

時間領域差分(FDTD)法による工場建屋内電磁環境のモデリング

正員 趙 孟佑* 非会員 大谷 洋平*
非会員 林 克一**

Modeling of Electromagnetic Environment Inside a Factory Building via Finite Difference Time Domain Method

Mengu Cho*, Member, Youhei Ohtani*, Non-member, Katsuichi Hayashi**, Non-member

Increased use of factory automation (FA) apparatus raises concern over electromagnetic interference among electronic devices at the industrial sites. The purpose of the present paper is to discuss modeling of electromagnetic environment inside a factory building via Finite Difference Time Domain (FDTD) method. The principal noise frequency radiated by an inverter-motor system in the building is between 1MHz and 10MHz. Three-dimensional simulation code is verified against measurement of magnetic field distribution inside a simulated building and a laboratory. Effect of wire reinforced concrete wall on the numerical modeling is discussed. As long as the noise source is far away from the wall, the reinforced concrete wall can be modeled as a simple metallic wall reflecting the electromagnetic wave of the frequencies between 1MHz and 10 MHz. When the noise source is embedded inside the wall, however, each reinforcing wire must be modeled.

キーワード : FDTD 法, 電磁界解析, 電磁ノイズ, スイッチング機器, EMC, 鉄筋コンクリート

Keywords : FDTD method, electromagnetic field analysis, electromagnetic noise, switching device, EMC, reinforced concrete

1. まえがき

工場内でのFA(Factory Automation)機器の使用が拡大・多用化すると共に、電子回路の高集積化、低電圧化が進むにつれて、電子機器の電磁ノイズによる誤作動が問題となっている。大電力モータを使用する産業現場においては、誤作動によるライン停止や不良品製造による経済的損失を抑える必要があり、効果的なノイズ対策が求められている。しかしながら、産業現場において実際にラインの稼働中にノイズ発生源を突き止めることは、経済上及び安全上の観点から難しい。活線に流れる伝導ノイズ電流の測定やアンテナによる放射ノイズの測定は、例え可能であっても、測定点は安全・保安上の問題から限られたものとなる。

本研究の目指すところは、数値解析による工場建屋内の電磁ノイズ環境(特に放射ノイズ環境)のマッピングツールを開発することにある。基本方針としては、

(1) 既知のノイズ発生源から出る放射ノイズの伝搬・分布を正確に再現できる数値解析コードの開発

(2) 限られた測定データから未知のノイズ発生源を特定する数値解析コードの開発

(3) 特定されたノイズ発生源が作り出す建屋内の未測定点での電磁環境の推定をできる数値解析コードの開発の順に開発を進めていく。このうち(1)と(3)は既知の放射源から電磁界分布を求める順問題であり、同じ計算手法となる。本研究では(1)と(3)の部分に時間領域差分法(Finite Difference Time Domain, 以下FDTD法)⁽¹⁾⁽²⁾を適用する。(2)は逆問題であり、何らかの最適化手法が必要となる。電磁ノイズのマッピングをこのような数値解析で行う利点は、実際に稼働中の工場内の限られた場所にアンテナを立ててノイズ測定をするだけで発生源を特定できること、及び一旦ノイズ源を特定すれば機器配置換えや遮蔽等の対策の効果を速やかに検討可能であることにある。電磁環境のマッピングツールの開発にあたっては、様々な課題があるが、本稿では順問題の(1),(3)に相当するFDTD法の開発を行った結果について報告する。電磁界解析手法としてFDTD法自体は既に新しい手法ではないが、本稿では工場建屋内の電磁環境をFDTD法によってモデリングする際の課題を検討することを主眼としている。

本稿の2章では、計算コードの開発に入る前に、計算対象の周波数帯域を特定するために行った実験結果について報告する。本研究で対象とするのは大電力モータ等で駆動

* 九州工業大学
〒804-8550 北九州市戸畑区仙水 1-1
Kyushu Institute of Technology
1-1 Sensui, Tobata-ku, Kitakyushu 804-8550
** ナスコ(株)
〒206-0025 多摩市永山 6-17-8
NUSCO Co., Ltd.
6-17-8 Nagayama, Tama 206-0025

される機器が多く存在する産業現場であり、伝導・放射ノイズの主要因はインバータと交流電動機から構成されるシステムでのスイッチングに起因して発生するノイズであると考えられる。インバータ-モータ系でのノイズ電流については、過去に小笠原ら⁽³⁾⁽⁴⁾の研究において、インバータのスイッチングに起因したインバータ出力のステップ変化がモータ駆動電流に伝導ノイズとして重畳され、モータ巻き線と接地間の浮遊容量を介してコモンモードノイズ電流として流れることが発生要因であると報告されている。本稿では、実際に出力 200W の小型のインバータとモータを実験対象として、電流プローブによって各部を流れるノイズ電流を計測すると共に放射磁界を計測することで主要な周波数帯域を明らかにする。

3章においては計算コードの検証実験について述べる。白川⁽⁵⁾等はアンテナ理論に基づいたモーメント法によってインバータ・モータ駆動系からの放射電磁界を計算したが、本研究では矩形グリッドという制約はあるもののモデル化が容易な FDTD 法⁽¹⁾⁽²⁾を用いて放射電磁界の計算を行う。本研究では建屋内の電磁環境を対象としており、建屋の中に放射源があったときに、その内部の電磁界分布がどのようになっているかを調べる。そこで PML(Perfectly Matched Layer)境界⁽¹⁾を外側に配して建屋を模擬した物体を計算領域内に配した 3次元の FDTD コードを製作した。また、建屋を縮小して模擬した金属製の箱(以降、模擬建物と呼ぶ)を製作しその中に放射ループアンテナを置いて内外の電磁界分布を測定した。放射電磁波としては、その波長と模擬建物の大きさの相対比が実際のノイズ波長と建屋の大きさの相対比に合致するようにした。そのようにした上で、電磁界分布の測定結果と計算結果を比較することで FDTD コードが正確に電磁界分布を計算できているかを検証した。

4章においては、2章で用いたインバータ・モータシステムから実際に放射される磁界分布のシミュレーション結果と実測値を比較した結果について述べる。

5章においては建屋をモデル化する際に、外壁をどのようにモデル化すべきかについて調べた結果について述べる。コンクリートの導電率は水分含有率等の違いによりケースバイケースで異なるが、参考文献(6)では、導電率 σ が $2.3 \times 10^{-3} \text{ S/m}$ の半導体として取り扱っている。本稿でも半導体として取り扱った時に建屋内の電磁環境にどのような影響を与えるかについて検討する。また、実際には鉄筋が壁に入っている場合が殆どであるが、格子状に交差した金属筋で建屋が覆われた時、それが完全遮蔽の金属壁と同様に扱うことができるかどうかについて検討する。

最後に 6章においては本論文の結論と今後の課題について述べる。

2. 周波数帯域

研究対象とする周波数帯域を特定するために、200W のインバータ駆動交流モータを用いてシステム各部の電流を計測した。図 1 に使用したインバータ駆動交流モータシステ

ムの写真と電流の測定点を示す

市販の三相 AC サーボモータを対象として測定をおこなった。システム全体はインバータ駆動用 24VDC 電源からの接地線(図 1 の測定点 1)を介して一点接地されている。測定ではインバータ出力の UVW 各相と接地間の電圧を高電圧プローブ(Sony Tektronix P5100)で計測し、電流プローブ(Sony Tektronix P6022)でシステム内の各場所の電流を計測した。高電圧プローブ 3 本と電流プローブ 1 本は 4チャンネルデジタルオシロスコープ(Sony Tektronix TDS224)につないである。オシロスコープのトリガは、モータを 1000rpm で無負荷で回転させながらインバータの UVW3 相の出力が同時に ON 状態になったときの W 相の立ち上がりでかけた。測定の結果接地線に流れる電流が最も大きく図 2 のような波形が得られた。

また、同様の波形が測定点 5 のモータへの動力線とモータの接地線にも流れるが、両者が撚り線構造となっていて打ち消しあっている。また、測定点 3 のインバータとブレ

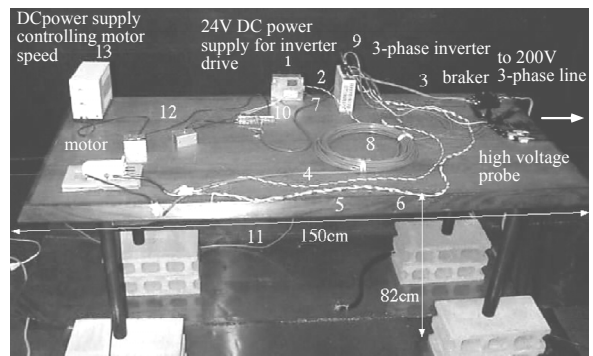


図 1 電流計測に用いたインバータ駆動交流モータシステムの写真(数字は電流の測定場所を表す)
Fig. 1. Photograph of inverter-motor system used for current measurement (numbers denote the position of measurement).

