

電子機器の EMC 設計のための  
平行平板共振およびモード変換の等価回路モデルと  
その利用に関する研究

2024 年 3 月

金尾 奨

岡山大学大学院自然科学研究科

---

電子機器の EMC 設計のための  
平行平板共振およびモード変換の等価回路モデルと  
その利用に関する研究

Copyright © 2024 by Sho Kanao

All rights reserved.

Printed in Japan

---

# 概要

IoT (Internet of Things) の進展に伴い、電子機器の高周波化、多機能化、小型化などが進められるなか、機器周辺の電磁環境の悪化に伴い機器のノイズ耐性を向上させる EMC (electromagnetic compatibility) 設計が重要である。効率的な EMC 設計には、ノイズ耐性評価のためにノイズの伝達メカニズム解明に基づいた性能予測とノイズ抑制部品の最適な設計方法が必要である。

一般的に、製品開発のプロセスは、設計、試作、性能評価の順に実行される。電子機器を構成する部品ごとに EMC 試験を実施し規制値を下回る結果が得られたとしても、電子機器の開発において部品同士を接続することによって新たに電磁ノイズが発生する可能性があるため再度 EMC 試験が必要になる。電子機器の製作後に電磁ノイズが規制値を超えてしまう場合、設計からやり直すこととなり開発期間が伸びることとなり時間コストや金銭的成本が増大する。したがって、設計段階から電磁環境を考慮した EMC 設計が要求される。

本論文では、EMC 問題のうちの2つ、プリント回路基板の電源/グラウンド層間における平行平板共振と、平衡度の異なる線路の接続部で発生するモード変換に対して、回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用した性能評価方法を提案した。前者は、ディファレンシャルモード (DM) に関する問題であり、後者は、DMに加えてコモンモード (CM) にも関する問題である。性能評価を行うために、等価回路モデルの作成を行う必要があるが、3次元構造である実機は設計とは異なるため3次元電磁界解析の利用も必要となる。

EMC 設計における性能予測に役立てるために、利用される回路モデルは交流回路理論が扱えるため、電気信号の解析的な評価に向いている。しかし、電子機器のプリント回路基板 (PCB) に配線され IC の電気信号を伝える DM の回路パターンは、線路構造に寄生する電気的パラメータや IC のスイッチングに含まれる電磁ノイズなどにより、設計どおり動作するとは限らない。ノイズ抑制のためにノイズフィルタが用いられるが、寄生する電気的パラメータの影響で所望の抑制効果が得られない場合もある。そのため、電磁ノイズの伝達メカニズムを解析した上での設計が重要である。

3次元電磁界モデルは複雑な構造に起因する電磁ノイズを総合的に評価できる。そのため、DM と CM の両者を含めた現実に近い電磁ノイズ評価ができる。一方、実構造の複雑

な構造に起因する電磁ノイズは、ノイズの伝達経路が複雑であり伝達経路に基づく構造の分解が難しいためノイズ伝達メカニズムとフィルタによる抑制メカニズム解析が難しい。さらに、等価回路モデルに比べて計算時間が多くかかる。

本論文は6章構成で構成される。まず、2章では、電子機器の設計における等価回路モデルによる評価方法を提案している。等価回路モデルでモデル化できることで対象となる系を簡略化することで特性の解析や設計のしやすさの向上を図ることができる。まず、DMの問題である平行平板共振に対して、3次元的な広がりのある平行平板に対して等価回路モデルで表現する方法を示した。平行平板共振の対策である、我々が提案している損失を有する共振器型フィルタ(LRF)を用いた設計に役立てることを示した。そして、LRFを実装した回路基板からの不要電磁放射を評価するため、回路基板の基板端からの放射とLRFを構成するオープスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解したモデルも提案した。次に、DMだけでなくCMも含む問題であるモード変換に対しては、これまでに平衡度不整合モデルを提案しており、線路の平衡度を表す電流配分率を用いたモード分解によってDMとCMに分離し評価する。

3章では、提案した評価法をもとにLRFを複数実装しても着目した周波数の前後にピークが生じないという条件で、平行平板共振を抑制するLRFの最適な設計を行った。結果として、共振周波数に着目した伝達インピーダンスを誤差2 dB以内で予測できた。

4章では、LRFを実装した回路基板からの不要電磁放射を評価した。損失を有する共振器型フィルタは、回路基板の平行平板共振抑制時におけるオープスタブ構造からの不要放射が懸念されるが、LRFを実装することで、不要電磁放射も抑制できることが分かった。そして、放射要因分解モデルを用いて解析したオープスタブ構造からの放射は、回路基板の基板端からの放射に比べて最大値比較で6.5 dB小さく、両者の線形和による増加も2.1 dB、当該構造からの放射増は無視できる程度と判明した。

5章では、これまで平衡度不整合モデルは双方向のモード変換と3次元モデルを同時に扱えなかったが、同一のシミュレータにおいて回路解析でディファレンシャルモードを、3次元電磁界解析でコモンモードを扱い評価する方法を示した。評価には市販のANSYS Electronics Desktopに装備されているDynamic Link Analysisを用いて回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用した。平衡度不整合モデルにおける回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用し、放射エミッションとイミューニティを評価した。結果として、3次元電磁界解析のみ結果と比較し、どちらの評価においても、ノイズが大きな周波数で3 dB以内で一致した。したがって、3次元電磁界解析において双方向のモード変換を取り扱うことができるため、モード変換に起因するEMC問題を3次元電磁界解析と絡めて評価することが可能になった。

6章では、本論文についてまとめている。EMC問題のうちの2つ、平行平板共振とモード変換に対して等価回路モデルを作成し性能評価を行った。前者ではモデル作成時、3次元の広がりのある平行平板構造を回路特性に落とし込むために3次元電磁界解析を利用し、計算コストの削減を図った。一方、後者では、DMは回路解析、CMは3次元解析の連成解析を利用し性能を評価し、これまで未達成であった3次元構造と相互のモード変換の同時解析を達成した。両者の問題とも、EMC設計を目標に等価回路モデルおよび3次元電磁界解析の長所を利用し、設計の段階から性能評価を行うことができた。



# Abstract

With the advancement of IoT (Internet of Things), electronic devices are becoming higher frequency, multi-functional and smaller. As the electromagnetic environment around the devices deteriorates, electromagnetic compatibility (EMC) design is important to improve the noise immunity of devices. Efficient EMC design requires performance prediction based on elucidation of the noise transmission mechanism and an optimal design method for noise suppression components for noise resistance evaluation.

Generally, the product development process is carried out in the order of design, prototyping, and performance evaluation. Even if an EMC test is conducted on each component that makes up an electronic device and the results are below the regulatory values, there is a possibility that new electromagnetic noise will be generated by connecting the components during the development of the electronic device, so it is necessary to conduct an EMC test again. If electromagnetic noise exceeds regulation values after manufacturing an electronic device, the design must be redone, extending the development period and increasing time and financial costs. Therefore, EMC design that takes the electromagnetic environment into consideration from the design stage is required.

In this paper, we use circuit analysis and three-dimensional electromagnetic fields to deal with two of the EMC problems: parallel plate resonance between the power supply/ground layers of printed circuit boards and mode conversion that occurs at connections between lines with different imbalance factors. We proposed a performance evaluation method using co-analysis of circuit analysis and three-dimensional electromagnetic fields. The former is a problem related to differential mode (DM), and the latter is a problem related to common mode (CM) in addition to DM. In order to evaluate performance of devices, it is necessary to create an equivalent circuit model, but since the actual device has a three-dimensional structure and is different from the design, it is also necessary to use three-dimensional electromagnetic field analysis.

