拌器の回転速度などを調整することによって統計的に大きさ・方向の均一な電磁界を発生させる。このような反射箱の内部に EUT を配置することによって、統計的に大きさ・方向の均一な電磁界に対する EUT のイミュニティ特性を得ることができる。

限られた空間と送信電力でイミュニティ試験を行うことができる反射箱法は、その実用化に向けて実験と数値電磁界解析の両面からこれまで多くの検討がなされている^{4),5)}。なお反射箱は、エミッション測定にも利用される。

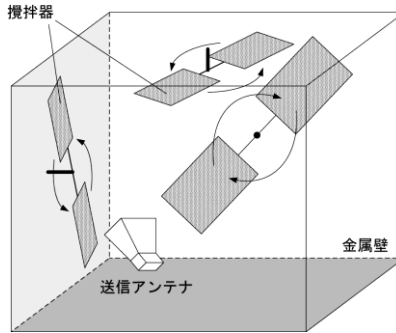


図 6・6 反射箱内部の構造

(2) 回転電磁界を用いる手法

電波暗室や TEM デバイスを用いて行われる従来の放射イミュニティ試験においては、一定方向の偏波面を有する電磁界が EUT に印加されるため、特定の偏波面の電磁界に対する放射イミュニティ特性が得られる。これに対し、様々な偏波面の電磁界に対する放射イミュニティ特性を容易に得る手法として、回転電磁界を用いた放射イミュニティ試験法が提案されている。

(a) 回転電磁界型放射イミュニティ試験方式^{6),7)}


回転電磁界型放射イミュニティ試験方式においては、試験時における印加電磁界として、偏波面が低速回転する電磁界（回転電磁界）を用いる。この回転電磁界の偏波面の時間的変化は既知であるので、印加電磁界の偏波面に対する EUT の放射イミュニティ特性を得ることができる。角周波数 Ω で回転する回転電磁界は、式(1)で表される 2 波の異なる両側波帯抑圧搬送波（DSB-SC 波）を、直交するアンテナの各々の素子に給電することにより発生させることができる。

$$\begin{aligned} A_x &= \sin \omega t \cos \Omega t \\ A_y &= \sin \omega t \cos \Omega t \end{aligned} \quad (1)$$

ここで ω は電磁界の角周波数である。このような回転電磁界を用いると同時に、EUT をターンテーブル上に配置することによって、様々な偏波面と到来方向の電磁界に対する EUT の放射イミュニティ特性を容易にかつ短時間で得ることができる。

なお、上記の手法によって発生する回転電磁界は角周波数 Ω で連続的に回転しており、偏波面が一定方向に留まる時間（dwell time）がないため、EUT の誤動作を確実に再現するためにはできるだけ低速で電磁界を回転させることが望ましい。十分な dwell time が必要とされる場合を考慮し、任意の偏波面を有する電磁界を発生させる手法も提案されている⁸⁾。また、様々な電磁環境を模擬するために、変調された回転電磁界の発生手法についても検討されている^{9),10)}。

(b) 4 セプタム TEM セル^{11),12)}

従来の TEM セルを改良し、セル内部での回転電磁界の発生を可能にしたものが 4 セプタム TEM セルである。4 セプタム TEM セルは、セル内部に対向する 2 組のセプタムを有し（）

6・7 参照), 各々のセプタムに式(2)で表されるような信号を給電することによりセル内部に回転電磁界を発生させる。

$$\begin{aligned}
 A_{\#1} &= \sin\omega t \cos\Omega t \\
 A_{\#2} &= \sin\omega t \sin\Omega t \\
 A_{\#3} &= -\sin\omega t \cos\Omega t \\
 A_{\#4} &= -\sin\omega t \sin\Omega t
 \end{aligned} \tag{2}$$