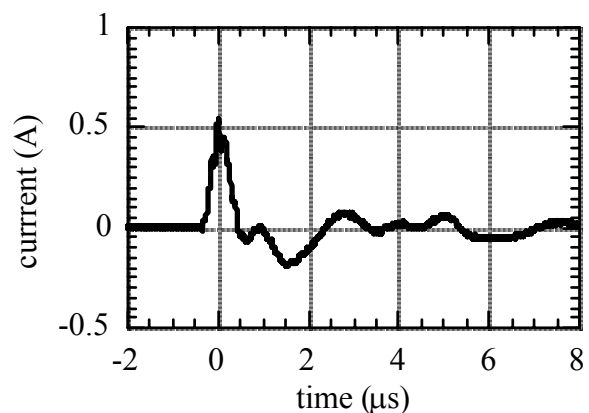


図 2 インバータの三相出力が全て ON となったときに接地線に流れる電流波形
Fig. 2. Current waveform flowing the ground line when all the three phase outputs of the inverter are turned on.

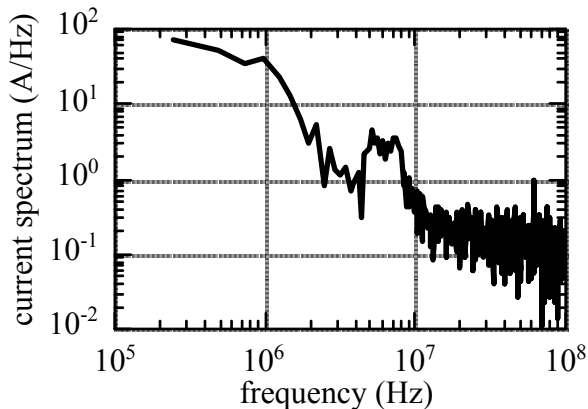


図3 図2の電流波形のフーリエスペクトラム
Fig. 3. Fourier spectrum of current waveform shown in Fig.2.

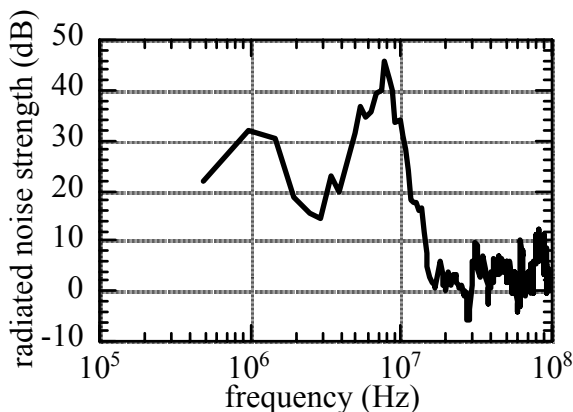


図4 図1のインバータモータシステムから放射される磁界強度（背景磁界との比をとった dB 表示）
Fig. 4. Magnetic field strength radiated by the inverter-motor system shown in Fig.1 (shown in dB normalized by the background magnetic field).

一か間の電源線にもピーク値は図2の1/3程度であるが、同様の電流が流れている。これらの測定結果から、文献(3)、(4)で指摘されているように、インバータがスイッチングを行うとモータ巻き線とモータフレーム間の浮遊容量を介してLCR直列回路にステップ電圧をかけたようなノイズ電流が流れ、コモンモード電流となってシステム外に流出し、電源線を介して他の機器にも伝導ノイズとして伝わる。このようなノイズ電流成分が、長い経路を伝わって伝搬する間に、線路がアンテナとして働き放射ノイズを作り出す。

図3に図2の電流波形をフーリエ変換したものを示す。4MHzから8MHz付近にピークが見られる。図1に示したシステムからの放射磁界を計測した結果を図4に示す。測定点は図1の机の前縁から0.3m手前で高さ1mの点である。測定は電磁シールドなどを施していない普通の実験室で行っているため、モータの非動作時の磁界強度を背景磁界と

する。これに対して何倍磁界強度が上昇したかを示している。縦軸は $20\log_{10}(H/H_0)$ であり、 H_0 はモータを動かさない時の背景磁界強度である。測定には直径15cmの自作のループアンテナを用い、アンテナの電圧出力をデジタルオシロスコープ(Sony Tektronix TDS380P)につないで計測した。測定された時間波形にフーリエ変換を施してスペクトラムを算出している。

図4にあるように、電流スペクトラムの強さに応じて、10MHz以下のところで強い磁界放射がある。尚、出力が7.5kWの大型のACサーボモータにおいても同様の測定を行ったが、同じく10MHz以下のところに強い放射が見られた。このようなことから、本研究で対象とする周波数帯域を放射ノイズの主成分である1MHzから10MHzに設定した。

3. 計算コードの検証

FDTD法を用いた計算コードを検証するうえで、実際の建屋を対象とした計算を行っても良いが、それよりは散乱物体等の少ないできるだけ簡単な計算対象で、且つ実験室内の机上で検証実験を行えるものが望ましい。そこで、波長と建屋長さの比を現実と同じに保ったまま、全体の大きさを机の上ののるくらいにまで縮小した模擬建物を製作した。その内外での磁界強度分布を測定して、計算結果の検証を行う。前章で述べたように、解析対象の周波数帯域が1MHzから10MHzであるので、工場建屋の一辺の代表的長さ L を10mから100mとすると、波長 λ と建屋長さ L の比 L/λ は0.03から3程度である。机の上ののる大きさとして一辺0.6mの模擬建物を考えることとし、波長が20mから0.2m程度の電磁波を考えれば、比 L/λ を実際と合わせることができる。

図5に検証に用いた計算領域を示す。一辺0.015mの立方体グリッドで $0.75\text{m} \times 0.75\text{m} \times 1.815\text{m}$ の大きさの空間を $50 \times 50 \times 121$ のグリッドに分割する。前後左右及び上方の境界では吸収境界条件として7グリッドのPML(Perfectly Matched Layer)層⁽¹⁾を配置した。よって、総グリッド数は $64 \times 64 \times 128$ である。PML層内では導電率が0から 0.00265S/m まで直線的に変化するように設定した。PML層内の導電率の最大値や厚みは試行錯誤の結果、最も反射波による誤差が小さくなるように選んだ。

下方の境界は完全導体を想定して、反射境界としている。領域の中心には1辺0.09mの矩形のループアンテナを配し、下辺の中央に給電点を持っている。ループアンテナを取り囲むように、一辺0.6mの立方体の模擬建物を配している。模擬建物の+y方向の壁には $0.3\text{m} \times 0.3\text{m}$ の窓を空けている。模擬建物の壁はアルミニウム(導電率 $\sigma = 3.5 \times 10^7\text{S/m}$)を仮定し、壁は窓のない面は1グリッド分、ある面は2グリッド分の厚みをもっている。

FDTD法は以下の二つのMaxwell方程式を差分により解くものであり、差分方法は文献(1)に詳述されているYeeアルゴリズムを使っている。

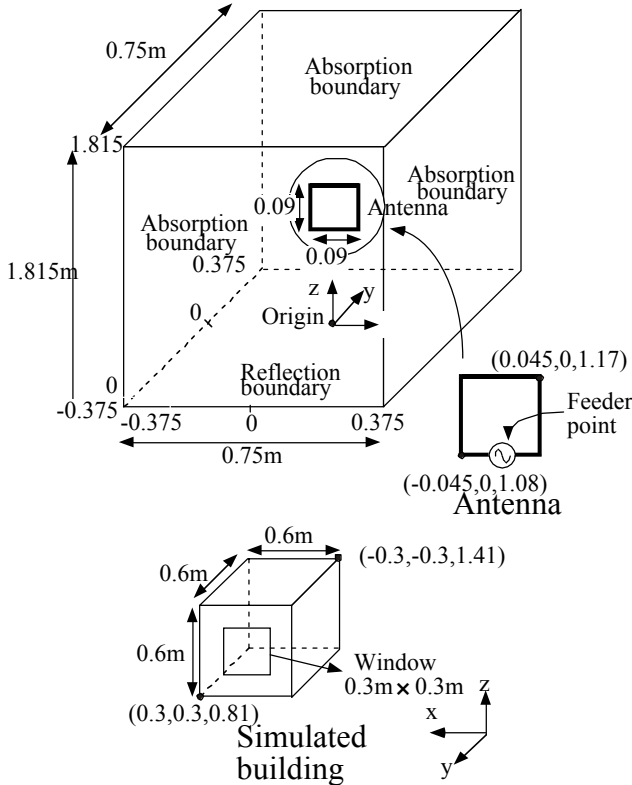


図5 計算コードの検証のための計算領域 (PML層を除く)
 Fig. 5. Computational domain used for verification of numerical code (excluding PML layer).

