

電磁波解析ソリューション Poynting for Microwave 解析事例

2024 年 10 月

富士通株式会社

Poynting サポートセンター

1



目次

1 ES	SD(静電気放電)	4
1.1 バリスタを用いたプリント回路基板の ESD ノイズ対策効果の解析(回路シミュレータ連携 機能オプション使用)		
1.2	ノートパソコンにおける静電気放電ノイズ対策効果の解析	7
1.3	静電気放電 (ESD)	11
1.4	プリント回路基板のグランド-筐体接続による ESD ノイズ対策効果の解析	16
2 EN	4I(電磁妨害)・放射イミュニティ	25
2.1	自動車の車体まわりにおける車載機器からのノイズ解析	25
2.2	パワーエレクトロニクス機器の放射ノイズ解析	27
2.4	コモンモードフィルタによるノイズ抑止効果の解析(回路シミュレータ連携オプション使用).	32
2.5	オペアンプを使用した回路の放射イミュニティ解析(回路シミュレータ連携オプション使用)	35
2.6	プリント回路基板のイミュニティ解析	38
2.7	電磁バンドギャップ(EBG)構造を有する電源グランドプレーンのノイズ特性解析	42
3 RCS(レーダ反射断面積)		48
3.1	X バンド帯における飛翔体モデルのレーダ断面積解析	48
3.3	2 層型電波吸収体の反射係数解析	53
3.4	メタマテリアル電波吸収体の RCS 解析	55
4 電	波伝搬解析	57
4.1	屋内空間の電波伝搬解析	57
5 X	タマテリアル	59
5.1	メタマテリアル完全吸収体の吸収特性解析	59
5.2	負の屈折率を持つメタマテリアルプリズム	63
5.3	ミリ波帯における多層 FSS の広帯域透過特性解析	68
5.4	自動車用ミリ波レーダー向けの FSS の透過特性解析	73
5.5	FSS(周波数選択性表面)による無線 LAN 帯の遮蔽効果の解析	76
6 アンテナ		
6.1	M2M/IoT 向け小型アンテナの解析	78
6.2	目動車レータ用ミリ波アンテナの解析	84
6.3	自動車(ミニハン)のノロントクリルの影響を考慮したミリ波レーターアンテナ解析	86
6.4	磁界結合共振型無線電刀伝送のためのアンテナ解析事例	88
7 70		93
/.1	人体セナルを用いた医療分野回び解析事例	93
	携帝電話からの電磁波の人体への影響評価	93
2	カン温熱療法(ハイハーサーミア)の脾析	95
7.2	MIXEd-mode S ハフメータによる左割信ち称的の評価	97
/.3	IDK 広による特性1 ノビータンスの評価	.03
7.4 7 F	土神沐糸用心中レークの脾析	.05
7.5	電磁介・熱仏等理境阱所による電ナレノンの伝熱阱所	.09
1.6	、と、「「「」」と、「「」」の「「」」と、「「」」の「「」」で、「「」」を見ていた。	.12

FUJITSU

開発元:富士通株式会社 Poyntingサポートセンター

お問い合わせ先:

富士通Poyntingサポートセンター E-mail:<u>fj-tcsu-pyntsup@dl.jp.fujitsu.com</u>



記載内容は2024年 10月現在のものです。 記載内容はお断りなしに変更することもございますのでご了承下さい。



1 ESD(静電気放電)

1.1 バリスタを用いたプリント回路基板のESDノイズ対策効果の解析(回路シミュレータ連携機 能オプション使用)

4層プリント基板において、ESD電流印加点付近の(パッド-GND間)にノイズ対策としてバリスタを追加し、対策 効果を解析した事例です。バリスタの等価回路をSPICEでモデル化し、SPICEのトランジェント解析とFDTD法 の電磁界解析とで連携解析を行います。ノイズ対策部品であるバリスタの有無により、基板のESDノイズ経路が どのように変化するかを評価しています。

解析モデル

解析モデル概観と印加点付近の拡大図







バリスタの等価回路

参考文献: J. G. Zola, IEEE Transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems, vol.23, no.10, 2004



出力データの観測位置 [電磁界マップ] 設定箇所 : 基板1層表面 大地面 [電流波形] 設定箇所 : LSIピンの端子① LSIピンの端子②

解析結果

基板表面の磁界分布(約2000ps後)







対策後

対策前:プリント基板表面の導体パターンを電流が流れている 対策後:バリスタの影響でほとんど導体パターンを電流が流れていない

基板裏面から見た大地面の磁界分布(約2000ps後)



・基板GNDと大地面を接続するネジを通過した電流が大地面を介してESDガン に戻っている(リターン電流)

FUjitsu

LSIピン端子①と端子②の電流波形



対策前は電流が流れているが、対策後は電流がほとんど流れていない →バリスタによりノイズ経路が変化したと考えられる



1.2 ノートパソコンにおける静電気放電ノイズ対策効果の解析

3次元CADデータをインポートし、現実のノートパソコンにおいて誘起される静電気放電ノイズの挙動を解析した 事例です。金属筐体の構想設計において、板金とプリント回路基板のネジ止め位置の違いにより、装置内部に 誘起されるノイズがどのように変化するかを評価しています。

解析の目的

近年の電子機器の開発では、静電気放電(ESD)イミュニティ試験時の手戻りをなくし開発期間を短縮するため に、設計の初期段階で適切なESD対策を施しておくことが必須となりつつあります。ここではノートパソコンの製品 開発を例に、金属筐体の構想設計段階でPoynting for Microwaveによる電磁界シミュレーションを活用し、 ESDノイズ対策の効果を解析した事例をご紹介します。

<u>解析モデル</u>

ESD解析のためのノートパソコンのモデリング

本解析ではESDノイズ経路の抽出と対策を目的とするため、立ち上がり1nsの電圧源、R=330 Ohmおよび C=150pFの3つが直列に接続された簡易ESDガンモデルを採用し、1次放電電流(ノイズピークレベル)をガン 波形に合わせた簡易波形を用いることにしています。

実製品の筐体は、一般にさまざまな媒質や形状を持ちます。このうち、ESDノイズ電流の挙動は筐体の金属部 に対する影響が大きいと考えられるので、板金やネジ、プリント回路基板との接続部は正確に考慮する必要があ ります。金属以外の部品は、必要に応じてモデル化を行います。Poyntingでは筐体の3DCADデータをSTL形 式として自動インポートが可能ですので、筐体形状を容易に解析に取り込むことができます(図1)。



図1 ノートパソコンの3次元CADモデル

プリント回路基板(PCB)の主要な構成要素は、配線パターンや電源/グランドパターン、回路素子、誘電体基板、コネクタなどの各種部品などが挙げられます。ESD過渡電流の大部分は、局所的にインピーダンスが低いところを選択して流れていくと考えられるので、ESDノイズ経路の抽出では、配線パターンに比較して大きなサイズを有する電源/グランドパターンを考慮することが重要になります。本事例では筐体の構想設計段階での解析のため、これら基板データの詳細は決まっていませんでした。よって、基板の外形から構成されるグランドパターンと誘電体基板のみをモデル化することとしました。