これにより, 閉空間での回転電磁界型放射イミュニティ試験が実現できる。

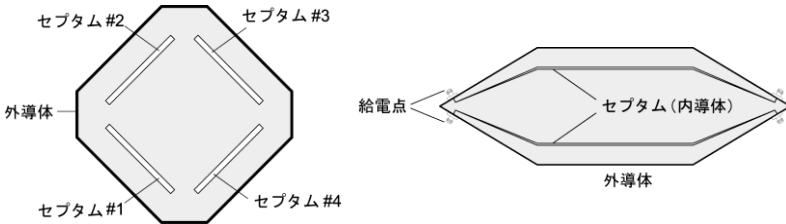


図 6・7 4セプタム TEM セルの断面構造

■参考文献

- 1) P. Corona, G. Latmiral, and E. Paolini, "Performance and Analysis of a Reverberating Enclosure with Variable Geometry," IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-22, pp.2-5, Feb. 1980.
- 2) M. L. Crawford and G. H. Koepke, "Design, evaluation, and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility/vulnerability measurements," NBS Tech. Note 1092, Apr. 1986.
- 3) D. A. Hill, D.G. Camell, K. H. Cavcey, and G. H. Koepke, "Radiated emissions and immunity of microstrip transmission lines theory and reverberation chamber measurements," IEEE Trans. Electromagn. Compat., 38, 2, pp.165-172, May 1996.
- 4) K. Harima, "FDTD analysis of electromagnetic field in a reverberation chamber," IEICE Trans. Commun., E81-B, 10, pp.1946-1950, Oct. 1998.
- 5) K. Harima, and Y. Yamanaka, "Evaluation of electric-field uniformity in a reverberation chamber for radiated immunity testing," IEICE Trans. Commun., E84-B, 9, pp.2618-2621, Sep. 2001.
- 6) 村野公俊, 上 芳夫, "回転電磁界を用いた RF 放射イミュニティ試験法とその基本特性," 電学論(A), vol.120-A, 11, pp.1044-1050, Jan. 2000.
- 7) K. Murano and Y. Kami, "A new immunity test method," IEEE Trans. Electromagn. Compat., 44, 1, pp.119-124, Feb. 2002.
- 8) K. Murano, M. Tayarani, F. Xiao, and Y. Kami, "A new generation method of slowly rotating-EM fields for radiated immunity/susceptibility test," IEICE Trans. Commun., E88-B, 8, pp.3133-3139, Aug. 2005.
- 9) 村野公俊, 上 芳夫, "AM 回転電磁界型三次元 RF 放射イミュニティ試験方式," 信学論(B), J86-B, 7, pp.1199-1206, Jul. 2003.
- 10) K. Murano, M. Tayarani, F. Xiao, and Y. Kami, "New radiated RF immunity/susceptibility test method using RF-pulsed rotating-EM field," Proc. 2008 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., 1, pp.79-83, Aug. 2008.
- 11) F. Xiao, Y. Suganuma, K. Murano, M. Tayarani, and Y. Kami, "Design of a four-septum TEM cell for immunity/susceptibility test," IEICE Trans. Commun., E88-B, 8, pp.3146-3151, Aug. 2005.
- 12) K. Murano, H. Kawahara, F. Xiao, M. Tayarani, and Y. Kami, "Application of ro-tating-EM field to four-septum TEM cell for radiated immunity/susceptibility test," IEICE Trans. Commun., E90-B, 6, pp.1322-1328, Jun. 2007.

■S4 群 - 2 編 - 6 章

6-2 ノイズ解析のためのシミュレーションと可視化技術

(執筆者：原田高志) [2009年4月 受領]

6-2-1 はじめに

コンピュータの能力の向上にともない、電子回路や電磁気的な振る舞いを、コンピュータを用いて計算することによって求めるシミュレーションが電子機器の製品開発やトラブル解決に用いられるようになってきた。シミュレーションの特長は、実際のサンプルを作成して実験を行う必要がないため、周波数や寸法などのパラメータを変化させた際のデータを効率良く取得することができることにある。また、数値データを扱っていることから、ノイズの空間的な分布や伝搬の様子を可視化して捉えることができるため、電子機器の設計やノイズによるトラブルの解消に携わる設計者、技術者に貴重な情報を与えることができる。特に、ノイズの発生や回路誤動作は意図せず生じるものであり、近年、その発生要因を探索にシミュレーション技術は大変に有効な手段として活躍している。

ノイズ解析のためのシミュレーションとしては主に

- (1) 回路シミュレーション
- (2) 電磁界シミュレーション

の2種類がある。

回路シミュレーションは基本的にはオームの法則やキルヒホッフの法則などの電気回路で用いる物理的な関係を用いて、電子回路内、もしくは等価回路としてモデル化されたプリント基板や電子機器筐体などの実装構造におけるノイズ特性を解析する。解析パラメータは電圧 V と電流 I であり、この二つのパラメータを抵抗、キャパシタ、インダクタなどの回路素子を用いて関連付けて計算する。