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{\sigma}{\epsilon} \vec{E} - \frac{1}{\epsilon} \vec{j} + \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \quad (2)$$

放射ノイズ源がおかれたグリッド辺では電流密度 j が定義され、それ以外の箇所では電流密度はゼロである。また金属などの散乱物体の置かれたグリッド辺では導電率 σ が定義され、それ以外の箇所では PML 層を除いて導電率はゼロである。

このような計算領域に対応させた模擬建物を製作した。その写真を図6に示す。模擬建物は、一辺 0.6m の立方体で、0.5mm 厚のアルミ板を用いている。但し、窓のある面だけは、計算と一致させるために 2 枚のアルミ板を組み合わせて、中空構造として 0.03m の厚さになるようにしている。壁と壁の隙間はアルミ製の導電性テープで目貼りをしている。内部には一辺 0.09m の矩形ループアンテナを置き、同軸ケーブルの先端に取り付けた。同軸ケーブルからの分岐点(給電点)は計算と同じように、アンテナの下辺にとってある。壁面にとりつけた BNC 端子を介して外部から同軸ケーブルでループアンテナに電流を流した。模擬建物は銅板を敷き詰めた床面から高さ 0.8m の木製テーブルに置かれている。

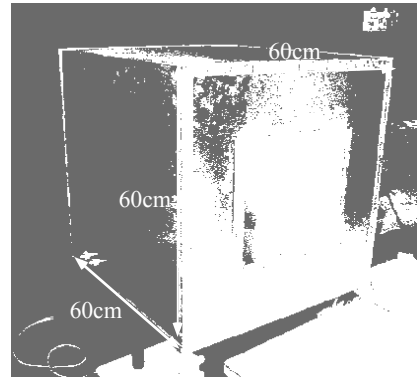


図6 検証実験に使用した模擬建物の写真
 Fig. 6. Photograph of simulated building used for experiment.

図7に計算結果と実験結果の比較を示す。周波数が 10MHz と 1280MHz の場合について比較した。各々、波長と建屋長さの比 L/λ が 0.02 と 2.56 となり、先に述べた範囲の上限・下限にほぼ相当する。計算は領域内の磁界分布が定常になるまで行った。10MHz の時は 6 周期分(600ns)、1280MHz の時は 60 周期分(46.8ns)である。発振アンテナが y 方向を向いており、一般的に y 方向磁界が最も強くなる。そこで測定点での磁界の y 方向成分をフーリエ変換して、10MHz 及び 1280MHz の強度を計算した。実験では手製の直径 0.015m のループアンテナを y 方向に向け、出力をスペクトラムアナライザ(アンリツ M2661A)で計測した。尚、1280MHz という値を選んだのは、発振器に市販のアマチュア無線器を選んだためである。10MHz はファンクションジェネレータ(Sony Tektronix AFG310)を使って正弦波電流を流した。スペクトラムアナライザの出力が dB 表示のため、計算・実験共に、アンテナの中心点での値を基準とする dB 表示で比較する。

10MHz の場合、 y 方向に関しては実験と計算がよく一致している。 x 方向に関しては 0.04m 付近を除いてはよく一致している。正方形ループアンテナの一边が 0.09m であるため、 $x=0.045m$ にアンテナが存在する。計算において 0.4m 付近でピークが出ているのはそのためである。また計算結果はアンテナを含んだ面($y=0$)において x 方向に y 方向磁界強度をプロットしているが、実験においては、アンテナ同士がぶつかるため、測定アンテナを厳密に $y=0$ におくことはできず、発振アンテナ付近では y 方向に若干ずれたところを測定している。計算と実験の差が生じているのはこのためである。測定アンテナを $y=0$ の面におくのが容易な $x \geq 0.1m$ のところでは、実験と計算がよくあっている。

1280MHz の場合、波長が模擬建物よりも小さいために、定在波が発生し、 $y=0.11m$ と $x=0.23m$ のところに節がある。測定結果は若干の減少を示すものの、計算程には落ち込んでいない。これは受信アンテナの大きさが直径 0.015m であるために空間分解能が悪く、計算で現れるような鋭い変化を捉えきれないためである。そのことを考慮した上で、図7

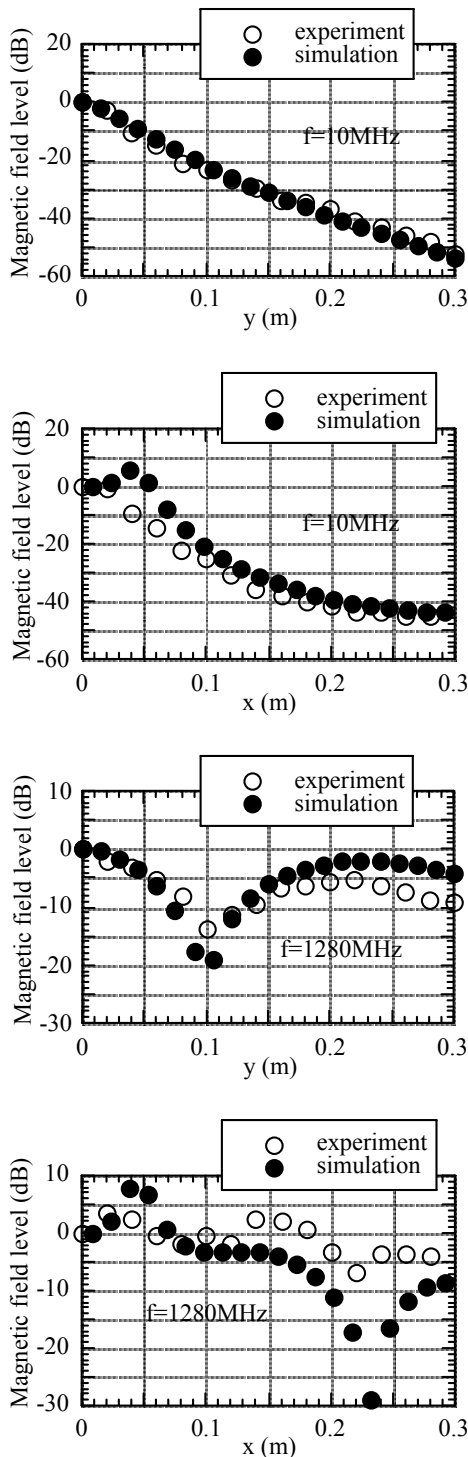


図7 計算結果と模擬建物での測定結果の比較 (アンテナ中心を通る x, y 平面内で x, y 軸方向にスキャンした y 方向磁界強度を示す)

Fig. 7. Comparison between simulation and the experiment (magnetic field strength in y direction scanned in x and y directions on the x - y plane including the center of antenna is shown).

を見ると、計算が定在波の節の位置をよく再現し、それ以外の場所も概ね測定と一致している。このような比較から

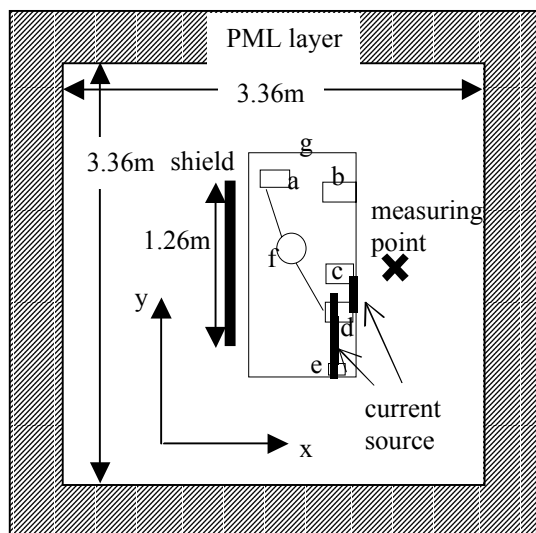
本研究で作成した3次元のFDTDコードが、電磁波発生源と散乱物体さえ正確にモデル化すれば、順問題を解いて空間内の電磁界分布を正しく計算できることを確認した。

4. インバータ・モータ系からの放射電磁界のシミュレーション

次に、実際のインバータ・モータ系から放射される磁界についてFDTD法を用いてシミュレーションを行って実測値と比較した結果について述べる。シミュレーションモデルを図8に示す。対象としたインバータ駆動交流モータは図1に示したものと同一であるが、設置状況は若干異なっており、計算モデルはそれに合わせている。また図8中に示したシールドとはスチール製の衝立 ($0.06 \times 1.25 \times 0.84\text{m}$) を使用したものであり、手近に散乱物体があったときの様子を見られるように設置してある。計算は総グリッド数 $70 \times 70 \times 45$ の領域で行い、 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.06\text{m}$ のグリッド幅とした。境界条件としては $z=0$ は完全導体を仮定し、 $\pm x, \pm y, \pm z$ 方向の境界には7グリッドの厚みのPML層を配置した。シールド材の導電率としては $1.3 \times 10^6\text{S/m}$ を仮定している。シールド以外には領域中に導電体はなく、完全導体の床の上の開放空間になっている。

2章で特定したコモンモードノイズ電流経路を放射源とした。具体的には24VDC電源からの接地線、24VDC電源とインバータの間の接地線、机上のブレーカとインバータ間の3相電源線、ブレーカから床までの3相電源線である。これらの線は実験においても、わざと直線状になるように配線しており、矩形グリッドでのモデル化が容易になるようにしてある。インバータとモータ間の接地線にも電流は流れるが、モータ動力線の電流と打ち消しあっているため、放射源としては無視した。概形として、高さ 0.84m 、幅 0.78m の矩形電流源を仮定した。その電流経路を図2に示したような電流が流れていると仮定して、放射される電磁界をFDTD法で計算した。シミュレーションで使用した電流波形は厳密には図2とは別のものであるが、実際に各放射線路上で電流プローブ (Sony Tektronix P5100) により測定した波形を用いている。図8で電流経路が途中で途切れている箇所があるのは、そこに機器 (インバータとブレーカ) があるためである。電流を計測すると同時に図8中に示した測定点 (床からの高さ 1.08m 、机前縁からの距離 0.36m) にて磁界を計測した。磁界測定は自作のループアンテナをオシロスコープ (Sony Tektronix TDS380P) につないで行い、電流プローブの出力でトリガをかけた。