図2 ノートパソコンのESDノイズ解析モデル

解析するノイズ対策案: 基板と筐体のねじ止め位置

図2は、ノートパソコンの構成部品からESDノイズ対策を検討するための要素を抽出した解析モデルです。本モデルはPoynting GUIで作成されています。ESDガンから接触放電電流は、プリント基板上のコネクタ付近から注入しています。プリント基板のグランドは金属筐体の板金と複数箇所がネジで接続されています。他方、別の場所にあるコネクタはACアダプタを通して、水平結合板を模擬したFDTD解析空間のPEC終端境界に接続されています。上述したモデルに対して、本事例では、ESDノイズ対策としてネジ止め位置を検討します。具体例には、下図3に示されているように、ノイズ電流注入位置の近くの基板端にネジがない場合と三個追加する場合を比較します。



ESDノイズ対策前(ネジ止め7箇所)



ESDノイズ対策後(ネジ止め10箇所) ※基板端にESDノイズ対策としてネジを三個追加

図3 ESDノイズ対策前後の解析モデルの比較

解析結果

磁界の空間分布

PoyntingによるESD解析を実施し、ネジ追加の有無に対するノイズの挙動を比較した結果を以下に示します。

図4は板金と基板の間で観測した近傍磁界の解析結果です。ネジ無しの場合には基板の右側中央付近の近 傍磁界が強くなっているのに対して、ネジ有りの場合はノイズ磁界が小さくなっていることがわかります。







図4 金属筐体の板金と基板の磁界分布の解析結果

磁界の時間波形

図4の結果を定量的に評価するため、板金と基板の間の二つの観測点①、②での磁界の時間波形を図5に示します。同図5より、観測点②では磁界が低いレベルでほとんど変化していませんが、観測点①では磁界がネジ 止めの効果により約1/30と大きく減少していることがわかります。



これは基板端にネジを追加したことで、ノイズ経路が基板中央から基板端に移動したためだと考えられます。

ESDノイズ対策前(ネジ止め7箇所)



1.3 静電気放電 (ESD)

<u>静電気放電 (ESD) とは</u>

静電気放電:Electrostatic discharge (ESD)

静電気放電による帯電金属体からの過渡的な電磁雑音

広帯域周波数スペクトル (~マイクロ波領域GHz, ns)

電子機器に強い電磁干渉

電子機器の誤動作を防止するために静電気放電を模した耐性試験が必須

ESD対策は設計段階から対処すべき問題だが、まだまだ未解明なことが多い (発生機構など)

機構解明や対策ルールの抽出には、ESDを人工的に発生させる試験器 (ESDガン) のシミュレーション技術が 必要

ESD ガンの解析モデル

ESD ガンモデルの概観



図1



FUjitsu



図3

ESD ガンのシミュレーション ESD ガンの電界分布:充電過程 (t=5ns)



図4

FUJITSU



110



解析結果 コンデンサ充電電圧 (5kV) の時間波形 コンデンサ(150pF) 6000 5000 4000 Voltage [V] 放電過程 3000 2000 1000 充電過程 0 100 150 50 200 0 Time [ns] 図7

放電電流の時間波形

Reference 波形の式は新 IEC61000-4-2 規格

波形のパラメーターは文献1にあるものを用いた





文献1: K. Wang, D. Pommerenke, R. Chundru, T. Van Doren, J. L. Drewniak, and A. Shashindranath, "Numerical Modeling of ElectrostaticDischarge Generators", IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 45, NO. 2, MAY 2003

まとめ

Poynting による静電気放電 (ESD) シミュレーション 新IEC 61000-4-2 の規格による reference 波形との比較 シミュレーション結果は規格の放電電流波形をよく再現する



1.4 プリント回路基板のグランド-筐体接続によるESDノイズ対策効果の解析

近年の電子システムの設計では、回路の小型化や動作電圧・電流の低下に伴い、電磁ノイズに対する機器耐性の劣化が問題となっています(1,2,3)。とりわけ、帯電人体からの静電気放電(ESD)によって生じる電磁ノイズは、図1に示されているようにGHz帯にわたる広帯域な過渡電磁ノイズであるため、電子機器に誤動作などの深刻な機器障害を引き起こすことが知られています。ESDイミュニティ試験要求IEC61000-4-2(4)は、このような人体からのESDを模擬した試験法を制定しています。同試験時の手戻りをなくし、機器の開発期間を短縮するためには、設計の初期段階で適切なESD対策を施しておくことが必要になります。

上記のESDノイズは、半導体デバイスの実装場所、プリント回路基板のパターン、筐体の構造や材質などによっ て複雑に変化するため(1)、その挙動を定量的に把握するためには、数値シミュレーション技術が必須となります。 ESDノイズのような広帯域の過渡現象の解析では、時間領域有限差分法(FDTD法)のようなフルウェーブ解析 法がよく使用されています(5, 6)。ESDノイズに対するシミュレーション技術は、近年盛んに研究されるようになっ てきました。

本事例では、現実の機器設計に現れるような、筐体とプリント回路基板(PCB)からなるシステムをとりあげ、ESD ノイズの挙動を解析した事例をご紹介します。このようなシステムレベルの解析では大規模な計算が要求される ため、大規模な並列分散処理が可能なPoynting(7)の特長が存分に発揮されます。



図1 ESDガンの規格波形 筐体およびプリント回路基板モデル

本解析ではESDノイズ経路の抽出と対策を目的とするため、立ち上がり1nsの電圧源、R=330 Ohmおよび C=150pFの3つが直列に接続された簡易ESDガンモデルを採用し、1次放電電流(ノイズピークレベル)をガ ン波形に合わせた簡易波形を用いることにしています。

実製品の筐体は、一般にさまざまな媒質や形状を持ちます。このうち、ESDノイズ電流の挙動は筐体の金属部 に対する影響が大きいと考えられるので、例えば、プラスチック筐体などの場合、メッキなど導電性部分を主要なモ デル化の対象としています。金属以外の部品は、必要に応じてモデル化を行います。Poyntingでは筐体の 3DCADデータをSTL形式として自動インポートが可能ですので、筐体形状を容易に解析に取り込むことができま す。

PCBの主要な構成要素は、配線パターンや電源/グランドパターン、回路素子、誘電体基板、コネクターなどの 各種部品などが挙げられます。ESD過渡電流の大部分は、局所的にインピーダンスが低いところを選択して流れ ていくと考えられるので、ESDノイズ経路の抽出では、配線パターンに比較して大きなサイズを有する電源/グラ ンドパターンを考慮することが重要になります。これに対して、本事例では、金属部分の影響をできるだけ正確に 考慮するため、すべての配線パターンもモデルに含めることとしました。金属部品以外には、回路素子と誘電体基 板がモデル化されています。



下図は、筐体とPCBからなるシステムとして、Poynting GUIで作成された数値モデルです。ESDガンから接触 放電電流は、プリント基板上のコネクター接続箇所付近から注入しています。プリント基板のシグナルグランド (SG)はメッキを想定した金属板(筐体の一部を模擬)とネジで接続され、金属板はアースケーブルを通して、 水平結合板を模擬したFDTD解析空間のPEC終端境界に接続されています。





PCBの電源、グランドパターン



金属板へのグランド接続

上述したモデルに対して、本事例では、ESD対策としてよく知られている、SGと筐体を接続する2つの方式を比較検討します。下図は、同モデルに対する多点接続および1点接続の様子を表しています。ESD過渡電流はインピーダンスの小さい経路を流れやすいので、多点接続では接続点1および2を通ることが予想されます。一方、1点接続では印加点から接続点4までの距離をESD電流が通過しなければならないため、PCBに大きく影響することが予想されます。