回路シミュレータは寸法の単位を有しない回路素子を扱うため、集中定数回路網を扱う場合についてのみ適用可能であり、有限の大きさをもつ LSI パッケージや基板の解析には不相当と考えがちであるが、例えば伝送線路のように寸法の要素を含む分布定数系の回路網の解析も、波長に比べて十分に小さいサイズのエレメントに分割し、このエレメントを等価回路に置き換えることによって可能となる。この場合、回路全体の寸法の影響は、位相の変化、すなわち電気長として考慮される。また、回路シミュレータの中には伝送線路を扱う機能を有するものもあり、その場合には分布定数回路として直接解析することができる。3次元構造を等価回路モデルで表示することから、計算規模が大きくなり、大きなコンピュータリソースを必要とせず、短時間で解析できる利点がある。

回路シミュレータでは、電磁気的な影響が及ぶ範囲が回路素子内に限定されるため、プリント回路基板内や基板近傍などの限られた空間内に対しては精度よい解析が実行できるが、空間に放射されたノイズの解析には適さない。

一方、電磁界シミュレーションは電界 E 、磁界 H 、電流密度 J 、場合によってはスカラーポテンシャル ϕ 、ベクトルポテンシャル A などのパラメータを、これらパラメータと媒体の誘電率、透磁率などの電気定数との関係を定式化した Maxwell の方程式を離散化し、計算する。空間や時間をそのまま離散化して計算するため、筐体を含む電子機器全体や空間のノイズの伝搬などの3次元での解析に多く用いられるが、計算ポイントが増加し、CPU 時間やメモ

メモリ容量など大きなコンピュータリソースが要求される。

本節では、これらの各シミュレータによるノイズ解析の事例を紹介する。

6-2-2 回路シミュレーション技術の応用

回路シミュレーションは抵抗、キャパシタ、インダクタなどの電気部品や IC、ダイオードなどの電子回路を構成する要素数学的なモデルで表し、コンピュータを用いて動作解析を行うもので、代表的なソフトウェアに SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) がある。前述のように、回路シミュレータは大きさの単位をもたない電気回路素子を扱うが、各素子に大きさの要素と盛り込むことにより LSI パッケージやプリント基板などの有限の大きさを有する構造を解析することができる。本節では、SPICE を用いたプリント回路基板のノイズ解析例を紹介する。

多層プリント回路基板の電源プレーンとグラウンドプレーンで構成された電源供給系はレベルの高い EMI 放射の発生源であることが知られており¹⁾、このような放射を抑制するためのデカップリング手法が提案されている²⁾。電源供給系の特性は数十 MHz 以下の周波数の低い領域では面積の広い電源プレーン、グラウンドプレーンを薄い誘電体で挟んだ構造であることから静電容量として扱うことができ、電源供給系内の電圧、電流は一定の分布をもつ。

一方、数十 MHz を超え、基板の寸法が波長に比べて無視できなくなる周波数帯では電源供給系内の電圧、電流は様でなくなり、分布定数的な取り扱いが必要となる¹⁾。電源供給系が伝送線路として作用し線路が共振の状態にあるとき EMI の放射レベルは高くなり、この共振は、電源供給系の形状と、電源・グラウンド間に接続されるデカップリング回路（キャパシタとビアで構成）の寄生インダクタンスが大きく影響する。こうした多層基板の電源・グラウンド系の解析は回路シミュレータを用いて解析することができる。

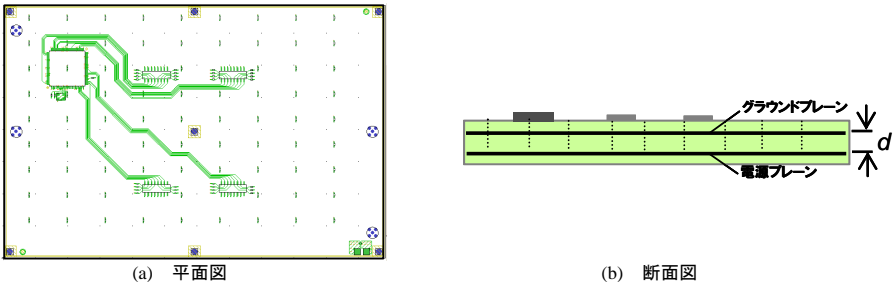


図 6・8 4層プリント回路基板

図 6・8(a) は電子機器に一般的に用いられる 4 層プリント回路基板の平面図、同図(b) は断面図である。四層基板の場合、通常は第 2 層、第 3 層がグラウンドプレーンと電源プレーンに割り当てられ、電源供給系を構成する。この 2 枚のプレーンは直流的には LSI や発振器などの能動デバイスに電源を供給するために用いられるが、一方で高い周波数領域では平行平板型の伝送線路として作用し、デバイスのスイッチングの際に発生する電磁ノイズの伝搬経路となる。