シミュレーション及び実測結果を図9に示す。3章では放射源として検証の容易な矩形ループアンテナを用いて単一周波数の電流を流したが、今の場合には実際のノイズ電流波形を使っているため、多くの周波数が混ざり合っている。実測値との比較は概ね良好であり、ノイズ放射源となっている電流経路とそこを流れる電流波形さえ特定すれば、周辺の電磁界分布をFDTD法にて再現可能であることがわかる。またインバータ・モータ系のようにノイズ電流が繰り返



- a: motor
- b: DC power supply controlling motor speed
- c: 24V DC power supply for inverter drive
- d: 3-phase inverter
- e: breaker
- f: motor power line
- g: desk

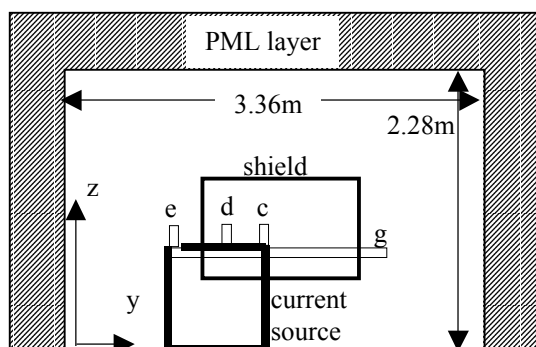
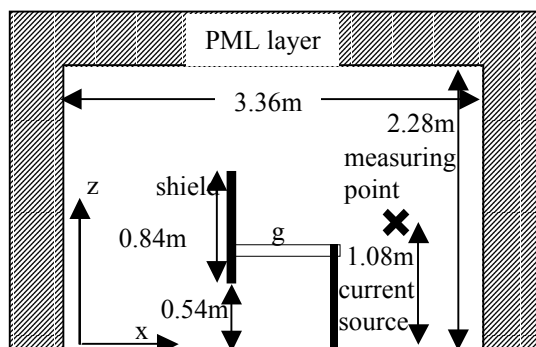


図8 インバータ・モータシステムからの放射電磁界のシミュレーションのための計算領域

Fig. 8. Computational domain to simulate electromagnetic radiation from an inverter-motor system.

返しのパルスであっても、時間領域で放射ノイズの伝搬を再現することが可能である。このように、建屋内の電磁界分布は、放射源が既知である順問題である限り、数値解法により求めることができる。しかしながら、図9にあるように、実測値と計算値の間には未だ若干のずれがある。こ

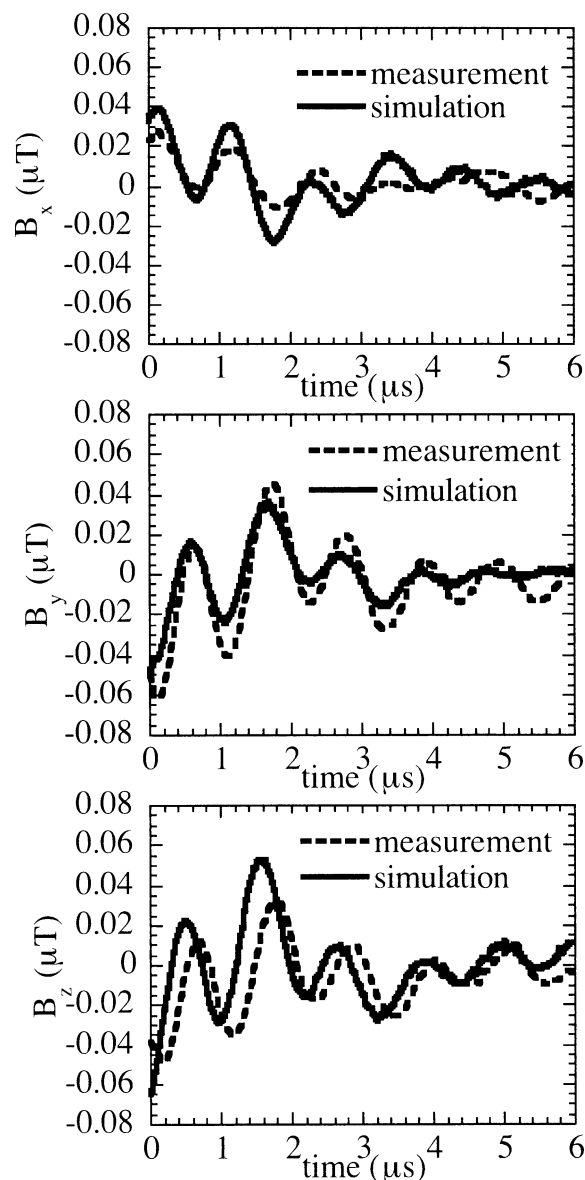


図9 インバータ・モータシステムからの放射電磁界のシミュレーション結果と実測結果

Fig. 9. Results of simulation and measurement of electromagnetic radiation from an inverter-motor system.

れは、実験をその他の機器（電磁波散乱物体）も存在する鉄筋コンクリート製の普通の建屋で行ったのに対し、シミュレーションを直近の散乱体だけを考慮した非常に単純なモデルで行ったためであると考えられる。次章以降では建屋内の電磁環境をモデリングする際の課題について述べていくことにする。

5. 建屋内の電磁環境のモデリング

この章では、工場建屋内の電磁環境をモデル化するうえで、外部境界である壁や窓をどこまで考慮する必要があるかを考える。まず、3章で解析した模擬建物のアルミ板をコンクリート壁に変えた場合の結果を図10に示す。図の左側が壁材の導電率を $\sigma = 2.3 \times 10^{-3} \text{ S/m}$ にした場合で、右側が壁

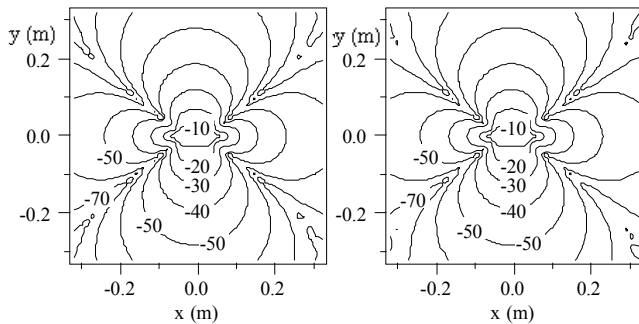


図10 図5の模擬建物の壁を導電率 $\sigma=2.3 \times 10^{-3} \text{S/m}$ のコンクリートで置き換えた時(左)と模擬建物の壁を取り払った時(右)の模擬建物内のy方向磁界強度の分布(アンテナの中心を通るxy平面($z=1.125$)での分布を示す。等高線はdB表示で、平面内の最大値を基準としている)

Fig. 10. Distribution of magnetic field strength in y direction : Left; wall of the simulated building in Fig.5 is replaced by concrete wall with conductivity, $\sigma=2.3 \times 10^{-3} \text{S/m}$: Right ; wall is removed (distribution on x-y plane with the antenna center ($z=1.125$ m) is shown. the contour line is in dB normalised by the maximum value on the plane).

を全く置かない場合である。発振源の周波数は100MHzである。図を比較すると、両者に違いは殆どなく、建物内部では最大でも4dB、平均では0.28dBしか差がない。導電率 σ を $2.3 \times 10^{-3} \text{S/m}$ としたときに、壁の表皮深さは $\delta = \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$ より1MHzで約10m、10MHzで約3mであり、厚さ10cm程度のコンクリート壁には殆どシールド効果はなく、電磁波は貫通する。

しかしコンクリート壁中に鉄筋が入ると、鉄筋の間隔と波長によっては鉄筋が完全導体面と同様の振るまいをすることがある。このような問題において考慮すべき長さの次元を持ったパラメータとしては、表1に示すように建屋の長さ、波長、鉄筋の太さ、鉄筋の間隔、発振源の長さ、発振源と壁との距離等、多岐にわたり、波長で無次元化したとしても、最低5つの無次元パラメータの組合せとなる。

FDTD法を用いると、ある波長の正弦波をモデルするのに、一波長内にグリッドが最低でも4個は必要である。そのため鉄筋の太さのように非常に小さなパラメータを模擬しなければならない時は、グリッド幅は必然的に小さなものとなり、例えば表1の鉄筋太さの下限($d_w/\lambda=3 \times 10^{-5}$)と発振源長さの上限($L_a/\lambda=30$)を単一のグリッド幅を用いて両立させるような計算は、現在のコンピュータのメモリ容量では不可能に近い。しかしながら、無次元化パラメータの中間領域をとるような計算は単一グリッド幅を用いても実行可能である。図11に例として行った計算モデルを示す。計算領域は1グリッドの長さを0.03mとして $6.54\text{m} \times 6.54\text{m} \times 1.47\text{m}$ である。建屋の大きさは $6\text{m} \times 6\text{m} \times 1.2\text{m}$ とし、建屋の床面は導体面とし、壁及び天井に0.3m間隔で金属筋を配置した。