金属板への多点接続 解析結果:電界の時間波形

金属板への1点接続

PoyntingによるESD解析を実施し、多点接続と1点接続に対するノイズの挙動を比較した結果は、以下の通りです。カップリングの影響を詳細に見るために、PCB4層目と筐体の間の点で観測された電界の時間波形が下図に示されています。多点接続のほうが、1点接続よりも3~4倍程度ノイズ電界が小さくなっていることがわかります。これは、ESDノイズ電流がすぐ筐体側へ流れ、GNDパターンを流れる電流値が小さくなったためだと考えられます。







解析結果:3~4層間の磁界分布

T=2.0ns



多点接続



1点接続



解析結果:4層上の磁界分布

T=2.0ns



多点接続



1点接続



解析結果:筐体上の磁界分布

T=2.0ns



多点接続



1点接続



解析結果:yz面の磁界分布

T=3.0ns



まとめ

本事例では、現実的な筐体-PCB一体モデルに対して大規模FDTD計算を行い、筐体-PCB接続方式に対するESDノイズの挙動をシステムレベルで解析しました。筐体-グランド間の接続はESDノイズの挙動に大きな影響を与えることを可視化し、Poyntingの電磁界シミュレーションにより基板表面の電界値が数倍程度変化しうることを確認できました。

多点接続

ESD発生器からのノイズ電流は、コネクター直近のSG-FG(注)接続しているネジ1,2を通って逃げ、その後、筐体を通ってアースケーブルに達する。

筐体と水平結合板のカップリングが大きい、PCBとのカップリングは小さい。

1点接続

ESDノイズ電流は、PCBの3層、4層と筐体を横断して接続点4のネジに達し、アースケーブルへと流れる。

3層、4層パターンおよび筐体が水平結合板とカップリングしている。

コネクター直近の筐体FGへ落とすESD対策の有効性を確認

(注) FG: フレームグランドの略



参考文献

1. 静電気学会編,「静電気ハンドブック コンパクト版」, オーム社, 2006

2. C. R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, Second Edition, Hoboken, NJ: John&Wiley Sons, 2006.

3. H. W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, Hoboken, NJ: John&Wiley Sons, 2009.

4. IEC61000-4-2, Testing and measurement technique ? Electrostatic discharge immunity test, Editio 2.0, 2009.12.

 O. Fujiwara, et. al., "FDTD Computation of Electromagnetic Fields Due to Electrostatic Discharge Using a Spark Resistance Formula", J. IEICE B, Vol. J85-B, pp.1644-1651, 2002
 O. Fujiwara, et. al., "FDTD Simulation of Electrostatic Discharge Current by ESD Testing", J. IEICE B, Vol. J86-B, pp.2390-2396, 2003

7. 並木武文 他,「電磁波解析ソフトウェアPoynting」, FUJITSU, 59, no.5, pp.576-582, 2008.



2 EMI(電磁妨害)・放射イミュニティ

2.1 自動車の車体まわりにおける車載機器からのノイズ解析

自動車の車体まわりにおける車載機器からのノイズの影響を解析します。ノイズ源から受信位置(ラジオ用アン テナ)への受信電圧を出力し、受信ノイズの強い周波数、弱い周波数について車体まわりの電界の分布を比 較します。また車体表面の磁界分布を出力することで、ノイズの伝搬経路や対策の効果とそのメカニズムを分析 できます。

解析モデル

- 自動車車体まわりのEMI解析
- 車両寸法:全長4625mm x 全幅1816mm x 全高1023mm
- 解析対象周波数:5MHz~1GHz
- 解析規模:格子数=18億格子、ステップ数=265,060ステップ(1[µs])

解析時間

PC/WS (Intel Xeon Gold 6148 x 2cpu) → 5日 FujitsuクラウドサービスHPC (A64fx x 1cpu x 16ノード) → 3.5時間 HPC環境をクラウドサービスで利用することで、大規模解析を短時間で計算、 多数のEMI対策設計案を解析・評価することが可能

解析結果

自動車周辺の電界強度







→車体まわりのノイズ伝搬経路とノイズ対策効果の分析・評価が可能



2.2 パワーエレクトロニクス機器の放射ノイズ解析

金属筐体を持つパワーエレクトロニクス機器と電源ケーブルからなる装置の解析事例です。 装置周辺の電磁場を電磁界シミュレーションによって解析しています。また、機器の遠方(10m)の電界の測 定結果と解析結果を比較しています。

解析結果





図1 電磁界シミュレーション結果

富士電機株式会社様 ご提供 (富士時報、vol. 82、no. 3、pp. 165-169、2009 より転載) 図1は、金属筐体を持つパワーエレクトロニクス機器と電源ケーブルからなる装置の放射電界の解析結果です。 機器のみならず、ケーブルからも電磁場が発生していることが分かります。



放射電界の測定結果と解析結果の比較



図2 放射電界の測定結果と解析結果の比較

富士電機株式会社様 ご提供 (富士時報、vol. 82、no. 3、pp. 165-169、2009 より転載) 図2は、機器の遠方(10m)の電界の測定結果と解析結果です。

両者は100MHzまで±6dBの精度で一致しており、パワーエレクトロニクス機器で問題になりやすい周波数帯域 で十分な精度が得られていることが分かります。

まとめ

Poyntingを用いたパワーエレクトロニクス機器の放射ノイズ解析

機器の筐体と電源ケーブルをモデル化

近傍界と遠方界の解析が可能

装置だけでなくケーブルからのノイズの発生も考慮

100MHzまで解析結果と測定結果が良好に一致することを確認

(本事例は、富士電機株式会社様のご厚意により作成、掲載しています。)



2.3 4層プリント基板モデルのEMI解析によるノイズ対策評価

解析内容

4層プリント基板モデルのEMI解析によるノイズ対策評価の事例を紹介します。ここでは4層プリント基板上の導体パターンについて、ノイズ対策前と対策後の2モデルの近傍電界と10m法による放射電界を計算し、ノイズ対策の効果を評価します。



4層プリント基板モデル

120mm×94mm×1mm 1層(上図)と4層に線路パターン、2層が電源層、3層がベタGND層 2箇所のドライバに台形波を入力 振幅:3.3V 立上り・立下り時間:0.5[ns] 周期:3.73[ns](268MHz) 格子数:1234×964×38(約4500万格子) ステップ数:218337ステップ(22.39[ns])



適用したノイズ対策について

1層上のGND層(3層)と接続された基板端付近の細長い導体層パターンについて、対策前は1箇所のビアのみ でGND層(3層)と接続していた部分を、対策後は9箇所増やして計10箇所のビアで接続します。



対策前

GND層(3層)と接続しているビアは一箇所のみ











2.4 コモンモードフィルタによるノイズ抑止効果の解析(回路シミュレータ連携オプション使用)

板金および基板上の差動線路から発生するコモンモードノイズをコモンモードフィルタによって抑止する様子を解析 します。コモンモードフィルタは、Poyntingの回路シミュレータ連携機能を使用して、SPICEでモデル化し、 SPICEのトランジェント解析とFDTD法の電磁界解析とで連携解析を行います。

解析モデル

差動線路モデル



コモンモードフィルタによるノイズ抑止のしくみ

・差動線路上の差動信号からの放射はループが小さいため強くありません。

・しかしながら、線路に行路差があるとコモンモードが発生し、基板のねじ止めを通して板金を通る大きな電流ル ープが形成され、強いノイズが放射されます。

・線路の途中でコモンモードノイズフィルターを挿入することで、コモンモード成分のみをカットし、ノイズ放射を抑える ことができます。

FUĴĨTSU







→コモンモードノイズによる放射が大幅に減少している 板金表面の磁界分布(1GHz)