To help predict performance in EMC design, the circuit model can handle AC circuit theory, making it suitable for analytical evaluation of electrical signals. However, the DM

circuit pattern that is wired on the printed circuit board (PCB) of electronic equipment and transmits the electrical signals of the IC may not operate as designed due to electrical parameters parasitic to the line structure and electromagnetic noise included in the switching of the IC. Noise filters are used to suppress noise, but the desired suppression effect may not be obtained due to the influence of parasitic electrical parameters. Therefore, it is important to design after analyzing the transmission mechanism of electromagnetic noise.

A 3D electromagnetic field model can comprehensively evaluate electromagnetic noise caused by complex structures. Therefore, it is possible to evaluate electromagnetic noise that is close to reality, including both DM and CM. On the other hand, it is difficult to analyze the noise transmission mechanism and the suppression mechanism by filters because the electromagnetic noise caused by the complex structure of the actual structure has a complicated noise transmission path and it is difficult to decompose the structure based on the transmission path. It takes more calculation time.

This paper consists of six chapters. First, in Chapter 2, we propose an evaluation method using equivalent circuit models in the design of electronic devices. By simplifying the target system by modeling it with an equivalent circuit model, it is possible to improve the ease of characteristic analysis and design. We showed a method for expressing parallel plate resonance, which is a DM problem, using an equivalent circuit model for a three-dimensionally expanded parallel plate. We showed that this method can be useful in designing a lossy resonator filter (LRF) that we have proposed as a countermeasure against parallel plate resonance. In order to evaluate unnecessary electromagnetic radiation from the circuit board on which the LRF is mounted, we also proposed a model that decomposes the radiation factors: radiation from the edge of the circuit board and radiation from the open stub structure that makes up the LRF. Next, for mode conversion, which is a problem involving not only DM but also CM, we have previously proposed an imbalance difference model, and we can evaluate and solve mode conversion by mode decomposition using the current division factor, which represents the imbalance difference.

In Chapter 3, based on the proposed evaluation method, we optimally designed an LRF that suppresses parallel plate resonance under the condition that no peaks occur around the frequency of interest even when multiple LRFs are implemented. As a result, we were able to predict the transfer impedance at the resonance frequency with an error of less than 2 dB.

In Chapter 4, we evaluated unnecessary electromagnetic radiation from the circuit board on which LRF was mounted. An LRF is concerned about unnecessary radiation from the open stub structure when suppressing parallel plate resonance of a circuit board, but it was found that unnecessary electromagnetic radiation can be suppressed by implementing LRF. The radiation from the open stub structure analyzed using the radiation factor decomposition model is 6.5 dB smaller in maximum value than the radiation from the edge of the circuit board, and the increase due to the linear sum of the two is also 2.1 dB. The radiation increase from the structure of LRF was found to be negligible.

In Chapter 5, we will discuss how, until now, imbalance difference models could not handle bidirectional mode conversion and 3D models at the same time. Then we showed how to do this in the same simulator, differential mode were handled in circuit analysis and common mode were handled in 3D electromagnetic field analysis. For the evaluation, we used co-analysis of circuit analysis and three-dimensional electromagnetic field analysis, Dynamic Link Analysis, which is included in the commercially available ANSYS Electronics Desktop. Radiated emissions and immunity were evaluated using co-analysis of circuit analysis and three-dimensional electromagnetic field analysis in the imbalance difference model. As a result, only the 3D electromagnetic field analysis results were compared with results of co-analysis, and both evaluations agreed within 3 dB at high noise frequencies. Therefore, since bidirectional mode conversion can be handled in 3D electromagnetic field analysis, it has become possible to evaluate EMC problems caused by mode conversion in conjunction with 3D electromagnetic field analysis.

Chapter 6 summarizes this paper. We created equivalent circuit models for two of the EMC problems, parallel plate resonance and mode conversion, and evaluated their performance. In the former, when creating the model, three-dimensional electromagnetic field analysis was used to express the three-dimensionally expanded parallel plate structure with the circuit characteristics, thereby reducing calculation costs. On the other hand, in the latter case, the performance was evaluated using co-analysis of circuit analysis for DM and three-dimensional analysis for CM, and we achieved simultaneous analysis of the three-dimensional structure and mutual mode conversion, which had not been achieved until now. For both problems, we were able to evaluate the performance from the design stage by utilizing the strengths of equivalent circuit models and three-dimensional electromagnetic field analysis with the goal of EMC design.



# 謝辞

本論文は、私の岡山大学大学院自然科学研究科の博士課程の研究をまとめたものです。執筆を終えるにあたり直接的または間接的に助けてくださった多くの人々に感謝申し上げます。

初めに、私に本研究を始める機会を与えていただき、数え切れないほどのアドバイスと絶え間ないご激励を賜りました豊田啓孝教授に深く感謝いたします。研究面だけでなく人としての考え方を教示いただきました。今後の人生で私を助けてくれると思います。ありがとうございます。本研究を進める上でご指摘を賜りました野上康之教授と上原一浩教授に感謝いたします。次に、五百旗頭健吾准教授に頂いた重要なコメント、アドバイスにも深く感謝しています。

そして、岡山大学光電磁波工学研究室の現在および過去のメンバーの皆様に感謝いたします。特に、河野一斗氏、岩崎浩明氏、mbox 児玉秀平氏には、技術的な作業を担当してくれ、研究データの取得においてとても頼りになり感謝しています。大西美登里さんと黒岡由美子さんには学会の発表時の出張手続きや論文提出時の書類などの作成などしていただいたこと、とても感謝しております。

最後に、私は本論文を両親、金尾純子と父金尾邦彦に捧げ、多大なご支援と継続的な励ましに感謝いたします。



# 目次

Abstract (in Japanese)	i
Abstract	v
Acknowledgments	ix
<b>第1章 はじめに</b>	<b>1</b>
1.1 背景	1
1.2 動機	3
1.2.1 電源/GND層間の高周波ノイズ問題	3
1.2.2 線路の平衡度不整合によるモード変換	4
1.3 論文構成	7
<b>第2章 電子機器の等価回路モデルを用いた EMC 設計</b>	<b>9</b>
2.1 EMC 設計	9
2.2 多ポートの等価回路	9
2.3 損失を有する共振器型フィルタ	13
2.4 テブナンの定理を用いた等価回路	18
2.5 平衡度不整合モデル	20
2.6 まとめ	23
<b>第3章 多ポートの等価回路モデルを用いた損失を有する共振器型フィルタ (LRF) によるノイズ伝搬抑制</b>	<b>27</b>
3.1 損失を有する共振器型フィルタにおける損失の最適設計	27
3.2 電源系の等価回路モデルを用いた実基板への LRF 実装による抑制量推定	33
3.3 まとめ	41
<b>第4章 LRF による平行平板共振抑制時の放射要因分解モデルを用いた不要電磁放射評価</b>	<b>45</b>