表1 工場建屋内電磁環境をモデル化するための長さに関するパラメータ

Table 1. List of parameters with the dimension of length necessary to model the electromagnetic environment inside a factory building.

parameters	Symbol	range(m)	range of parameters non-dimensionalized by wave length
wavelength	λ	30~300	1
length of building	L	10~100	0.03~3
thickness of wire	d_w	0.01~0.10	$3 \times 10^{-5} \sim 3 \times 10^{-3}$
gap between wires	L_w	0.1~1	$3 \times 10^{-4} \sim 0.03$
length of source	L_a	0.1~1000	$3 \times 10^{-4} \sim 30$
Source-wall distance	d_a	0.1~100	$3 \times 10^{-4} \sim 3$

金属筋は断面が $0.03\text{m} \times 0.03\text{m}$ の矩形棒であり、床面と金属筋の導電率は $6.5 \times 10^7 \text{S/m}$ とした。この建屋の中に中心部に一辺0.9mの正方形のループアンテナを図5と同様にy軸に面して置き、10MHzの正弦波電流を $x=y=0$, $z=0.15\text{m}$ の座標を給電点として流した。図11では建屋の壁と天井にある金属筋の位置を示している。これは所謂ファラデーケージと同様のものであり、波長が格子間隔よりも長ければ電磁界を通さないのは周知の事実であるが、本稿では電磁界の透過ではなく、建屋内部での反射パターンの違いについて調べている。

計算は時間刻み幅 $\Delta t=0.01\text{ns}$ で60,000ステップ(即ち600ns)行い、メモリ容量は4GBで、ベクトルスーパーコンピュータを用いてベクトル化率93%で約2時間であった。並列化はしておらずCPUは一個のみを使用した。この計算は、数百万円のデスクトップワークステーションを使ったとしてもメモリさえ大量に積んでいれば何とか数日で実行可能な範囲である。これよりも大きくなって、 $60\text{m} \times 60\text{m} \times 12\text{m}$ 規模の大型の建屋を0.03mのグリッドで区切ろうとするとテラバイトクラスのメモリ容量を必要とし、現状では不可能である。しかし、これから述べるように、格子状の鉄筋を単純な導体面で置き換えることが可能であれば、グリッドを鉄筋の太さ程度まで細かくする必要はなく、現在のワークステーションクラスのコンピュータでも十分に解析は可能になる。

図11に示した建屋内での10MHzの電磁界の分布と、建屋の壁及び天井を導体で置き換えて完全遮蔽としたときの電磁界の分布を比較した。図12に $x=0$, $y=0.6\text{m}$, $z=0.6\text{m}$ でのy方向磁界成分の時間変化を示す。

図12は上段が金属筋の時の磁界 H_{wire} で、下段が壁面を全て金属面として完全遮蔽とした時の磁界 H_{ps} である。どちらも発振周波数である10MHzでの振動を見せているが、金属面壁の場合は高周波成分が重畳されたようになっている。FDTD法においては、時間的にも差分を取っている関係上、完全な単一周波数の正弦波を作ることはできず、各時間ス

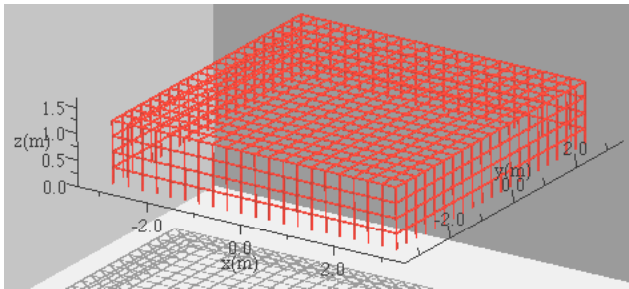


図 11 6m×6m×1.2m の建屋を太さ 0.03m の金属筋を 0.3m 間隔で入れた壁で覆った建屋の計算モデル
 Fig. 11. Computational model of 6m×6m×1.2m building with wall which has wires of 0.03m thickness at 0.3m interval.

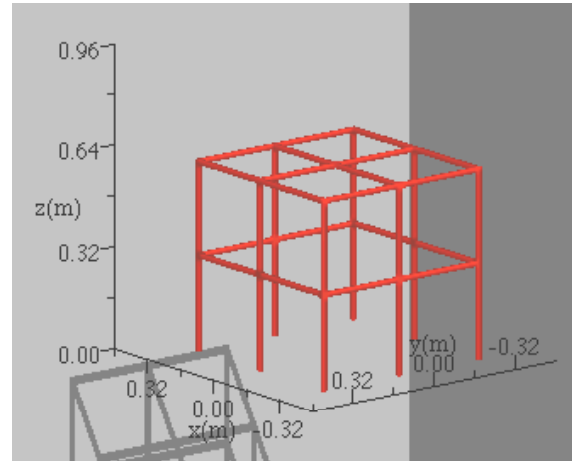


図 13 波長と金属筋の間隔の関係を調べるために用いた模擬建物の計算モデル

Fig. 13. Computational model of simulated building used to study the relationship between wavelength and the gap of wires.

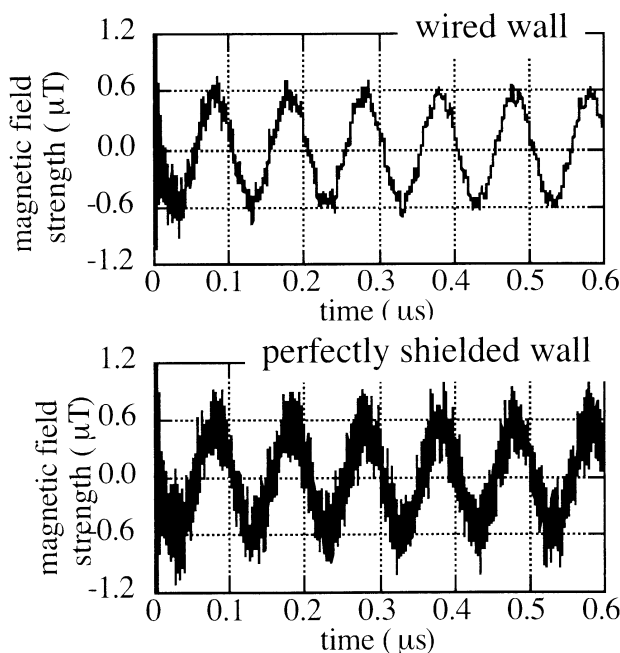


図 12 図 11 に示した計算領域中での $x=0, y=0.6m, z=0.6m$ での y 方向磁界の時間変化 (上), 図 11 と同じ大きさの建屋を金属壁で覆って完全遮蔽した時の同じ場所での y 方向磁界の時間変化 (下)

Fig. 12. Temporal variation of magnetic field in y direction at $x=0, y=0.6, z=0.6m$ in the computational domain shown in Fig.11 (top), temporal variation of magnetic field in y direction at the same position when the building is covered by simple metallic walls (bottom).

テップ毎に変化する階段波のようなものになる。そのため、電磁界には高周波成分が含まれることになる。金属筋入りの場合、高周波成分は金属筋壁の隙間から外部に抜けていき、金属筋が高域通過フィルターとして働いて、内部の電磁界は図 12 の上にあるように滑らかな低周波振動だけが残る。一方金属面で完全密閉すると高周波成分は建屋の外に逃れられず、図 12 の下のように主周波数に重畳された形を

とる。実際の測定においては、スペクトラムアナライザを用いて各周波数成分毎の強度を見ることが多いので、今のように 1MHz~10MHz 成分だけを注目するのであれば、その部分の強度は壁面が完全遮蔽の金属面であろうが、鉄筋コンクリートであろうが、大差はない。

どれくらいの波長まで鉄筋コンクリートを金属壁で置き換え可能かを調べるために、図 13 のような計算領域において波長を 0.15m から 30m まで変化させて、内部の電磁界分布が壁を金属面で置き換えたときとどれくらい違ってくるかを調べた。計算領域はグリッド幅を 0.015m として、 $50 \times 50 \times 57$ の計算領域(PML 層を除く)で行い、 $\pm x, \pm y, +z$ 方向には 7 グリッドの PML 層を付加している。 $z=0$ は完全導体を仮定し、太さ 0.015m の金属筋 (導電率 $\sigma = 6.5 \times 10^7 S/m$) を 0.3m 間隔で配置して一辺 0.6m の模擬建物を構成している。模擬建物の下面($z=0$)は完全導体面である。発振源は図 5 と同様に y 軸方向を向いて模擬建物中央に置き、給電点を $x=y=0, z=0.255m$ においた 1 辺 0.09m の正方形のループアンテナとしている。ループアンテナに 10MHz から 2GHz の正弦波電流を最低でも 6 周期以上流した。模擬建物内の計算格子点を 0.06m 毎にとった 225 点での磁界の 3 成分を記録した。計算終了後、225 点で記録された磁界の時間波形を、フーリエ変換し、発振周波数成分の振幅を求めた。各周波数において、模擬建物が図 13 に示すような金属筋と完全導体の床で構成されている場合と、金属筋の代わりに金属壁 (導電率 $\sigma = 6.5 \times 10^7 S/m$) で覆われている場合の 2 通りを計算し、225 点での磁界の振幅を比較した。振幅はそれぞれの場合の建物内の最大値 H_{max} を基準とした dB 表示 $20 \log_{10}(H/H_{max})$ で表す。