FUJITSU



→コモンモードノイズのリターン電流が大幅に減少している

<u>まとめ</u>

Poyntingの回路シミュレータ連携機能を使って、SPICE系回路モデルでモデル化されたコモンモードフィルタを電磁界解析に適用することができます。モデル化したコモンモードフィルタによるノイズ抑止効果を放射電界や、近傍磁界分布などで評価することができます。

<u>目次に戻る</u>



2.5 オペアンプを使用した回路の放射イミュニティ解析(回路シミュレータ連携オプション使用)

基板上に実装されたセンサー回路に、平面電磁波を照射した場合におけるセンサー出力電圧への影響を解析 します。オペアンプによる増幅回路は、Poyntingの回路シミュレータ連携機能を使用して、SPICEでモデル化し、 SPICEのトランジェント解析とFDTD法の電磁界解析とで連携解析を行います。



オペアンプを使用したセンサー回路モデル

解析モデル

モデル概観



回路図

オペアンプはSPICEモデルで作成し、回路シミュレータ連携機能で電磁界解析に適用します。





回路基板に平面波を照射し、センサー回路の出力波形に及ぼす影響を評価します。








※各端子で観測された平面波照射による変動成分

<u>まとめ</u>

Poyntingの回路連携機能を使用して、SPICEモデルによる回路に対する放射イミュニティの解析が可能です。

日次に戻る

2.6 プリント回路基板のイミュニティ解析

プリント回路基板のイミュニティ解析事例です。この事例では、外部から入射した平面電磁波によりプリント回路 基板上で発生するノイズの挙動を解析しています。基板上に誘起する電圧スペクトルおよび近傍磁界分布の 周波数依存性を示します。

背景

近年、安全性確保の観点から、車載電子機器の外来電磁波に対する耐性性能(イミュニティ)の重要性が高まってきています。

車載機器は、さまざまな外来電磁波にさらされています。

例 : テレビやラジオの放送波、車室内に持ち込んだ携帯電話の電波、他の電子機器からのマイコンクロックによる電磁雑音、など

開発期間短縮のためには、EMC試験時に試行錯誤で対策を施すのではなく、設計段階で外来電磁波に対するノイズ耐性を事前評価し、適切なノイズ対策を施しておくことが必須になりつつあります。

ここでは、Poyntingを用いて、外部から入射した平面電磁波によりプリント回路基板上で発生するノイズの挙動を解析した事例を紹介します。

<u>解析モデル</u>

モデル全体概要









FUĴĨTSU





<u>まとめ</u>

Poyntingを用いたプリント回路基板のイミュニティ解析

プリント回路基板は、FR4基板、配線パターン、電源・グランドパターン、受動回路素子をモデル化 開放端電圧のスペクトルを解析することにより、基板上に誘起されるノイズの周波数依存性を評価 電圧スペクトルのピークで、基板上に共振現象が発生 近傍磁界を解析することにより、各共振周波数におけるノイズの挙動を把握 電圧ピークが生じた端子につながる線路付近で、強い近傍磁界が誘起 近傍磁界の強弱を観察することで、基板のイミュニティ耐性劣化を起こしうる弱点箇所の推定に活用することが 可能



2.7 電磁バンドギャップ(EBG)構造を有する電源グランドプレーンのノイズ特性解析

背景

プリント回路基板(PCB)における電磁ノイズ問題

電源グランド間を伝搬するノイズの抑制が必要不可欠

高周波(百MHz-数GHz帯)では、パスコン(注1)の効果が悪い

電磁バンドギャップ(EBG)構造とその応用

周期構造を構成することで、特定の周波数帯域の電磁波が存在できないElectromagnetic Band Gap (以

下、EBG)をつくりだせる

EBG構造を電源グランドプレーンに配置することにより、不要な電磁ノイズを抑制可能

EBG構造を持つ電源グランドプレーンのノイズ特性解析

誘電体基板、Cuの表皮効果の周波数依存性を考慮

応用例

ミアンダラインを用いた平面EBG構造

L字ブリッジとスリットを用いた平面EBG構造

解析モデル



FUJITSU







波動で励振した電磁波が並行平板導波路を伝搬する





EBG構造バンドギャップに相当する周波数成分は伝搬できないため、PCBの電源グランド層の電磁ノイズの抑制に利用可能



実験値との比較(ミアンダEBG構造) SパラメーターS₂₁の解析結果と実験結果の比較 Poynting Poynting Poynting Experiment[1] Poynting Experiment[1] PoyntingExperiment[1]

4 Frequency [GHz] 6

広帯域EBG構造モデル

0

形状: L字ブリッジ+スリットEBG(LBS-EBG)構造

2



この構造は、UWB通信の帯域(3.1GHz - 10GHz)(注2)のノイズも抑制する。





実験値との比較(LBS-EBG構造)

SパラメーターS21の解析結果と実験結果の比較



まとめ

PoyntingによるEBG構造の電磁界シミュレーション EBG構造を有する電源グランドプレーンのノイズ特性解析 電源グランドプレーン内の電磁界の可視化 S₂₁に対する電磁バンドギャップの影響 UWB帯域もカバーする広帯域EBG構造の特性を再現 実験結果との比較 シミュレーション結果は実験結果とよく一致する <u>注釈</u>

注1 パスコン : バイパスコンデンサの略

注2 3.1GHz - 10GHz: 米国のUWB通信の帯域

参考文献

O.M. Ramahi, et.al., "EMI Suppression and Switching Noise Mitigation in Package and Boards using Electromagnetic Band Gap Structure", Proceedings of ISSSE'07, International Symposium on Signals, Systems and Electronics, 271-274, 2007.

L. Li, Q. Chen, Q. Yaun, K. Sawaya, "Ultrawideband Suppression of Ground Bounce Noise in Multilayer PCB Using Locally Embedded Planar Electromagnetic Band-Gap Structures", IEEE Antennas and Propagation Letters, vol.8, 2009.



3 RCS(レーダ反射断面積)

3.1 Xバンド帯における飛翔体モデルのレーダ断面積解析

全長数m程度の飛翔体全体をPoyntingによる電磁界解析で、精密なレーダ断面積を算出します。また、飛 翔体に電波吸収材を装着した条件でのレーダ断面積の低減効果も評価します。





全長:~4m

励振波源: Modulated Gaussianパルス波

格子数:45.4億格子(3,520 x 1,136 x 1,136)

タイムステップ数: 21,600 steps (シミューレーション時間: 15.364[ns])

※複素誘電率:ε=9.88-j·3.92@10GHz



<u>解析結果</u> 磁界分布(10GHz)













3.2 導体球モデルの広帯域RCS解析

導体球に平面波を照射し、散乱断面積を計算します。

解析モデル

導体球:直径50mm(材質:PEC)

解析領域:200mm × 200mm × 200mm

格子数:2.97億格子

格子サイズ : 0.3mm

解析時間:10ns、∆t=0.566 ns [ps]、17,671ステップ

波源:立体波源・Gaussianパルス波(50GHzまで、水平偏波)

境界条件:PML吸収境界条件



<u>解析結果</u> 近傍電界





散乱波のみ









入射角θ=20°

入射角θ=0°

入射角θ=33°





※参考文献:「電波吸収体入門」、p.39、橋本 修 著、森北出版



3.4 メタマテリアル電波吸収体のRCS解析

人工磁気導体(AMC)