4.1	LRFによる平行平板共振抑制時の不要電磁放射 . . . . .	45
4.2	放射要因分解モデル . . . . .	49
4.3	妥当性の確認 . . . . .	50
4.4	まとめ . . . . .	51
<b>第5章</b>	<b>回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を用いた平衡度不整合モデルによる モード変換の解析</b>	<b>55</b>
5.1	回路解析と3次元電磁界解析の連成解析の妥当性 . . . . .	55
5.2	平衡度不整合モデルを用いたノイズに寄与するモード変換点の特定方法 . . .	59
5.3	ノイズに寄与するモード変換点の特定方法の妥当性の確認 . . . . .	61
5.4	むすび . . . . .	63
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>69</b>
	参考文献 . . . . .	71

# 目次

1.1	電磁両立性の分類 . . . . .	2
1.2	誘電率 $\epsilon$ の誘電体を含む矩形の電源層と GND 層 . . . . .	3
1.3	矩形型の電源層間における平行平板共振時の電圧分布の一例 . . . . .	4
1.4	伝送線路の伝送モード . . . . .	5
1.5	3 導体系の伝送線路で生じるモード変換 . . . . .	5
1.6	論文構成における章や節の間関係 . . . . .	8
2.1	システム開発の V モデル . . . . .	10
2.2	放射試験系のイメージ図 . . . . .	10
2.3	BCI 試験系のイメージ図 . . . . .	11
2.4	部品実装された実基板 . . . . .	11
2.5	全ての部品実装位置をポートとした無垢の基板 . . . . .	12
2.6	実装部品 . . . . .	12
2.7	Z パラメータによる多ポートの等価回路モデル . . . . .	13
2.8	部品実装された基板における Z パラメータによる多ポートの等価回路モデル . . . . .	13
2.9	回路素子を用いた 3 ポートの等価回路 . . . . .	14
2.10	損失を有する共振器型フィルタ (LRF) . . . . .	15
2.11	LRF の特性インピーダンス . . . . .	16
2.12	コンデンサを実装した際の抑制効果 . . . . .	16
2.13	LRF の損失の違いによる伝達インピーダンスにおける抑制効果のイメージ . . . . .	17
2.14	テブナンの定理を適用した際の電源/GND 層間の等価回路モデル . . . . .	19
2.15	断面構造とキャパシタの関係 . . . . .	21
2.16	モード等価回路モデル . . . . .	22
2.17	平衡度の異なる伝送線路が接続されたモデル . . . . .	22
2.18	コモンモードアンテナモデル . . . . .	23
2.19	3 次元電磁界解析のみの分析の概要 . . . . .	24
2.20	IBD ハイブリッド モデルの分析の概要 . . . . .	24

3.1	Port $p$ に入力インピーダンス $Z_{\text{eff}}$ の等価素子が接続された回路素子を用いた3ポートの等価回路	28
3.2	共振周波数 $f_n$ に着目し表現した図3.1の等価回路	29
3.3	共振周波数 $f_n$ に着目したPort $p$ に部品が接続された場合の等価回路	29
3.4	2次側の入力インピーダンス $Z_{\text{eff}}$ を1次側の共振回路へ換算した後の等価回路	30
3.5	1つのPortに $m$ 個のノイズ対策部品が接続された場合の等価回路	32
3.6	$m$ 個のPortにノイズ対策部品がそれぞれ接続された場合の等価回路	33
3.7	2次側の入力インピーダンス $Z_{\text{eff}}$ を1次側の共振回路へ換算した後の等価回路	33
3.8	断面図	34
3.9	評価基板の電源層と部品実装位置	35
3.10	1 mA の電流でPort 1を励振させた場合の2.4 GHzにおける電圧分布	35
3.11	共振回路の数を変えて式(2.1)から算出されるインピーダンスと3次元電磁界シミュレーションとの比較	36
3.12	シミュレーションに使用したフェライト膜の各パラメータ	39
3.13	LRFの入力インピーダンス $Z_{\text{eff}}$	40
3.14	3次元電磁界シミュレータと式(3.2)の $Z_T^*$ の比較	40
3.15	式(3.2)を用いて算出した伝達インピーダンス $Z_T^*$	41
3.16	式(3.5)を用いて算出した伝達インピーダンス $Z_{T,m}$	42
3.17	コンデンサが実装された2.4 GHzで共振する評価対象	43
4.1	放射と電源層間の抑制についての評価系	46
4.2	Input portに流れ込む1 mAの電流で励振された電源層間における2.4GHzの電界分布	46
4.3	xyz座標上の2.4GHzの放射パターンの比較	47
4.4	基板からの放射電力の周波数特性	47
4.5	Input portに流れ込む1 mAの電流で励振された電源層間における2.54GHzの電界分布	48
4.6	xyz座標上の2.54GHzの放射パターンの比較	48
4.7	LRFを実装した評価基板	50
4.8	放射要因分解	51

4.9	LRF#6 に対するテブナンの定理の適用 (a) 開放電圧の同定 (b) インピーダンスの同定 . . . . .	52
4.10	2.4 GHz における電源/GND 層間の電界分布 . . . . .	52
4.11	2.4GHz における評価基板からの放射電界の比較 . . . . .	53
4.12	放射要因分解モデルからの放射比較 . . . . .	53
5.1	Dynamic Link Analysis を用いた平衡度不整合モデルの連成解析 . . . . .	57
5.2	同軸ケーブルにマイクロストリップ線路が汎用コネクタによって接続された実構造モデル . . . . .	58
5.3	図 5.2 における連成解析のための等価回路モデルと 3 次元電磁界解析モデル . . . . .	58
5.4	コモンモードアンテナモデルと放射の評価系 . . . . .	59
5.5	実構造モデルと連成解析モデルによるコモンモードアンテナモデルの放射計算比較 . . . . .	60
5.6	筐体に沿って配線された伝送線路モデル . . . . .	61
5.7	図 5.6 における連成解析モデル . . . . .	62
5.8	解析モデルの違いによる水平偏波の電界強度比較 . . . . .	63
5.9	イミュニティ評価対象の実構造モデル . . . . .	63
5.10	平衡度不整合モデル . . . . .	64
5.11	平衡度不整合モデルにおける重ね合わせの理 . . . . .	65
5.12	電磁界解析のみと回路と電磁界の連成解析との結果比較 . . . . .	66
5.13	電圧 . . . . .	66
5.14	モード変換点におけるコモンモード電流 . . . . .	67
5.15	各モード変換点におけるコモンモード電流の比およびディファレンシャルモード電圧の比 . . . . .	67



# 表 目 次

3.1	電源層間のパラメータ . . . . .	34
3.2	基板の構造や材料特性から算出した値 . . . . .	37
3.3	設置位置が Port 8 場合における同定された理想変成器の巻き線の比 . . . . .	37
3.4	評価基板に実装されたオープンスタブのパラメータ . . . . .	38
3.5	2.4 GHz において推定した抑制量 . . . . .	41
3.6	2.4 GHz において条件式 (3.8) を用いて得られる損失の値と推定した抑制量 . . . . .	42
3.7	2.4 GHz における 3 次元電磁界解析と回路解析の抑制量の比較 . . . . .	43



# 第1章 はじめに

## 1.1 背景

IoT (Internet of Things) 時代では、さまざまなデバイスが接続され、デバイス内の複数のボードが線で接続され、集積回路 (IC) で処理されたデータが他の IC に通信される。ディファレンシャルモード (DM) で通信する場合でも、平衡度の異なる伝送線路を接続することによるモード変換は、DM から変換されて装置外に放射されるコモンモード (CM) に悪影響を及ぼす [1]。しかし、外部と結合した CM は DM に変換されるため、通信品質が劣化し、誤動作の原因となる。イミュニティの評価やノイズ対策が行われるが、対策すべき点は CM ノイズ対策とモード変換点であることが一般的に知られていますが、明確にはされない。したがって、CM 電流が DM 電圧にどのような影響を与えるかを理解する必要がある。