図 14 に周波数 100MHz の時の xy 平面での y 方向磁界分布を示すが、両者がよく一致しているのがわかる。図 14 の左側から右側を引いて絶対値をとると、図 15 になる。これ

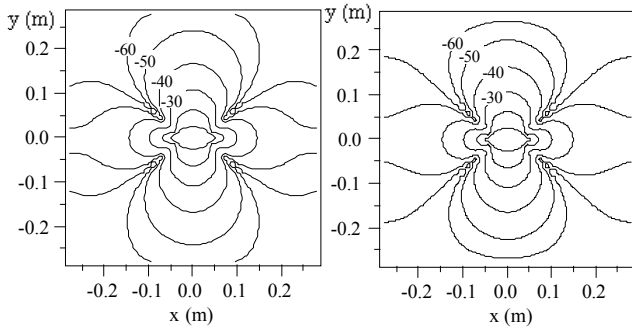


図 14 模擬建物内 $z = 0.3\text{m}$ の xy 平面内の 100MHz の y 方向磁界の強度分布 (最大値を基準とした dB 表示で表し、 10dB 毎の等高線を示す。発振源の位置は $y=0$ 。左; 壁を図 13 のような金属筋とした時, 右; 壁を金属面とした時)

Fig. 14. Distribution of y direction magnetic field on x - y plane at $z=0.3\text{m}$ inside the simulated building (contour lines are in every dB normalised by the maximum value. Left; metallic wire wall like Fig. 13. Right; simple metallic wall).

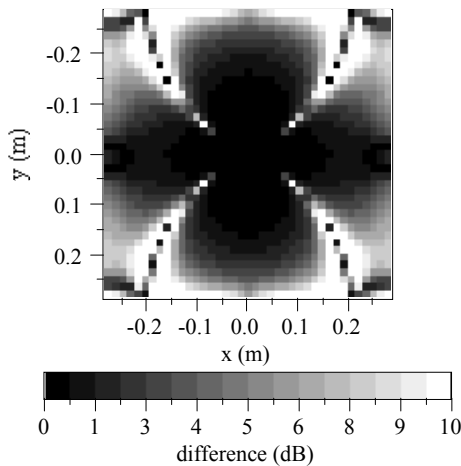


図 15 図 14 の左右の差の絶対値の分布

Fig. 15. Distribution of absolute value of difference between the left and right figures in Fig.14.

より, 壁を金属面としても金属筋としても殆どの場合差は数 dB 以内であることがわかる。元々の磁界が小さなところでは比較的大きな差が生じているが, 実際の測定でもノイズ源からの磁界が弱いと背景磁界に埋もれてしまうので, 磁界の弱いところのずれは無視できると思われる。

磁界波形を記録した 225 点において, 各点の磁界強度と, 金属筋と金属壁の差をプロットしたものを図 16 に示す。図 16 から, 両者の差が $\pm 1\text{dB}$ 以上に広がるのはその点の磁界強度が 40dB 程低下してからであるのがわかり, 発振源の近傍の磁界の強いところでは殆ど差がないことがわかる。

波長が短くなると電磁界が金属筋の隙間を通り抜けていくので, 両者の差が無視できなくなる領域が広がり, 発振源近くの磁界の強いところでも相当のずれが見られる。図 17 に波長を横軸にして, 縦軸に, 金属壁と金属筋で $\pm 1\text{dB}$

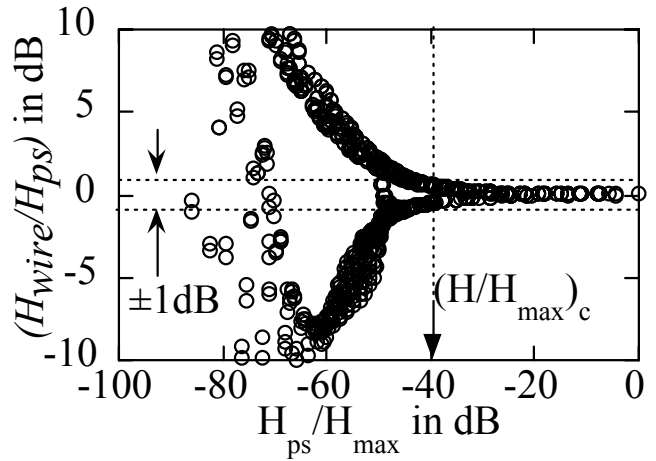


図 16 模擬建物内の空間の 225 点における y 方向磁界強度と壁を金属筋と金属壁にしたときの差 (横軸は金属壁の時の磁界強度を示す, 周波数は 100MHz)

Fig. 16. Difference of y direction magnetic field strength at 225 points inside simulated building between the cases of wired wall and shielding wall (the horizontal axis is the magnetic field strength for the case of shielding wall, the frequency is 100MHz).

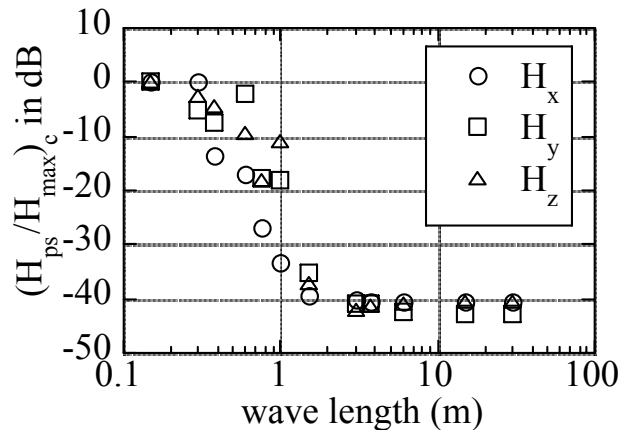


図 17 各波長における, 金属筋と金属壁による模擬建物内の磁界強度の差が $\pm 1\text{dB}$ を超える点の磁界強度 $(H_{ps}/H_{max})_c$ (その定義は図 16 に示されている)

Fig. 17. Magnetic field strength, $(H_{ps}/H_{max})_c$, where the difference between the wired and shielding walls exceeds $\pm 1\text{dB}$ difference at various wavelength (the definition of horizontal axis is shown in Fig.16).

を超える差がでず磁界強度 $(H_{ps}/H_{max})_c$ をプロットする。図より, 金属筋の間隔 0.3m の 4 倍 (1.2m) 程度の波長からずれが無視できなくなり, 金属筋間隔と同程度にまで波長が短くなると模擬建物内の磁界分布は全く異なったものとなる。反対に本研究で対象とするような 30m 超の長波長では壁中の網目上の金属筋をただの金属板で置き換えても模擬建物内の電磁界分布に影響を与えないことがわかる。

鉄筋入り壁の単純金属壁による置き換えは, 発振源が壁

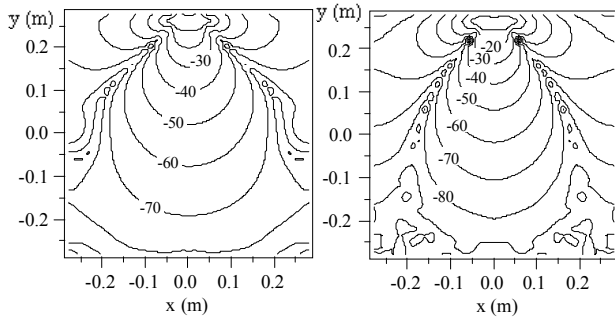


図 18 模擬建物内 $z=0.3\text{m}$ の xy 平面内での 100MHz の y 方向磁界の強度分布(最大値を基準とした dB 表示で, 10dB 毎の等高線を示す。発振源位置は $y=0.27\text{m}$, 左; 壁を図 13 のような金属筋とした時。右; 壁を金属面とした時)

Fig. 18. Distribution of magnetic field strength in y direction on x - y plane with the center of antenna at $z=0.3\text{m}$ inside the simulated building for 100MHz (contour lines are in every 10dB , the radiation source is at $y=0.27\text{m}$, Left; wired wall like Fig.13, Right; shielding wall.