周期的な波長以下のある形状の構造体

→ 反射波の位相が周波数によって変化する



メタマテリアル電波吸収体

2種類の人工磁気導体(AMC)

解析領域: 328.8 x 328.8 x 60.0 [mm] 格子数: 1278 x 1278 x 85 (=1.39億) [格子] シミュレーション時間: 4.00 [ns] ステップ数: 42,356 [ステップ] 境界条件: PML吸収境界条件 波源: Differntial Gaussianパルス波 (X偏波)



[Reference] Y.Zhang,R.Mittra, B.-Z.Wang and N.-T. Huang,"AMCs for ultra-thin and broadband RAM design", ELECTRONIC LETTERS 7th May 2009 Vol.45 No.10,IET



解析結果

バイスタテックRCS





4 電波伝搬解析

4.1 屋内空間の電波伝搬解析

屋内空間における電波伝搬解析です。事務所を想定した室内空間内の壁面に励振源を設定し、屋内の電界 強度分布と遅延スプレッドを解析します。

通信波の受信品質の評価

- 電界分布
 空間的な電界の分布を出力
- 伝送損失(Transmission Loss)
 送受信アンテナにおける電圧分布からS21を算出
- 遅延スプレッド (r.m.s Delay Spread) 送受信アンテナにおける電圧波形によるS21より以下として遅延プロファイルを算出

$$p(t_i) = \left\{ iDFT\left(S_{21}(f_k)\right) \right\}^2 \qquad \begin{array}{l} f_k \cdots k = 0 \sim M(\sim 2.5[GHz]) \\ t_i \cdots i = 0 \sim N(0 \sim 0.5[\mu sec]) \end{array}$$

上記遅延プロファイルp(t)より以下として算出

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{N} t_i p(t_i)}{\sum_{i=0}^{N} p(t_i)} \quad \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N} (t_i - \bar{\tau})^2 p(t_i)}{\sum_{i=0}^{N} p(t_i)}}$$

<u>解析モデル</u>

- 屋内オフィス空間モデル(13.9m x 7.5m x 3m)
- 解析規模:33億格子、10.6万ステップ、解析対象周波数:~2.5GHz
- 壁・床・天井、家具、人体等をモデル化
- 部屋内の送信アンテナと、各席PC上に受信アンテナ(9か所)





解析結果

- ① 電界分布(机の上付近の高さの面上で色で示した分布)
- ② 各受信位置での遅延スプレッド(単位:µ秒、図中の青字)…送受信波形より算出



電波強度分布と通信品質の評価が可能

5 メタマテリアル

5.1 メタマテリアル完全吸収体の吸収特性解析

電磁メタマテリアルに基づく完全吸収体を解析した事例です。電気リング共振器とカットワイヤから構成されるメタ マテリアルをモデル化し、マイクロ波帯での吸収特性を評価します。パラメータスイープ機能を用いて比誘電率に 対する吸収率の依存性を評価しています。

メタマテリアル完全吸収体(Metamaterial Perfect Absorber: MMPA)

メタマテリアル(MM)は、負の屈折率媒質など、自然界には通常存在しない物理特性を実現する人工的な複合 材料です。メタマテリアルは波長に比べて微細な構造を有し、その電磁特性は微細構造の幾何学的形状や材 料定数によって制御できるため、マイクロ波・ミリ波からテラヘルツ波・光波まで広い周波数帯で応用が期待されて います。

メタマテリアルの巨視的な電磁特性は、複素誘電率 $\epsilon(\omega) = \epsilon_1 + j \epsilon_2 と複素透磁率\mu(\omega) = \mu_1 + j \mu_2 によって$ 表現されます(jは虚数単位)。従来のメタマテリアル応用では、負の屈折率媒質を作り出すため、複素誘電率と $複素透磁率の実数部(<math>\epsilon_1$, μ_1)に着目していました。これに対して、損失に対応する複素誘電率と複素透磁率 の虚数部(ϵ_2 , μ_2)にも着目することでほぼ100%の吸収率を有する「完全な電磁波吸収体」を実現できること が2008年に示されました(*1)。文献[1]で提案されたメタマテリアル完全吸収体は、電気的・磁気的な共振現 象を独立に制御することで入射電磁波の電界と磁界両方を吸収し、かつ周囲の空間ともインピーダンス・マッチン グするというアイデアに基づいて設計され、直接の応用としてボロメータが想定されています。

下図にPoyntingを用いてモデル化した10GHz付近の電磁波のみを吸収するメタマテリアル完全吸収体 (MMPA)を示します。文献1と同様に、このMMPAは薄いFR4基板(緑色)の表裏にそれぞれ実装された電気リ ング共振器(表)とカットワイヤ(裏)から構成されます。



参考文献:

(*1)"Perfect metamaterial absorber", N.I. Landy, et al., Phys. Rev. Lett., vol.100, 207402, 2008.



解析モデル

解析領域	40mm x 4.2mm x 12mm
格子数	20.45万格子
励振波	差分ガウシアン波(~15GHz,平面波)
境界条件	周期境界条件(図中灰色部) 吸収境界条件(図中赤色部)



解析結果

吸収率

Poyntingにより解析したMMPAモデルの吸収率スペクトルを以下に示します。吸収率は10GHz付近でほぼ1となっています。したがって、下図はこの構造がピーク周波数の電磁波に対して完全吸収体として振る舞うことを表しています。





表面電流(定常状態)

ピーク周波数での電気リング共振器(基板表側)とカットワイヤ(基板裏側)上の表面電流ベクトルの解析結果を 以下に示します。逆平行の表面電流が発生している様子が確認できます。この特徴は本構造における磁気的 な共振現象の存在(*2)を表しています。



電気リング共振器の表面

カットワイヤの表面

参考文献:

(*2)"A metamaterial absorber for the terahertz regime: Design, fabrication and characterization", H. Tao et al., Opt. Express, vol.16, pp.7181-7188, 2008.

電界分布

ピーク周波数での電界分布を以下に示します。





基板の比誘電率に対する吸収率の依存性

Poyntingのパラメータスイープ機能を用いて、基板の比誘電率εrに対する吸収率の依存性を評価した結果を 以下に示します。εrを大きくすると、吸収率のピークが低周波側にシフトしていきます。基板材料のパラメータを変 化させることにより、完全吸収体の吸収特性が変化することを表しています。





5.2 負の屈折率を持つメタマテリアルプリズム

メタマテリアルとは

媒質は、その電磁気的特性(誘電率 ε、透磁率 μ)に応じて下図のように分類できる。 金属ワイヤや分割リングで微細構造を作ることにより、(ある周波数で)媒質の電気的特性はコントロールできる。

そのような微細構造を持つ人工的な複合材料・物質は、「メタマテリアル」と呼ばれる。

特にDNG媒質の特性をもつメタマテリアルは、自然界にある通常の媒質にはない特性を実現できるため、近年、 さまざまな分野で注目されている。



DNGメタマテリアルの特徴

特定の周波数領域で ε と μ 両方が負⇒負の屈折率が実現できる。 応用例:プリズム、完全レンズ、Cloakingによる不可視化 たとえば、負の屈折率を持つプリズムは下図のように振舞う。 プリズム 、射波 入射波 θ_1 θ_1 正の屈折率 負の屈折率 $n = \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{\mu_r} > 0$ $n = \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{\mu_r} < 0$ $\varepsilon_r < 0, \mu_r < 0$ $\varepsilon_r > 0, \mu_r > 0$ Double Negative(DNG)媒質 通常の媒質

図3 通常媒質のプリズムとDNG媒質のプリズムの違い

Poynting GUIによるモデル化 SRR+ワイヤモデル1セル分の作成













<u>シミュレーション結果</u> 正の屈折率



負の屈折率



図9 励振周波数15GHzでの電界分布

図10 励振周波数10GHzでの電界分布

<u>まとめ</u>

PoyntingによるDNGメタマテリアルの電磁界シミュレーション 分割リング+ワイヤ型のメタマテリアルプリズムのモデリング 屈折現象の周波数依存性を確認 負の屈折率を再現

参考文献

R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", Science, vol..292, 2001, pp.77-79.