IoT の進展に伴い、電子機器の高周波化、多機能化、小型化などが進められるなか、機器周辺の電磁環境の悪化に伴い機器のノイズ耐性を向上させる EMC (electromagnetic compatibility) 設計が重要である。効率的な EMC 設計には、ノイズ耐性評価のためにノイズの伝達メカニズム解明に基づいた性能予測とノイズ抑制部品の最適な設計方法が必要である。

一般的に、製品開発のプロセスは、設計、試作、性能評価の順に実行される。電子機器を構成する部品ごとに EMC 試験を実施し規制値を下回る結果が得られたとしても、電子機器の開発において部品同士を接続することによって新たに電磁ノイズが発生する可能性があるため再度 EMC 試験が必要になる。電子機器の製作後に電磁ノイズが規制値を超えてしまう場合、設計からやり直すこととなり開発期間が伸びることとなり時間コストや金銭的成本が増大する。したがって、設計段階から電磁環境を考慮した EMC 設計が要求される。

本論文では、EMC 問題のうちの2つ、プリント回路基板の電源/グラウンド層間における平行平板共振と、平衡度の異なる線路の接続部で発生するモード変換に対して、回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用した性能評価方法を提案した。前者は、ディファレンシャルモード (DM) に関する問題であり、後者は、DM に加えてコモンモード (CM)

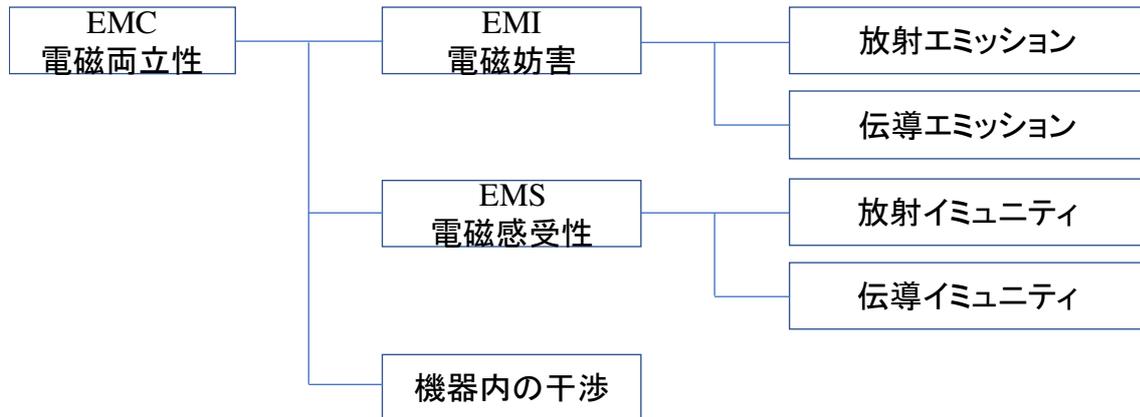


図 1.1 電磁両立性の分類

にも関する問題である。性能評価を行うために、等価回路モデルの作成を行う必要があるが、3次元構造である実機は設計とは異なるため3次元電磁界解析の利用も必要となる。

EMC 設計における性能予測に役立てるために、利用される回路モデルは交流回路理論が扱えるため、電気信号の解析的な評価に向いている。しかし、電子機器のプリント回路基板 (PCB) に配線され IC の電気信号を伝える DM の回路パターンは、線路構造に寄生する電気的パラメータや IC のスイッチングに含まれる電磁ノイズなどにより、設計どおり動作するとは限らない。ノイズ抑制のためにノイズフィルタが用いられるが、寄生する電気的パラメータの影響で所望の抑制効果が得られない場合もある。そのため、電磁ノイズの伝達メカニズムを解析した上での設計が重要である。

3次元電磁界モデルは複雑な構造に起因する電磁ノイズを総合的に評価できる。そのため、DM と CM の両者を含めた現実に近い電磁ノイズ評価ができる。一方、実構造の複雑な構造に起因する電磁ノイズは、ノイズの伝達経路が複雑であり伝達経路に基づく構造の分解が難しくノイズ伝達メカニズムやフィルタによる抑制メカニズム解析が難しく、さらに、等価回路モデルに比べて計算時間が多くかかる。

図 1.1 は、電磁両立性の分類を示している。電磁妨害 (EMI) は、電子機器が動作する際に発生する不要な電磁波が他の機器に干渉し悪影響を与えることであり、他の機器の動作不良につながる問題である。反対に、電磁感受性 (EMS) は、他の機器の動作により発生した不要な電磁波の影響を受けやすいかどうかを表す指標であり、電磁ノイズ対策を施すことで感受性が低くノイズ耐性を有する利きとなる。EMI と EMS は、放射性と伝導性の電磁ノイズがあり、放射エミッションと伝導エミッション、放射イミュニティと伝導イミュニティと分類され、これら 4 つの電磁ノイズについて評価が必要となる。最後の機器内の干渉は、自家中毒とも言われ、自身の電子機器から発生したノイズが機器内で電磁干

渉を起し正常な動作ができない問題である [2].

## 1.2 動機

### 1.2.1 電源/GND層間の高周波ノイズ問題

本節では、電源層と GND 層が平行平板構造であることに起因する平行平板共振について述べ、電源層間の特性を解析する手法としての等価回路モデルの必要性について述べる。

電子機器で使用される PCB の電源層間の形状は任意であるが、説明の簡単化のために単純な矩形の電源層間を例に説明する。図 1.2 は、単純な矩形の電源層間を示している。実装された IC/LSI のスイッチングに起因した高周波電流が電源層間に流れ出ると、層間の間隔が電磁波の波長に比べて十分に狭い場合、平行平板に垂直方向の電界成分と平行方向の磁界成分を持つ電磁界が存在し、この電磁界は 2 次元的に伝搬し、基板端部で反射されて定在波が立つ。

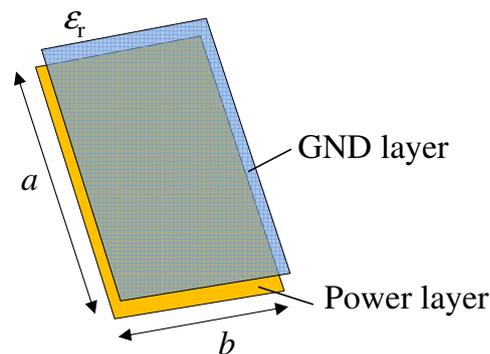


図 1.2 誘電率  $\epsilon$  の誘電体を含む矩形の電源層と GND 層

平行平板共振時の周波数では、電源層間のインピーダンスが大きく変化し、加えて、共振により貯蓄されるエネルギーの一部は放射エネルギーとなりプリント基板外に放射される [3]. 矩形型の平行平板構造では、共振周波数は基板の縦横の辺の長さによって決まる [3]. 図 1.3 は、1 V の電圧で矩形の電源層間を励振させたときの 2.4 GHz における平行平板共振の電圧分布を示している。図 1.3 では、共振モード  $f_{12}$  の周波数 2.4 GHz において、定在波が発生していることが分かる。このように電源層間に定在波が発生した際に、定在波の腹の位置に無線通信などの高周波回路が存在すると、電源バウンスにより安定した電源供給の妨げになり、通信品質の劣化に繋がる。なぜなら、無線通信は微弱な電波を用いて通信を行うため、本来復号したい通信信号の電圧の振幅に対してノイズの振幅が大きくなることで、受信信号における復号したい通信信号がノイズに埋もれてしまい、信号