この基板の電源供給系の解析には図 6・9 に示すように電源供給系を並列キャパシタ C とイ

インダクタ L とプレートの導体損失 R の直列回路を 2 次元に展開した等価回路モデルを用いる。

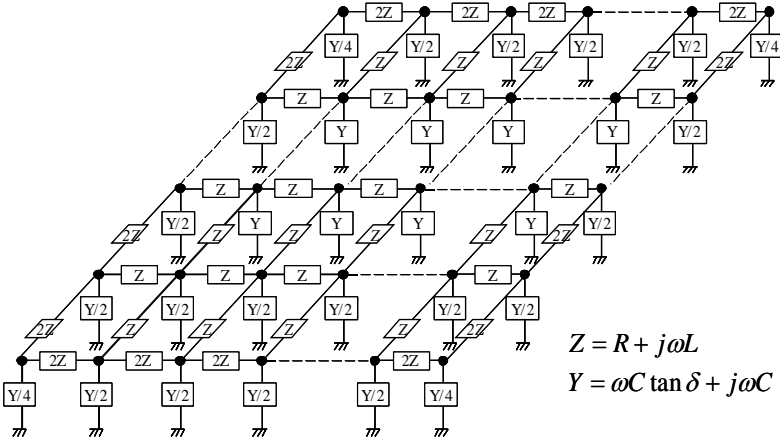


図 6.9 電源供給プレートの等価回路モデル

各回路素子のキャパシタンス値 C 、インダクタンス値 L 、及び抵抗値 R は図 6.10 に示すように同系を一辺の長さ l のセルに分割し、下記の式を用いて求める³⁾。

$$C = \varepsilon l^2 / d \tag{1}$$

$$L = \mu d \tag{2}$$

$$R = 2 \rho / t \tag{3}$$

ここで、 ε 、 μ 、 d 、 ρ 、 t はそれぞれ、基板を構成する誘電体の誘電率と透磁率、電源-グラウンドのプレートで挟まれる誘電体間の厚さ、プレートの導電率、プレートの厚さである。キャパシタンス値を求めるセルとインダクタンス値及び抵抗値を求めるセルはその分割位置が半セル分ずれる。

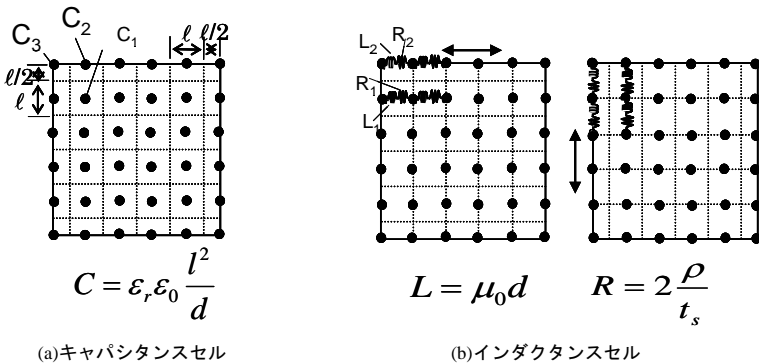


図 6.10 2次元等価回路モデルを求めるためのセル分割

高周波では表皮効果を考慮する必要があり、表皮深さ t_s がプレートの厚さより薄い場合に

は t の代りに t_s を用いる。セルの一边の長さ a は解析対象周波数における波長の約 1/10 以下とする必要がある。一边の長さを 10 mm, 誘電体の比誘電率 $\epsilon_r = 4.5$, 比透磁率 $\mu = 1$ とすると C, L の値はそれぞれ 3.9 pF, 1.26 nH である。 R 値は表皮効果のため, 周波数に依存して変化する。図 6・10 はキャパシタンスとインダクタンスと抵抗を求めるためのセル分割を示す。四辺上の各セルと角部のセルでは面積が内部セルのそれぞれ 1/2, 1/4 となるため, 容量値は 1/2, 1/4, インダクタンス値は 2 倍, 4 倍になる。