R.A. Shelby, et.al., "Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, hefthanded metamaterial, Applied Physics Letter, Vol. 78, No. 4, 2001, pp.489-491.

C. D. Moss, et. al., "Numerical Studies of left handed metamaterials", Progress in electromagnetic research, PIER 35, pp.315-334, 2002.

C. G. Parazzoli, et. al., "Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell's law", Physical Review Letters, vol.90, no.10, 2003.

D. R. Smith, et.al., "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterial, Physical Review, vol.71, 036617, 2005.

N. Engheta, R.W. Ziolkowski, "Metamaterials: Physics and Engineering Explorations", Wiley-IEEE Press, 2006.



5.3 ミリ波帯における多層FSSの広帯域透過特性解析

自動車への応用を想定した80GHz付近のミリ波帯を透過する多層周波数選択性表面(Multilayer FSS)を 解析した事例です。電界分布を可視化し、透過係数スペクトルを算出します。パラメータスイープ機能を用いて 金属パッチ幅に対する透過係数の依存性を評価しています。有限サイズの周波数選択板モデルも解析し、ミリ 波帯における透過特性を検証しています。

多層周波数選択性表面(Multilayer Frequency Selective Surfaces: Multilayer FSS)

FSSのバンドバス特性を広帯域化するための一手法として、多層構造を用いたFSSが提案されています (*1,*2)。本事例では、文献2で示されているパッチ-ダイポール-パッチ(PDP)の素子構成に基づき、自動車へ の応用を想定して80GHz付近のミリ波帯に合わせて寸法をスケールさせた多層FSS構造(下図)を解析します。



参考文献:

(*1)"Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays", Y.E. Erdemli et.al., IEEE Trans. Antennas Propagat.. Vol.50, no.12, 2002 (*2)"THz periodic surfaces to enhance spectroscopic measurements", W. Yeo et al., Proc. ICEAA, 2012.

単位構造の解析モデル

解析領域	1.8mm x 1.8mm x 10mm
格子数	12.5万格子
励振波	差分ガウシアン波(~120GHz,平面波)
境界条件	吸収境界条件(図中灰色部) 周期境界条件(図中赤色部)





単位構造の解析結果

透過係数

Poyntingにより解析した多層FSSモデルの透過係数スペクトルを以下に示します。透過係数は80GHz付近の 広い周波数範囲でほぼ1となっており、広帯域なバンドパス特性が得られていることがわかります。





電界分布(定常状態)

解析した62GHzと77GHzの電界分布を以下に示します。62GHzではFSSの後方に波は伝搬していないのに対し、77GHzでは正弦波の振幅がほぼ一定で伝搬している様子が確認できます。



金属パッチ幅に対する透過係数の依存性

Poyntingのパラメータスイープ機能を用いて、金属パッチ幅wに対する透過係数の依存性を評価した結果を以下に示します。wを大きくすると、透過係数のピークが低周波側にシフトし、帯域幅も狭くなっています。構造パラメータを変化させることにより、ミリ波の広帯域な透過特性が制御できることを表しています。



有限サイズの多層周波数選択板モデル

解析領域	4cm x 12.8cm x 9.2cm
格子数	2億6691万格子
励振波	連続波(77GHz/62GHz,ガウス分布)
境界条件	吸収境界条件(全6面)
単位構造	上述の多層FSSの解析モデルと同じ

FUJITSU



有限サイズの多層周波数選択板の解析結果

電界分布(定常状態)

解析した62GHzと77GHzの電界分布を以下に示します。有限サイズの周波数選択板の場合であっても、 62GHzではFSSの後方に波はほとんど伝搬しないのに対し、77GHzでは正弦波の振幅がほぼ一定で伝搬して いることがわかります。





77GHz(透過する)


5.4 自動車用ミリ波レーダー向けのFSSの透過特性解析

自動車用レーダーのために77GHz付近のミリ波のみ透過する周波数選択性表面(FSS)を解析した事例です。 電界分布を可視化し、透過係数スペクトルを算出します。パラメータスイープ機能を用いて金属ストリップ幅に対 する透過係数の依存性を評価しています。

77GHz付近で透過する周波数選択性表面(Frequency Selective Surfaces: FSS) FSSでは、波長以下の微細形状を周期的に形成することにより、特定の周波数の電磁波のみを選択的に透過 させることができます。

下図に77GHz付近のミリ波のみを透過するFSS構造(*1)を示します。FSSは十字の金属ストリップとスロットから構成されており、薄い誘電体基板(緑色)上に置かれています。



(*1)参考文献: "Compact Multibeam Dual-Frequency (24 and 77GHz) Imaging Antenna for Automotive Radars", B. Schoenlinner et.al., 2003 33rd European Microwave Conference 解析モデル

解析領域	1.39mm x 1.39mm x 10mm
格子数	12.2万格子
励振波	差分ガウシアン波(~100GHz,平面波)
境界条件	吸収境界条件(図中灰色部) 周期境界条件(図中赤色部)





解析結果

透過係数

Poyntingにより解析したFSSモデルの透過係数スペクトルを以下に示します。透過係数のピークは77GHz付近で見られます。このFSS構造は特定の周波数(77GHz)のミリ波を選択的に透過していることを表しています。



電界分布(定常状態)

解析した40GHzと77GHzの電界分布を以下に示します。40GHzではFSSの後方ですぐに減衰しますが、 77GHzでは正弦波の振幅がほぼ一定で伝搬している様子が確認できます。



ストリップ幅に対する透過係数の依存性

Poyntingのパラメータスイープ機能を用いて、金属ストリップ幅wに対する透過係数の依存性を評価した結果を 以下に示します。wを大きくすると、透過係数のピークが低周波側にシフトしています。構造パラメータを変化させ ることにより、ミリ波の透過特性が制御できることを表しています。





5.5 FSS(周波数選択性表面)による無線LAN帯の遮蔽効果の解析

特定の周波数のみを遮断するシールド材を評価する解析事例です。ここでは2つの波長を同時に遮断することができるFSS(周波数選択性表面)のモデルを作成して解析します。

FSS(Frequency Selective Surfaces:周波数選択性表面)とは

導線などで波長以下の形状の連続構造を形成することにより、特定の周波数の電磁波のみを遮断することができます。



解析モデル

周波数選択性表面(FSS)モデル 解析領域:48mm x 42mm x 200mm 格子数:1540万格子 励振波:微分ガウシアン波(~10GHz,平面波) 境界条件:吸収境界条件(図中灰色部) 周期境界条件(図中赤色部)





参考文献: "Design of Dual-Band Frequency Selective Surfaces to Block Wi-Fi Using Printable Electronics Technology", M.R. Chaharmir et.al., 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)