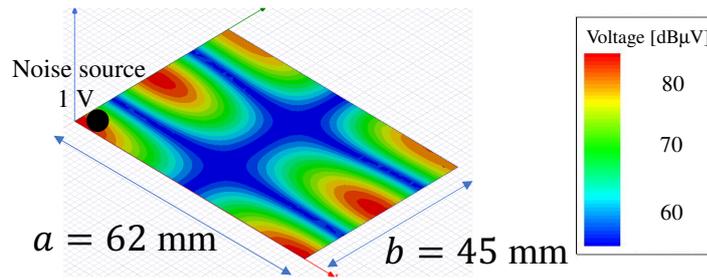


図 1.3 矩形型の電源層間における平行平板共振時の電圧分布の一例

の切り分けが難しくなるためである．実際に矩形ではなく任意形状の電源層間が用いられるため構造から共振周波数を算出するのは容易ではない．

通信品質を確保するためにはノイズ対策を施す必要がある．ノイズ対策部品を実装することで抑制効果は期待できるが，対策部品によってどの程度効くのか分からないければ，対策が足りなければ規制値を満たすことができず，反対に，過剰な対策を施してしまうと金銭的なコストの増加に繋がる．したがって，可能な限り少ない対策で最大効率の抑制効果が得られることが求められる．そのため，我々は等価回路モデルによるノイズ対策部品による抑制量の推定を行う．

### 1.2.2 線路の平衡度不整合によるモード変換

図1.4は，伝送線路の伝送モードを示している．DMとCMは，独立直交な関数を意味し，多線条線路における線路電圧と線路電流は，実際に観測される電圧，電流を実電圧，実電流と表現すると，実電圧と実電流がDMとCMの直交する仮想的な成分として表される．つまり，実電圧，実電流は，お互いに関連しない独立な成分に分解して考えることができる．伝送線路系の線路電圧と線路電流は電磁気学的にはTEM(transverse electromagnetic)モードであるため，分解された直交モード成分もTEMモードである．

図1.5は，3導体系の伝送線路で生じるモード変換を示している．線路の断面構造が不連続であり平衡度不整合の線路が接続されると，ディファレンシャルモードからコモンモードへの変換，そして，コモンモードからディファレンシャルモードへの変換というモード変換が生じる．モード変換によって設計時には意図していない電磁波が正常な動作を妨害したり，放射ノイズとなり他の機器への電磁妨害波となり問題となる．そのため，モード変換を考慮した上で設計することが重要であり，我々は，文献 [4,5] でコネクタで生じるモード変換について，ノイズ対策部品による抑制効果の実験的確認やモード変換の分析を行っている．

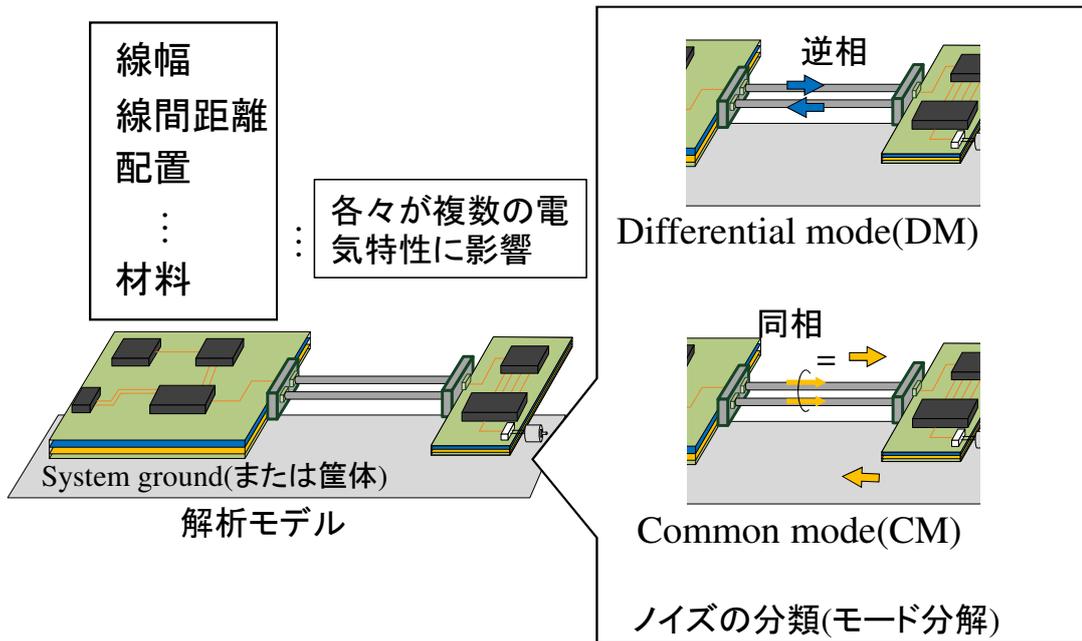


図 1.4 伝送線路の伝送モード

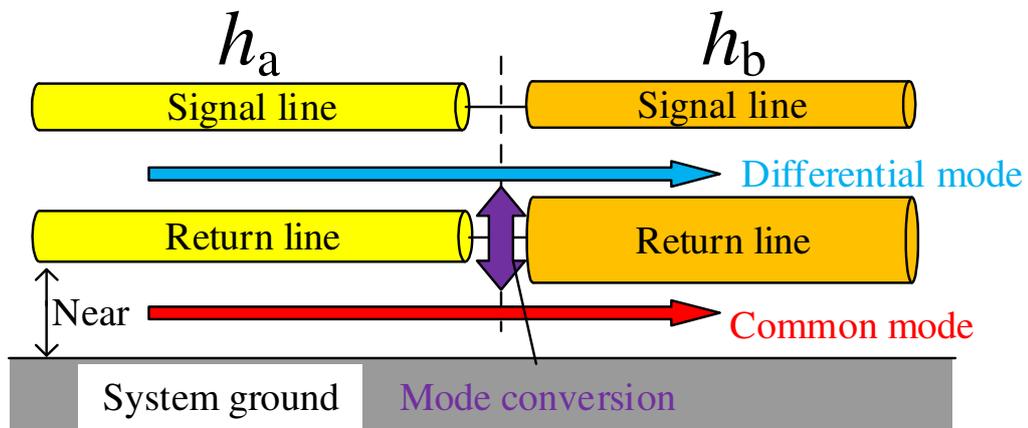


図 1.5 3 導体系の伝送線路で生じるモード変換

DM と CM を扱う構造の不連続性によって引き起こされる EMC の問題を、モード分解手法を考慮して処理できる平衡度不整合モデル (IBD) モデル [1] が提案された [6]。平衡度の異なる線路が接続された構造は、電流配分率に基づくモード分解により DM と CM に分離される [7]。別の IBD モデルであるコモンモードアンテナ (CMA) モデル [1, 8–14] は 3 次元構造を解析でき、CM はシステムグラウンド (GND) から離れた空中に位置するため、CM のみに焦点を当てている。支配的な放射の発生源である CM 励起源とその原因を特定し、CM 電流を計算することができる。このモデルでは、CM から DM へのモード