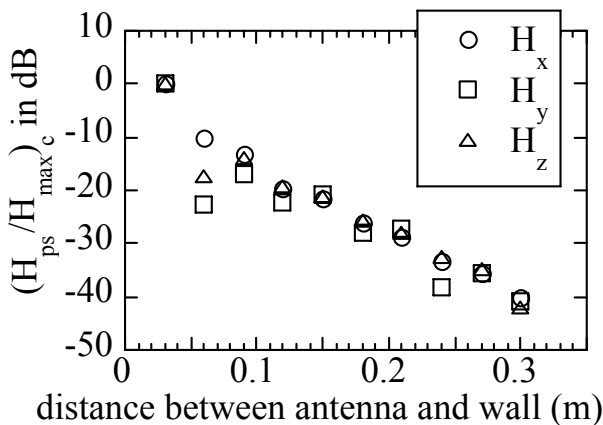


図 19 100MHz において発振アンテナと壁の間の距離を変えた時の, 金属筋と金属壁による模擬建物内の磁界強度の差が $\pm 1\text{dB}$ を超える点の磁界強度 $(H_{ps}/H_{max})_c$ (その定義は図 16 に示されている)

Fig. 19. Magnetic field strength, $(H_{ps}/H_{max})_c$, where the difference between the wired and shielding walls exceeds $\pm 1\text{dB}$ difference for various distance between the noise source and the wall (the radiation frequency is 100MHz . The definition of vertical axis is shown in Fig.16).

から離れている時は成り立つが, 発振源が壁に近づくと個々の金属筋からの反射の影響が発振源近傍の磁界の強いところでも現れるため, 成り立たなくなってくる。図 18 に図 13 に示す模擬建物内で, 発振アンテナを $y=0.27\text{m}$ のところに置いた場合の, 模擬建物内の y 方向の磁界分布を示す。左側が金属筋の場合で, 右側が金属面の時である。全体的な磁界分布の形状に違いはないが, 発振源から遠ざかるに

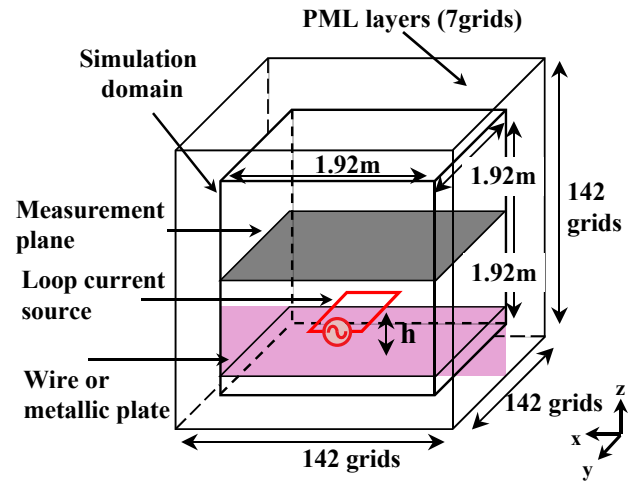


図 20 床中の電源線からの放射を調べるための計算領域
Fig. 20. Computational domain used to study radiation from power lines embedded in floor.

つれての金属筋(左)の方が磁界が緩やかに減衰する。

発振アンテナを y 軸方向に 0.03m ずつずらしていき, $y=0.3\text{m}$ にある壁に近づけていった時に, 金属筋と金属壁でどれくらい差がでるか調べた。図 19 に図 17 と同様に両者の差が $\pm 1\text{dB}$ を超えた時の磁界強度を示す。発振源が壁に近づくにつれずれが大きくなるのが明らかである。

実際の建屋においては, 電源線の配線は壁や床内で行われることが多い。そのため電源線と鉄筋の距離はせいぜい壁や床の厚み程度しかない。2 章や 4 章でも述べたようにコモンモードノイズ電流は電源線を介して流れていくことが多くある。そこで, 放射源が壁や床に埋め込まれているような場合でも鉄筋を金属壁で置き換えられるかどうかを調べることにした。図 20 に計算領域を示す。目的が床(壁)内の放射源に金属筋または金属面が隣接した時の(屋内)反射パターンの違いを見ることなので, これまでのような模擬建物とはせず, 開放空間内の反射面近傍に放射源をおいた場合の電磁界分布を調べた。計算領域の境界は 6 方向全て 7 層の PML による吸収境界条件としている。グリッド幅は 0.015m として典型的な鉄筋の径程度とした。金属筋間隔としては, 0.3m , 0.21m , 0.12m の 3 通りを考えた。尚, 建築基準法により鉄筋間隔は 0.3m 以内と決められている。

例として図 21 に間隔を 12cm とした時の金属筋の配置を示す。放射源が床中に埋もれていることを仮定して金属筋または金属面から 0.03m 離して全長 0.48m の矩形ループ電流源を置いた。 0.03m という距離は床や壁の厚みからして, 電源線が中の鉄筋線からもっとも離れる距離として選んだ。電流源に 10MHz の正弦波電流を 6 周期流し, 床から 1.2m 離れた xy 平面上の 441 点で z 方向磁界の 10MHz 成分の振幅を計算し, 磁界分布が床中の金属筋を金属面で置き換えた時にどうなるかを調べた。尚, 金属筋から 1.2m という距離は, 金属筋が床中にあると想定した時のアンテナを立てて測定する高さの典型値として選んだ。金属筋と金属

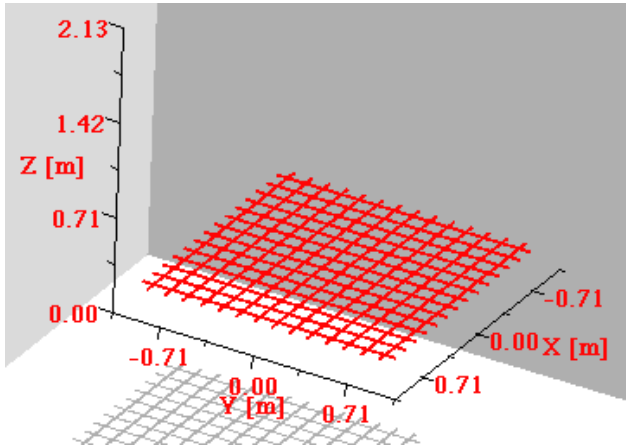


図 21 0.12m 間隔の金属筋が床にあると仮定した時の金属筋の配置

Fig. 21. Reinforcing bars inside floor at intervals of 0.12m.

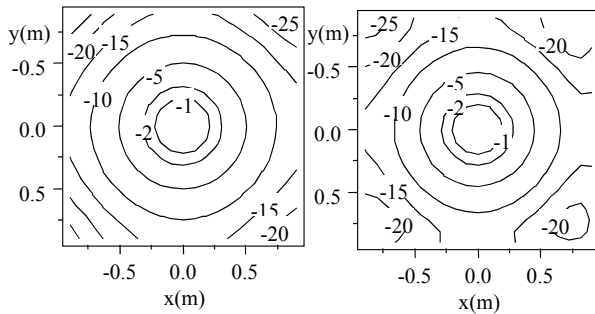


図 22 図 20 に示した領域中で床から高さ 1.2m の xy 平面内の 10MHz の z 方向磁界の強度分布 (最大値を基準とした dB 表示で表す。左; 床を間隔 0.3m の金属筋とした時, 右; 床を金属面としたとき)

Fig. 22. Distribution of z direction magnetic field of 10MHz on x-y plane at the height of 1.2m from the floor shown in Fig.20 (shown in dB normalized by the maximum value, Left; The floor is made of reinforcing bars at intervals of 0.3m, Right; The floor is made of simple metallic plate).

面の導電率は共に $\sigma = 6.5 \times 10^7 \text{ S/m}$ である。

図 22 に金属筋間隔が 0.3m の時の結果を示す。床から 1.2m 離れた xy 平面の z 方向磁界強度を示しており、平面内の最大値を基準とした dB 表示で示す。両者共に床からの反射磁界が同心円状に広がっているが、金属筋の時 (図 22 の左) の方が、より広がりが大きい。図 22 の両者の差をとると最大で 6.2dB の差があり、平均でも 1.6dB の差がある。図 23 には鉄筋の間隔を変えた時の 441 点の差の平均、最大値、最小値を示す。鉄筋間隔が狭まると誤差が小さくなるが、鉄筋間隔が 12cm となっても未だ最大 4dB の差が残っている。このことから、放射源が壁や床の中に埋め込まれているような場合は、鉄筋の一本ずつをモデル化しなければい

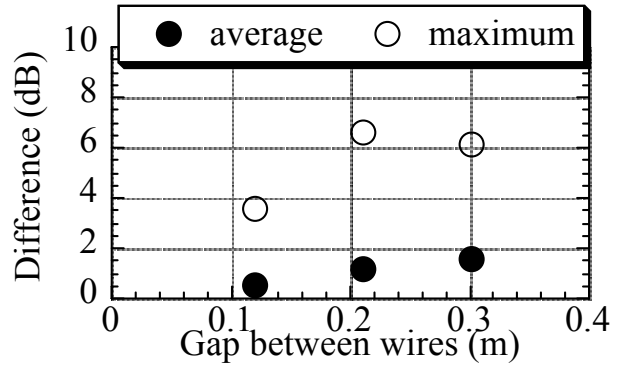


図 23 図 20 に示した領域中で床から高さ 1.2m の xy 平面の 441 点における 10MHz の z 方向磁界の強度について床を金属筋とした時と金属面とした時の差

Fig. 23. Difference of z direction of magnetic field between the cases of wire floor and metallic plate floor at 441 points on the xy plane at the height of 1.2m from the floor shown in the domain in Fig.20. The frequency is 10MHz.