6 アンテナ

6.1 M2M/IoT向け小型アンテナの解析

M2M/IoT向けの小型アンテナの解析事例です。

①M2M向け広帯域アンテナ

<u>モデリング</u>

GSM,W-CDMA/LTE(1.71~2.17GHz)、Wifi/Bluetooth(2.4~2.5GHz)用広帯域アンテナモデル

高さ: 78.5mm、幅: 22mm、厚さ: 1.6mm 基板:比誘電率=3.3



参考文献: "Broadband Folded Offset Fed Printed Dipole Antenna for GSM/W-CDMA/LTE/WiFi/Bluetooth M2M Applications", Sumi et.al、2015 IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)



解析結果 VSWR(電圧定在波比) 6 - S1_1 5 4 VSWR VSWR<2 3 2 1 1.5 2 2.5 3.5 3 1 4 Frequency [GHz] 放射パターン(絶対利得)



FUjitsu

②M2M向けマルチバンドフィルムアンテナ

<u>モデリング</u>

2バンド対応フィルムアンテナモデル

高さ:108mm、幅:71.9mm、厚さ:0.135mm 基板:比誘電率=3.03



参考文献: "Multiband Film Antenna Comprising Offset Fed Dipole Elements Using Inkjet Printer for M2M Applications", Sumi et.al、2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)





FUJITSU





③2バンド小型モノポールアンテナ <u>モデリング</u> 4G,LTE,Wifi用小型アンテナ

高さ:42mm、幅:28.38mm、厚さ:1.5mm 基板:比誘電率=2.25



参考文献: "A compact dual-band monopole antenna for 4G LTE and WIFI utilizations", Zhu et.al、2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)





FUjitsu





6.2 自動車レーダ用ミリ波アンテナの解析

自動車レーダ用ミリ波アンテナの解析事例です。この事例では、広い走査角度を有する自動車レーダ用ミリ波ア ンテナとして、右手系/左手系複合型線路(CRLH-TL)に基づく漏洩波アンテナを取り上げ、Sパラメーターと 放射パターンの周波数依存性を解析しています。

概観図



21セルから構成されるミリ波帯アンテナ

1セルの金属パターン形状

参考文献 :

S, Matsuzawa, et. al., "A W-band microstrip composite Right/Left-handed leaky wave antenna", IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no.4, 2006.

解析結果

Sパラメーター



FUJITSU





従来アンテナの走査角度(-10度~+10度)に比べて、広い走査角度(-14度 ~ 43度)が可能

日次に戻る



6.3 自動車(ミニバン)のフロントグリルの影響を考慮したミリ波レーダーアンテナ解析

自動車(ミニバン)のフロントグリル内に格納されたミリ波レーダーアンテナの解析事例です。HPCを活用してフロントグリルを含む大規模解析を実現しています。

モデリング

解析領域: 1100mm x 260mm x 360mm 周波数: 76.5GHz 格子数: 158.5億格子、ステップ数: 87,234ステップ(9[ns]) 格子サイズ: ~187µm、アンテナ基板付近の厚さ方向のみ最小32.5µm 使用計算機: FUJITSU Supercomputer PRIMEHPC FX1000 解析時間: 3,726[sec]@FX1000/128ノード(ソルバー)、186[sec]@FX1000/4ノード(アナライザ) 使用メモリ: 2.17[TB](ソルバー)、100[GB](アナライザ)



材質条件

フロントグリル:樹脂製、εr=2.7、tanδ=0.02@76.5GHz アンテナ基板: εr=2.2、tanδ=0.0009@76.5GHz アンテナGND・パッチ: 2次元完全導体



参考文献: [Influence of resin cover on antenna gain for automotive millimeter wave radar], S.Matsuzawa et.al., International Symposium on Antennas and Propagation,電子 情報通信学会,2016



解析結果



放射パターン@76.5GHz(3D、絶対利得)







共振周波数f=10[MHz]に対して

入力インピーダンスZ=R+jXの虚部は、左図より

 $X=2\pi f Lc=203.5559[\Omega]$

∴ Lc=3.23969[uH]

を得る。このコイルに対する共振キャパシタンスCrは、同周波数でX=0となるようにLcに対して直列接続する場合、w=2πfとすると

から得られる

設計した送信アンテナの共振を確認

FUJITSU







FUĴĨTSU





まとめ

磁界結合共振型無線電力伝送のための送受電アンテナ系の設計 共振キャパシタの決定 送信アンテナのインピーダンス解析 磁界結合共振型無線電力伝送アンテナの特性解析 Sパラメーター、近傍磁界 受信アンテナ位置の依存性 外部環境の依存性

- 金属板がある場合

- 磁性シートが有る場合

参考文献

居村、内田、堀、「非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈」、電気学会研究会資料. VT、自動車研究会、(1)、p.35-40、2009-1-22.

陳、小澤、袁、澤谷 著、「近傍無線電力伝送のアンテナ設計法についての検討」、信学技報、WPT2010-05、2010-7.

門井、金田、菊間、平山、榊原 著、「磁界結合共振型無線電力伝送における小型化に向けたアンテナ形状 に関する検討」、信学技報、WPT2011-05、2011-10.

川野、下川、内田、松井、尾崎、田口 著、「磁界共鳴型無線電力伝送に及ぼす磁性体の影響に関する検討」、WPT2011-15、2011-10.

後藤、山崎 共編、「詳解 電磁気学演習」、共立出版、1970.



7 その他

7.1 人体モデルを用いた医療分野向け解析事例

はじめに

本解析事例は、情報通信研究機構様(※)提供の数値人体モデルデータを使用しております。 ※情報通信研究機構電磁環境研究室生体EMC <u>https://bioemc.net/bio/</u>

① 携帯電話からの電磁波の人体への影響評価

人体頭部近くに置いた励振源からの電磁波の人体への影響を解析します。

モデリング



人体頭部



人体頭部と電波源

FUJITSU

解析結果



電界分布[単位:dBµV/m]



SAR(※)分布[単位:W/kg]

※SAR: Specific Absorption Rate··· 比吸収率、無線周波数(RF)の電磁界(電磁波)に曝露された人体に吸収されるエネルギー量の尺度のこと。組織の単位質量あたりに吸収する電力で表される。

② ガン温熱療法(ハイパーサーミア)の解析

ガン温熱療法 (ハイパーサーミア)とは(※)

ガン細胞が正常細胞より熱に弱いことを利用して電磁波によって患部を42°以上に加熱することで、ガン細胞の 死滅と温熱療法による宿主の免疫力活性を図る。

※参考文献:「ハイパーサーミア・がん温熱療法」カタログ、日本ハイパーサーミア学会

モデリング



<u>解析結果:電界強度分布[単位:(V/m)²]</u>



<u>解析結果(続き):電界強度分布[単位:(V/m)2]</u>





<u>目次に戻る</u>



7.2 Mixed-mode Sパラメータによる差動信号線路の評価

Mixed-mode Sパラメータ: 差動の入出力ポートを持つ回路をシングルエンドの4ポート回路として測定し、測定されたSパラメータから差動回路の特性を表すパラメータを求めます。