変換の解析が可能である。しかし、DM から CM へのモード変換は無視され、免疫の問題は対象外である。

イミュニティ問題に対応できるモード等価回路 [1,8,9,14] は、システム GND に近い位置に配線することを目的とした別の IBD モデルである。CM から DM へのモード変換や、バランスの異なるラインの境界で発生する DM から CM へのモード変換も考慮できるため、イミュニティ問題の原因究明が可能である。しかし、モード等価回路を用いた研究では、対象を 1 次元の回路モデルに落とし込むため、複雑な 3 次元構造を正確にモデル化することができなかった。したがって、CMA モデルやモード等価回路には一長一短があり、検討できる対象には限界がある。

CM の流れはシステムの構造と配線によって決まる。しかし、複雑な 3 次元構造を 1 次元等価回路でモデル化することは困難である。そのため、3 次元構造のモデルを用いて解析する必要がある。辻本ら [15] は、複合機を模擬した構造に対して 3 次元電磁界解析と回路解析の連成解析を実施し、3 次元構造と双方向モード変換を評価した。3 次元電磁界解析は富士通 Poynting for Microwave を用いて行い、回路解析は複合機を模擬した構造に対して Cadence AWR Microwave Office を用いて行った。筐体に沿って立体的に配線したモデルはシステム GND を含めて 4 導体でしたが、筐体を局所的に GND とみなせば 3 導体の IBD モデルも適用できる。ただし、2 つのシミュレータで連成解析を行うには、モード等価回路と 3 次元の CM 等価モデルの CM 電流に注目する必要がある。IBD モデルの計算結果を一致させるために反復計算が必要だった。双方向モード変換の精度を高めるためには、計算結果が一致するまで繰り返し計算を行う必要がある。長時間を要する。

Nandyala らによって [16]、超音波センサのバルク電流注入試験が適切でない理由を、CST STUDIO SUITE のシミュレータを使用して連成解析を行うことで調査している [17]。Kim ら [18] は、3 次元電磁界解析モデルとの連成解析によってバスバー基板とフェライトチョークを調査し、ANSYS HFSS [19] を使用した回路解析によって X コンデンサと Y コンデンサの設計について取り組んだ。基板に実装されている部品を同等の素子に置き換え、簡単な計算で高速解析を行ったが、モード分解は行っておらず、3 次元電磁界解析のみで計算には問題がなかった。つまり、反復計算を必要とせず、データ交換に多くの時間と労力を要しないモデルであった。連成解析は、大量のデータ交換を必要とする反復計算で役立つ。

## 1.3 論文構成

本論文は6章構成で構成される。図1.6は、論文構成における章や節の間の関係を示している。

まず、2章では、電子機器の設計における等価回路モデルによる評価方法を提案している。等価回路モデルでモデル化できることで対象となる系を簡略化することで特性の解析や設計のしやすさの向上を図ることができる。まず、DMの問題である平行平板共振に対して、3次元的な広がりのある平行平板に対して等価回路モデルで表現する方法を示した。平行平板共振の対策である、我々が提案している損失を有する共振器型フィルタ(LRF)を用いた設計に役立てることを示した。そして、LRFを実装した回路基板からの不要電磁放射を評価するため、回路基板の基板端からの放射とLRFを構成するオープスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解したモデルも提案した。次に、DMだけでなくCMも含む問題であるモード変換に対しては、これまでに平衡度不整合モデルを提案しており、線路の平衡度を表す電流配分率を用いたモード分解によってDMとCMに分離し評価する。

3章では、提案した評価法をもとにLRFを複数実装しても着目した周波数の前後にピークが生じないという条件で、平行平板共振を抑制するLRFの最適な設計を行った。

4章では、LRFを実装した回路基板からの不要電磁放射を評価した。損失を有する共振器型フィルタは、回路基板の平行平板共振抑制時におけるオープスタブ構造からの不要放射が懸念されるが、LRFを実装することで、不要電磁放射も抑制できるかを調べる。そして、放射要因分解モデルを用いてオープスタブ構造からの放射を解析する。

5章では、これまで平衡度不整合モデルは双方向のモード変換と3次元モデルを同時に扱えなかったが、同一のシミュレータにおいて回路解析でディファレンシャルモードを、3次元電磁界解析でコモンモードを扱い評価する方法を示す。評価には市販のANSYS Electronics Desktopに装備されているDynamic Link Analysisを用いて回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用する。平衡度不整合モデルにおける回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用し、放射エミッションとイミューニティを評価した。

6章では、本論文で検討したEMC問題のうちの2つ、平行平板共振とモード変換に対して等価回路モデルを作成した性能評価の方法についてまとめている。

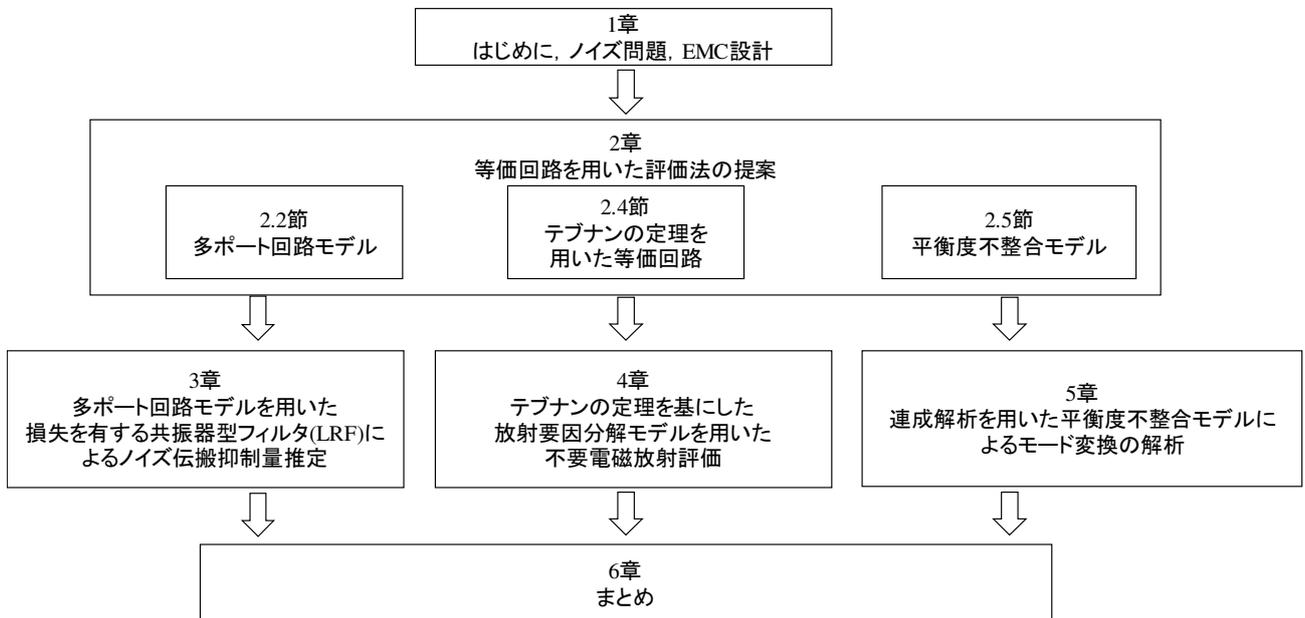


図 1.6 論文構成における章や節の関係

## 第2章 電子機器の等価回路モデルを用いたEMC設計

本章では、まず、EMC設計について説明を行う。次に、等価回路モデルを用いた評価方法の提案を行う。等価回路モデルは多ポートの等価回路モデル、放射要因分解モデルと平衡度不整合モデルについて説明する。そして、平行平板共振抑制の手法である損失を有する共振器型フィルタ (LRF) について述べる。