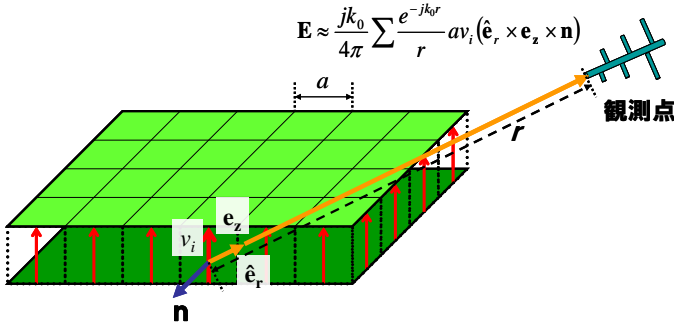


図 6・11 多層プリント基板電源供給系を放射源とする EMI の計算

本解析手法を用いて電源供給系を放射源とする EMI を解析することができる。この放射は電源, グラウンド両プレーンがパッチアンテナとして作用することによるもので, 図 6・11 に示すように, 基板端部に発生する電源・グラウンド間電圧から波源となる磁流を求め, グリーン関数を掛け合わせるにより, 任意の距離での放射電界を計算する⁴⁾。

以上のモデリング手法ではセルの一边の長さ a がプレーン間距離 d よりも大きいため, 各セル間の結合の影響を無視している。より厳密な解析を行うためには PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) 法⁵⁾などを用いて等価回路モデルを抽出する必要がある。

6-2-3 電磁界シミュレーション技術の応用

FDTD (Finite Difference Time Domain) や FEM (Finite Element Method), MOM (Method of Moment) に代表される電磁界シミュレーションは電磁界の振る舞いを記述した Maxwell の方程式を基本として, 空間や時間を離散化してコンピュータで計算する。そのため, 基板や機器筐体の内外などの 3 次元構造体そのものを直接解析することができるが, 解析精度を向上させるためには空間や時間を細かく分割しなければならず, CPU の占有時間やメモリなどの大きなコンピュータリソースを必要とする。しかしながら, 近年のコンピュータの性能の向上, 及び計算コストの低下には目覚ましいものがあり, 電磁界シミュレーションを用いた解析がアンテナや高周波回路の設計に多く用いられるようになってきている。

電磁ノイズの代表的な解析対象はプリント基板から放射される EMI である。しかしながら, プリント基板は非常に複雑であるため, 構造の詳細を電磁界シミュレーション用に直接モデル化する手法は適さず, EMI 発生メカニズムを的確に表現したモデルによる解析が必要となる。その一つとして最近, 注目されるのがコモンモード放射モデルである^{6), 7)}。例えば, 図 6・12 に示すようにコモンモード放射発生メカニズムとして, 発振器-LSI-信号配線で構

成された回路に流れる電流が、プリント基板のグラウンド面に共通モード電流を発生させ、この電流が高いレベルの EMI 放射の要因となることがある⁶⁾。

本モデルによる解析では、図 6・13 に示すように、同一の構成の回路が同じ形状のプリント基板に搭載された場合でも、その搭載位置や向きによって、EMI 放射特性が異なるメカニズムを明らかにすることができる。図において、(a)は解析を対象とするプリント回路基板のレイアウト図、(b)は解析モデル、(c)は基板近傍の電界強度の分布である。回路の配置と平行な方向に共通モード電流が誘起され、基板の両端で電界が強くなるような分布となることわかる。この結果は基板のグラウンドプレーンが等価的にダイポールアンテナとして作用することを示すのである。

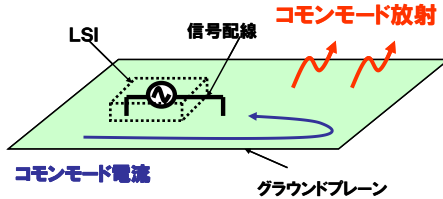
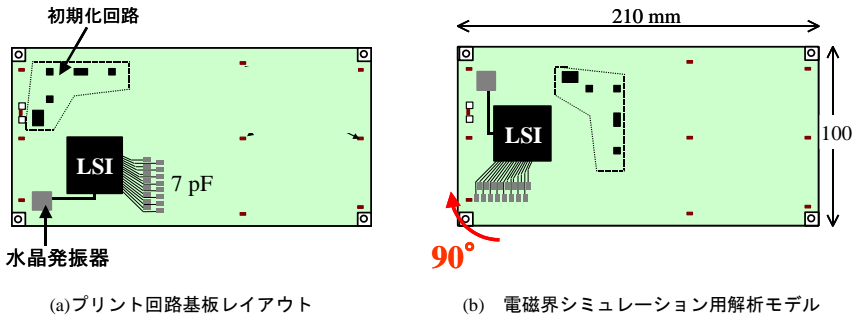