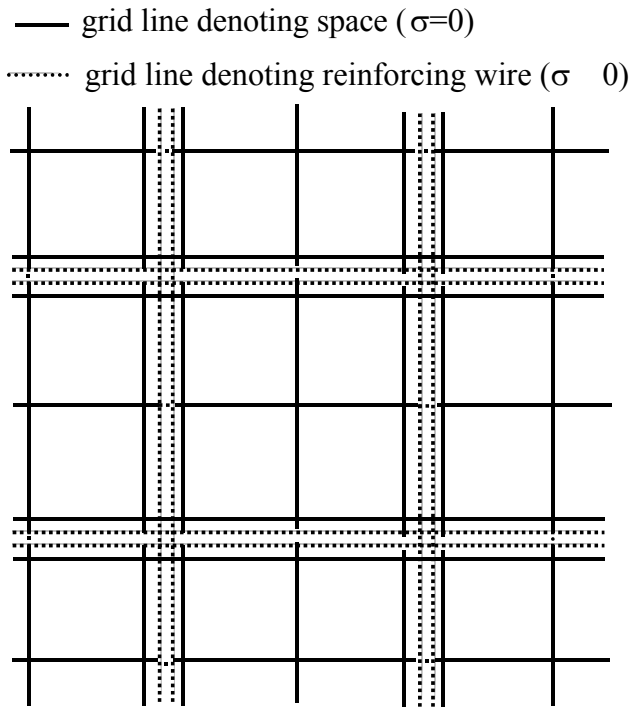


図 24 グリッド幅を鉄筋周辺とそれ以外で分けたグリッド分割法

Fig. 24. Grid division scheme with different grid spacings for reinforcing wires and others.

けないと結論づけられる。

現実的な大きさの建屋内の電磁環境をモデル化する上で、鉄筋の一本ずつをモデル化しなければならないとした

ら、単一のグリッド幅を使うと現在のコンピュータ容量では不可能なことは前述した通りである。単一のグリッド幅では図 11 に示すような数 m の大きさの建屋が限界である。しかし、図 24 に示すようにグリッド幅を鉄筋周辺とそれ以外で変えることで、散乱物体としての鉄筋と、高周波電磁波の抜け道としての鉄筋間の両方をモデル化することは可能である。FDTD 法では電界、電流、導電率はグリッドの辺の中点で定義される。図の例では点線で示したグリッド線の上では導電率を鉄筋と同じとし、それ以外のところは何もない空間として導電率はゼロと設定する。但し、図 24 に示すようなグリッド構成にした場合でも本稿で示した単一グリッド幅の時のような定量的な正確さが保てるかどうかは不明であり、計算コードを再度検証する必要がある。また、数多くの鉄筋を自動的にモデル化するためのツールも必要となる。

6. まとめ

FA 機器を多用する工場建屋内の電磁環境をモデル化するために FDTD 法を適用することを考えた。インバータ・モータからなるシステムからはインバータのスイッチングに起因して 1MHz~10MHz のコモンモードノイズ電流が発生することを実験で確認し、伝導路が長ければ電流の周波数帯を主成分とした放射ノイズが空間内を伝搬することを確認した。放射ノイズ磁界の建屋内での強度分布を FDTD 法でモデル化するに際し、実際の建屋を数 10 分の 1 に縮小した模擬建物内での磁界強度分布を実際の測定と計算結果を比較することで、計算コードの正確さを検証した。また、伝導路とそこを流れる電流波形さえ特定すれば周辺電磁界分布を正確に知ることが出来ることを、実際のインバータ・モータシステムを用いて検証した。

建屋の壁が鉄筋コンクリートできていると仮定すると、コンクリートの部分は対象とする周波数域に対しては殆ど影響を及ぼさず、コンクリート部分は何もない空間で模擬できることが分かった。鉄筋のような格子状に交差した金属筋が壁に入ると、波長が鉄筋の間隔の数倍以上あり且つ発振源が壁から十分に離れていれば、発振源に近いところの磁界を見ているかぎり、壁を単純な金属面に置き換えた時と同じ磁界分布を示す。ノイズ周波数を 1MHz~10MHz とすると、通常の鉄筋間隔よりも波長は遙に長く、ノイズ源が壁より離れているかぎり壁はただの金属面で置き換えてモデル化することができる。これにより、鉄筋の太さ(0.01~0.1m)程度まで小さな計算グリッドを使わずとも、建屋内の電磁環境のモデル化が可能となり、現在の数ギガバイトのコンピュータ容量でも単一幅のグリッドを使って実際の建屋内の全空間を簡単にモデル化することは可能である。

しかし、多くの建屋では電源線は壁や床に埋め込まれており、インバータ・モータシステムのコモンモードノイズ電流が電源線に流れであることを考えると、ノイズ電流源が鉄筋に近接していることが多い。ノイズ源が壁に近いと

個々の金属筋からの反射の影響を受けて、磁界分布の全体的な空間分布は金属壁の時と同様でも、各点での値は発振源近傍ですら金属壁の時とは異なる。このため、壁内に放射源が埋め込まれている時には、鉄筋を単純な金属壁で置き換えることはできないことがわかった。このような時には鉄筋を 1 本ずつモデル化する必要がある、10m を超える大きさの建屋内の電磁環境の計算は、単一のグリッド幅を使う限り数ギガバイト内のメモリで行うことは不可能である。

現実的な大きさの建屋をモデル化するには、鉄筋のような散乱物体をモデル化するための短いグリッド幅と、1MHz~10MHz の電磁波の伝搬を表すための長いグリッド幅の 2 段階にグリッドをわけた多重グリッドが有効であると思われるが、それらの定量的な正確さについては今後検証していく必要がある。また多くの散乱物体を自動的にモデル化するためのツールも必要となろう。

謝 辞

本実験及びシミュレーションに協力していただいた本学卒業生の上杉満隆、黒川浩司、陶山晃宏、角雅章の各氏に謝意を表します。また、本研究について貴重な御助言をいただいた九州工業大学匹田政幸教授と本研究を様々な面で支えていただいた金森秀一氏を始めとするナスコ株式会社の皆様に感謝の意を表します。

(平成 14 年 10 月 15 日受付, 平成 14 年 5 月 23 日再受付)

文 献

- (1) 宇野 亨:FDTD 法による電磁界及びアンテナ解析, コロナ社 (1998)
- (2) 橋本 修・阿部琢美:FDTD 時間領域差分法入門, 森北出版 (1996)
- (3) S. Ogasawara, H. Fujita, and H. Akagi: "Modeling and Analysis of High-Frequency Leakage Currents caused by Voltage-Source PWM Inverters", *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.1, pp.77-83 (1995-1) (in Japanese)
小笠原悟司・藤田英明・赤木泰文:「電圧形 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」, 電学論 D, **115**, 1, pp.77-83 (1995-1)
- (4) S. Ogasawara, H. Ayanno, and H. Akagi: "Measurement and Reduction of EMI Radiated by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.2, pp.1211-1219 (1996-2) (in Japanese)
小笠原悟司・綾野秀樹・赤木泰文:「PWM インバータを用いた交流電動機駆動システムが発生する EMI の測定とその低減法」, 電学論 D, **116**, 2, pp.1211-1219 (1996-2)
- (5) S. Sirakawa, N. Mutho, and K. Komatu: "Using Computer Simulations to Analyze Electromagnetic Emissions Generated in PWM Inverter and Motor Drive Systems", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.2, pp.195-203 (1999-2) (in Japanese)
白川真司・武藤信義・小松清次:「計算機シミュレーションによる PWM インバータ・モータ駆動系の電磁波放射特性解析」, 電学論 D, **119**, 2, pp.195-203 (1999-2)
- (6) K. Uchida, C. Lee, T. Matsunaga, T. Imai, and T. Fujii: "On Ray Tracing Method for Evaluating Field Distribution in Tunnels", *T. IEICE Japan*, Vol.182-B, No.5, pp.1030-1037 (1999-5) (in Japanese)
内田一徳・李 昌権・松永利明・今井哲朗・藤井輝也:「トンネル内電磁界分布推定のためのレイ・トレース法について」, 通信学論 B, **182-B**, 5, pp.1030-1037 (1999-5)

趙 孟 佑



(会員) 1962年12月19日生まれ。1991年12月マサチューセッツ工科大学大学院博士課程修了。1992年神戸大学大学院自然科学研究所助手。1995年7月国際宇宙大学(フランス)助手を経て1996年8月九州工業大学工学部講師, 1997年10月同助教授。高電圧宇宙機と宇宙プラズマの相互作用に関する研究, レーザ生成プラズマの工学的応用, 電磁界シミュレーションに関する研究に従事。Ph.D. 日本航空宇宙学会, アメリカ航空宇宙学会会員。

林 克 一



(非会員) 1960年生まれ。1983年3月慶応大学経済学部卒業。1991年ナスコ株式会社に入社。1996年より同代表取締役社長。

大 谷 洋 平



(非会員) 1977年4月28日生。2000年3月, 九州工業大学工学部電気工学科卒業。2002年3月同大学大学院工学研究科博士前期課程修了。2002年4月新日本製鐵(株)入社, 現在に至る。