### 2.1 EMC設計

システムの開発において、図 2.1 に示すような V モデルが用いられる。電子機器の開発においては、各部品やシステムのテスト段階で実機を用いた EMC 試験が行われる。図 2.2 のイメージで示される放射試験系では、放射エミッションを評価する放射試験や図 2.3 のイメージで示される BCI 試験系では、伝導イミュニティを評価する。これらの試験の規制値を超えた場合は製品を出荷することができずに設計の段階からやり直しになり、開発の時間的あるいは金銭的成本を増加させてしまう問題となる。他方で、アジャイル開発といった方法も開発モデルとして考えられるが、個別の部品だけでなく回路や部品、伝送線路が接続された全体の電気特性により電磁ノイズが発生するため、各部品や一部の完成でノイズ評価するだけでは不十分であり不向きである。

EMC の性能評価をするうえで重要なことは、製品製造の前の設計の段階から EMC 性能を考慮して設計する EMC 設計である。EMC 設計では、製品を等価回路モデルや 3 次元電磁界解析を行い性能を評価することで、製造後の EMC 性能評価で問題が出ないよう手戻りの少ない設計である。

### 2.2 多ポートの等価回路

本節では、多ポートの等価回路によるモデル化について説明を行う。

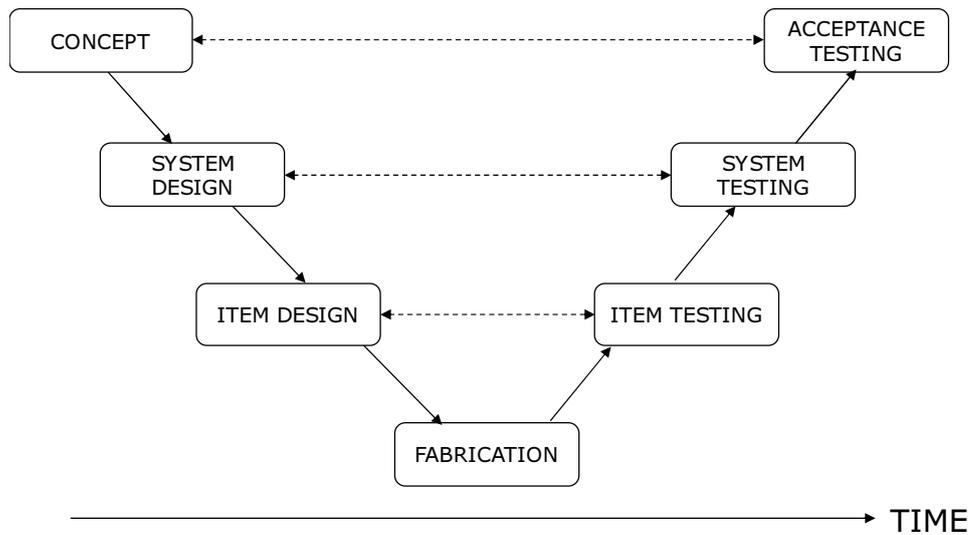


図 2.1 システム開発の V モデル

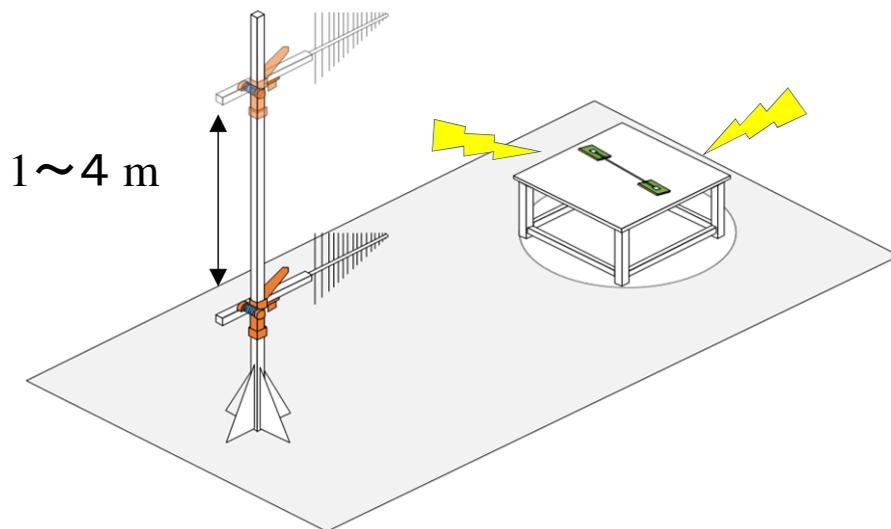


図 2.2 放射試験系のイメージ図

図 2.4 は部品実装された実基板を示しており、各素子が電源/GND 層間に接続されている。この電源層間における平行平板共振のモデル化が必要である。そこで、図 2.4 の実基板を要素ごとに分解しモデルを作成していく。

実基板は、図 2.5 で示される全ての部品実装位置をポートとした無垢の基板と、図 2.6 で示される実装部品に分解できる。無垢の基板を等価回路でモデリングすると図 2.7 に示される Z パラメータによる多ポートの等価回路モデルで表現される [20–23]。実装部品は、入力インピーダンス  $Z_i$  の等価素子で表現できる。これらのモデルを接続することで図 2.4

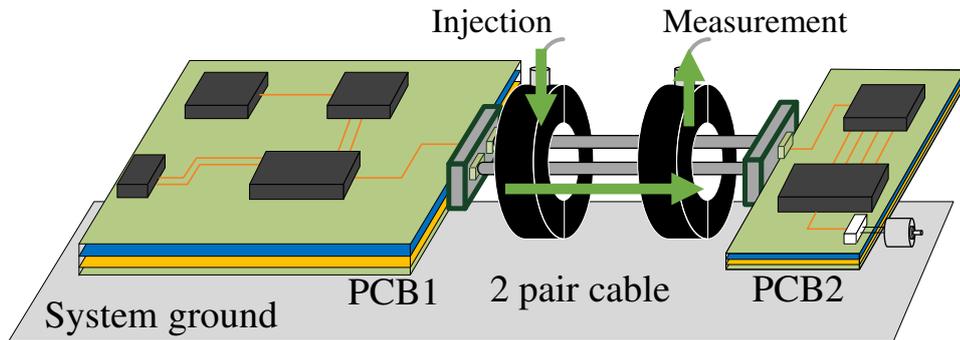


図 2.3 BCI 試験系のイメージ図

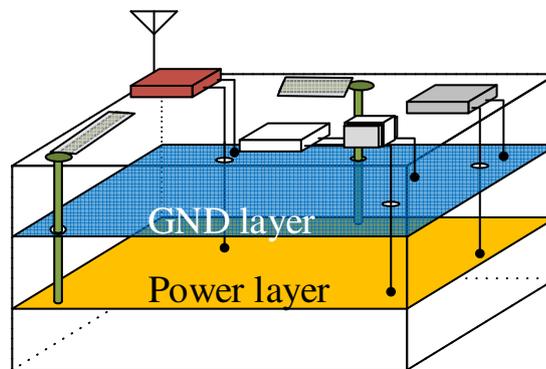


図 2.4 部品実装された実基板

の実基板は、図 2.8 で示す部品実装された基板における  $Z$  パラメータによる多ポートの等価回路モデルで表現することができる。

実基板の性能を図 2.8 で評価した際に規制値を下回れば手戻りはなくノイズ対策が不要であるが、規制値を超えた場合、ノイズ対策部品をさらに実装し規制値を下回る必要がある。