図 6・12 回路電流起因の共通モード電流発生メカニズム



(c) 基板近傍の電界分布

図 6・13 デジタル回路の配置と基板近傍の電界分布

また、基板グラウンド幅が異なるプリント基板では、**図 6・14** に示すように、その不連続点において等価的にコモンモード電圧が励起されるメカニズムが報告されている。このコモンモード電圧の大きさはグラウンドの形状に大きく依存するが、電磁界シミュレーションを用いて用意を求めることができる。このように、電磁界シミュレーションを用いることにより、これまで不明確であったコモンモード放射特性の予測を可能とし、EMI を考慮した設計手法の発展に大きく貢献することが期待されている。このモデルを筐体のレベルの実装フェーズに展開することにより、EMI 抑制を考慮した装置設計にまでその適用を拡大することが可能となる。

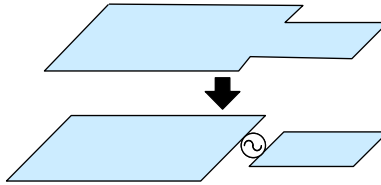


図 6・14 グラウンド形状の不連続に起因するコモンモード電圧発生メカニズム

前述のように電磁界シミュレーションは空間での電磁界の解析が可能であることから、精度の高い解析結果を得られる一方で、計算時間が長くなり、大きなコンピュータリソースを必要とするなどの課題がある。プリント回路基板の内部における物理的な現象は回路シミュレータによって解析できる場合が多く、回路シミュレータを用いて、基板内の回路動作解析により波源を解析し、そこで得られた波源を電磁界シミュレータに適用し、空間の電磁界を解く手法も提案されている⁸⁾。

これまで、電子機器の EMC は EMI やイミュニティなどの機器の内部と外部の電磁環境の結合がもたら議論されてきた。しかしながら、近年、実装密度の向上とともに狭い空間内に異なる機能の回路が集約されることによる、機器内部での電磁干渉の問題がクローズアップされてきている。その代表的なものに、モバイル機器における内部干渉がある。デジタル回路から発生した電磁ノイズが微弱な信号を扱う RF 系に干渉することにより、通信性能の劣化や機器の誤動作などの不具合が発生させる。この問題に関しては、結合のメカニズムや最適なシールド構造の検討が電磁界シミュレータを用いて積極的に行われているが⁹⁾、電磁干渉フリーな機器設計の手法を確立するためには電磁界と回路の結合のモデル化とその設計フローへの適用が課題となる。

■参考文献

- 1) T. Harada, H. Sasaki, Y. Kami, "Investigation on radiated emission characteristics of multilayer printed circuit boards," IEICE Trans. Commun., vol.E80-B, no.11, pp.1645-1651, 1997.
- 2) H. Sasaki, T. Harada, T. Kuriyama, "A new decoupling technique for suppressing radiated emissions arising from power bus resonance of multilayer PCBs," Proc. of 1999 Int. Symp. on EMC, EMC '99 Tokyo, 18PA105, pp.17-20, 1999.
- 3) K. Lee, and A. Bahber, "Modeling and Analysis of Multichip Module Power Supply Planes," IEEE Trans. on CPMT-Part B, vol. 18, no.4, pp.628-639, 1995.
- 4) 楠本 学, 原田高志, 和深 裕, "プリント配線板電源供給系からの EMI 解析モデル," エレクトロニクス実装学会学術講演会, 23B-15, 2006.

- 5) A. E. Ruehli, "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems," IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-22, no.3, pp.216-221, 1974.
- 6) 佐々木英樹, 原田高志, 栗山敏秀, "プリント回路基板からの不要電磁放射の信号配線レイアウト依存性," 電子情報通信学会論文誌, J90-B, no.11, pp.1124-1134, 2007.
- 7) 酒井陽平, 渡辺哲史, 豊田啓孝, 古賀隆治, 和田修己, "コモンモード電位分布に基づくプリント回路基板の等価アンテナモデル," 信学論, J90-B, no.11, pp.1126-1123, 2007.
- 8) K. Morishita
- 9) 深沢 徹, 牧野 滋, "携帯電話のアンテナと回路間のシールド設計," 第 16 回エレクトロニクス実装学会学術講演会, 18B-02, 2002.