シングルエンド4ポートSパラメータ





FUJITSU





Mixed-mode2ポートSパラメータ Mixed-mode Sパラメータの換算式

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

シングルエンド4ポートSパラメータ



$$\begin{split} S_{dd} &= \begin{pmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}}{2} & \frac{S_{13} - S_{14} - S_{23} + S_{24}}{2} \\ \frac{S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42}}{2} & \frac{S_{33} - S_{34} - S_{43} + S_{44}}{2} \end{pmatrix} \\ S_{dc} &= \begin{pmatrix} S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dc21} & S_{dc22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11} + S_{12} - S_{21} - S_{22}}{2} & \frac{S_{13} + S_{14} - S_{23} - S_{24}}{2} \\ \frac{S_{31} + S_{32} - S_{41} - S_{42}}{2} & \frac{S_{33} + S_{34} - S_{43} - S_{44}}{2} \end{pmatrix} \\ S_{cd} &= \begin{pmatrix} S_{cd11} & S_{cd12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11} - S_{12} + S_{21} - S_{22}}{2} & \frac{S_{13} - S_{14} + S_{23} - S_{24}}{2} \\ \frac{S_{31} - S_{32} + S_{41} - S_{42}}{2} & \frac{S_{33} - S_{34} + S_{43} - S_{44}}{2} \end{pmatrix} \\ S_{cc} &= \begin{pmatrix} S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cc21} & S_{cc22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}}{2} & \frac{S_{13} - S_{14} + S_{23} - S_{24}}{2} \\ \frac{S_{31} - S_{32} + S_{41} - S_{42}}{2} & \frac{S_{33} - S_{34} + S_{43} - S_{44}}{2} \end{pmatrix} \\ S_{cc} &= \begin{pmatrix} S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cc21} & S_{cc22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}}{2} & \frac{S_{13} + S_{14} + S_{23} + S_{24}}{2} \\ \frac{S_{31} + S_{32} + S_{41} + S_{42}}{2} & \frac{S_{33} + S_{34} + S_{43} + S_{44}}{2} \end{pmatrix} \\ Mixed-mode 2\pi - \frac{1}{S} \sqrt{5} \times -\frac{9}{5} \end{split}$$



<u>解析モデル</u>

3層プリント回路基板上の差動線路モデル

差動線路について改善前、改善後の2モデルを解析

層数	3(1,3層:信号層、2層:GND層)
基板の寸法	90 x 70 x 1 [mm]、比誘電率:4.7
励振波	Differential Gaussian波(解析対象周波数:10MHz~2GHz)

送信ポート・受信ポート、計4箇所の各ポートを励振した解析結果から、上記の換算式よりMixed-mode Sパラメータを算出します。



FUjitsu







Scd (= 差動入力信号が出力でコモンモードに変化する部分)



7.3 TDR法による特性インピーダンスの評価

TDR法(Time Domain Reflectometry)

TDR法(Time Domain Reflectometry)は、ケーブルやプリント基板などの測定対象物にパルス信号を送信し、その反射波をオシロスコープでとらえることによりインピーダンスを測定する方法です。

<u>TDR法の原理</u>

高速パルス信号を試料に与え、その反射電圧を測定することにより試料のインピーダンスを測定します。入射波は、インピーダンス不整合部分で反射します。その反射係数pは、

$$\rho = \frac{反 f n r r r r r}{\lambda f n r r r r} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Z_L:試料のインビーダンス Z₀:既知のインビーダンス であるため、試料のインピーダンスは、

$$Z_L = Z_0 \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

で表せます。

解析モデル

3層プリント回路基板上の線路モデル

層数	3(1,3層 : 信号層、2層 : GND層)
基板の寸法	150 x 30 x 2 [mm]、比誘電率:4.7
励振波	台形波(立上り時間:20[ps]のステップ関数)









7.4 生体探索用地中レーダの解析

地中の埋設物を探索する地中レーダの解析です。災害時における生存者救出を想定して、媒質条件の異なる 土・瓦礫が分布した生体探索用地中レーダを解析することもできます。

解析モデル

① 1個の金属製埋設物を探索する場合



地中にある金属製の埋設物を地中レーダで探索します。

② 深さの異なる管状金属製埋設物を探索する場合

モデリング





③ 生体探索用地中レーダの解析

モデリング



生体探索の原理



息を吐いている状態

息を吸っている状態

呼吸による体の動きを想定して、胸部位置をZ方向に1cm移動した2つのモデルを解析し、波形の差分を取ります。





② 深さの異なる管状金属製埋設物を探索する場合





③ 生体探索用地中レーダの解析

電界分布


7.5 電磁界・熱伝導連携解析による電子レンジの伝熱解析

Poyntingの熱解析連携機能を使用して、電子レンジによる食品などの加熱対象物への伝熱現象を解析します。電磁界解析で算出した電界強度分布を熱源情報として熱解析で使用して温度分布を求めます。また、ここではマイクロ波の攪拌装置を想定して、時間的に熱源分布が変化する条件を考慮します。



熱伝導解析

格子数:843万格子 ステップ数:21882ステップ

解析時間:60[sec]

食品の材質条件

誘電率:75.6+j7.9@2.45GHz 比熱:4217[J/K·kg]

熱伝導率 : 0.582[W/m・K] 比重 : 1000[Kg/m3]

※導波管開口部でのポインティングベクトルより算出



電磁界・熱伝導連携解析の手順

- ① マイクロ波攪拌装置の回転角ごとに電磁界解析を計算(下図青色部分)
- ② 得られた電界強度分布を時間変化する熱源分布として熱伝導解析に入力
- ③ 熱伝導解析を計算し、温度分布の時系列情報を求める(下図橙色部分)



<u>解析結果</u> 電界分布(2.45GHz)





攪拌装置の回転なし

攪拌装置の回転あり



°C

63

58.7

54.4 50.1

45.8

41.5 37.2

32.9 28.6

24.3

20

温度分布(食品表面)



攪拌装置の回転なし

温度分布(食品断面)



攪拌装置の回転あり



まとめ

Poyntingの熱解析連携機能を使用して、電子レンジの伝熱解析が可能です。また、マイクロ波の攪拌装置などを想定して、時間的に熱源分布が変化する条件を考慮することもできます。

目次に戻る

7.6 送電線鉄塔への落雷による過渡電磁界の解析

送電線鉄塔への落雷における過渡電磁界の挙動を解析した事例です。

この事例では落雷により鉄塔と架空地線を流れる電流波形、鉄塔と電力線間の電圧波形、および送電線鉄塔付近の電界分布のアニメーションを出力しています。

送電線鉄塔モデル





解析領域	250m × 250m × 210m
送電線鉄塔	高さ77m
電力線	6本 (高さ45m、56m、67m に各2本)
架空地線	2本 (高さ77m)
格子数	396 × 410 × 755 (1億2000万格子)
ステップ数	12716ステップ (3マイクロ秒、以下、us)
境界条件	PML吸収境界条件
ソルバ	形状適合ソルバ使用
使用計算機	PRIMERGY BX920S1 ×32ノード
計算時間	約14分



雷撃電流の入力条件

発変電所の対雷設計で通常想定される条件(注1)として立上り 1us の電流波形を入力します。



注1「FDTD解析の結果に基づく雷サージ解析用鉄塔モデル」野田 琢、電気学会論文,127巻2号,2007 年



解析結果







t VI



[ElectroMagnetic Field]-[Electromagnetic Field]-[Electromagnetic Field]-	ctric Field]	
Time 2.12322 us Peak ElectricField		dB(u)//m)
182.6343 dB(uV/m)		170
		162
		154
		146
		138
10 m	F A	122
z	F	114
k y		106
		98
		90

FUJITSU





まとめ

Poyntingを用いて、送電線鉄塔のような大きな構造物の落雷の過渡電磁界解析が可能です。 時間領域の電磁界アニメーションや任意の箇所での電圧・電流波形を出力することができます。 形状適合ソルバとクラスタによる並列計算を使用することで、解析領域250m × 250m × 210mに対し10cm程 度の構造まで解析可能です。

目次に戻る