文献 [24] では、各共振モードに着目して共振モードの低い周波数から順番に  $f_n$  として表現するとき、平面回路の等価回路を図 2.9 のような回路素子を用いた等価回路で表現できることが示されている。この等価回路モデルは対象とする周波数でインピーダンスを表現できる。

この回路素子による等価回路を用いると、ポート  $i$ ,  $j$  間の駆動点インピーダンスおよびポート  $i$  の駆動点インピーダンスは次式で与えられ、 $Z$  パラメータが回路素子によって表現できる [24]。

$$Z_{ij} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{ni}N_{nj}}{Y_n} + \frac{1}{j\omega C_0} \quad (2.1)$$

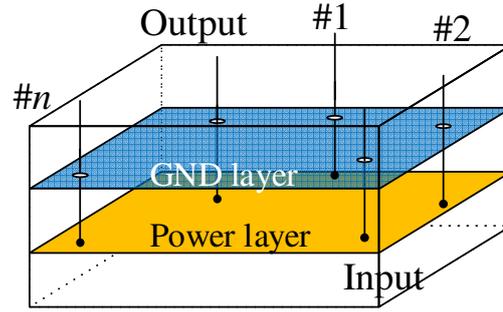


図 2.5 全ての部品実装位置をポートとした無垢の基板

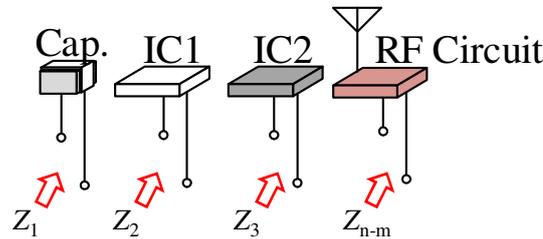


図 2.6 実装部品

式 (2.1) において,  $i \neq j$  の場合は伝達インピーダンス,  $i = j$  の場合は駆動点インピーダンスを示す. 共振モードを表現している並列接続された素子のアドミタンスは

$$Y_n = j\omega C_n + 1/j\omega L_n + 1/R_n \quad (2.2)$$

であり, キャパシタンスは  $C_n = C_0 = \epsilon S/d$ , インダクタンスは  $L_n = 1/\omega_n^2 C_n$ , 抵抗値は  $R_n = Q_{0n}/\omega_n C_n$ , そして, Q 値は  $Q_{0n} = 1/(\tan\delta + r_n/d_{PPW})$  として計算しており,  $\tan\delta$  は電源層間内の誘電体の誘電損,  $r_n$  は表皮深さ,  $d_{PPW}$  は誘電体の厚さである.  $N_{ni}$  および  $N_{nj}$  の大きさは理想変成器の巻き線の比であり, 極性は正負どちらも取りうる.

これらのパラメータは周波数に着目して同定を行っているため, この回路は  $n$  番目の共振回路が周波数  $f_n$  の各共振モードの振る舞いを支配的に表現できるという特徴を有しており, 文献 [24] では, パラメータの算出についても記述されている. 電源層間の面積  $S$  からキャパシタンスを求めた後,  $n$  番目の共振モードの周波数に合うように各モードにおけるインダクタンスを決定する. Q 値も材料や構造パラメータの値から算出でき, その値から抵抗の値を求める.  $N_{ni}$  および  $N_{nj}$  は, 次式で算出できる [24].

$$N_{ni} = \frac{\sqrt{S}}{W_i} \int_{W_i} \phi_n(s_i) ds_i, \quad N_{nj} = \frac{\sqrt{S}}{W_j} \int_{W_j} \phi_n(s_j) ds_j \quad (2.3)$$

式 (2.3) において,  $W_i$ ,  $W_j$  は Port  $i$ ,  $j$  それぞれにおける線路幅,  $\phi_n$  は固有関数,  $s_i$ ,  $s_j$

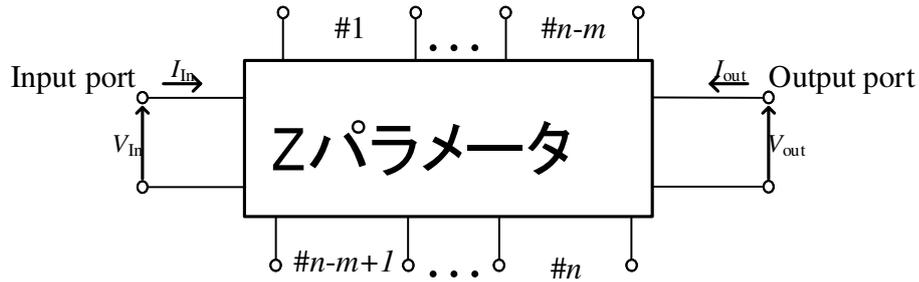


図 2.7 Zパラメータによる多ポートの等価回路モデル

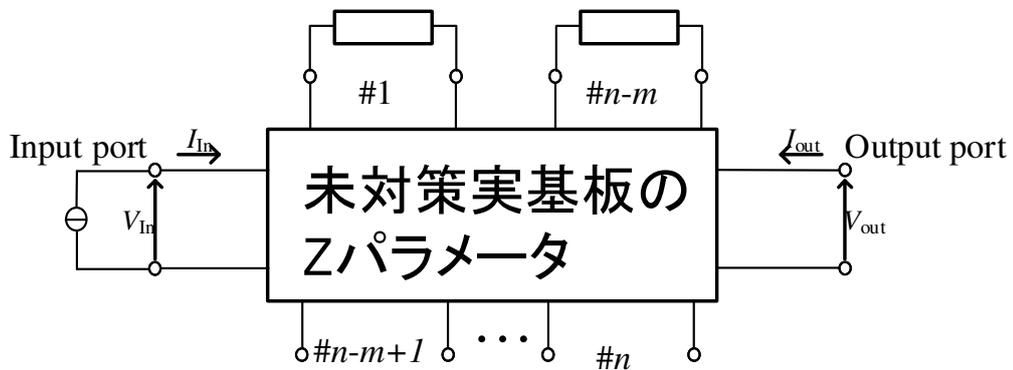


図 2.8 部品実装された基板における Zパラメータによる多ポートの等価回路モデル

は Port  $i$ ,  $j$  それぞれにおける積分経路上の位置である。しかし、本論文では  $s_i$ ,  $s_j$  がどのように与えられるか分かっていないため、現状として  $N_{ni}$  および  $N_{nj}$  は、電磁界シミュレータで得られるグラフに合わせこむことで決定する。

式 (2.1) から、部品実装による電源層間のインピーダンス特性の変化を捉えることができるようになった。なぜなら、従来の Zパラメータによる表現と異なり、実際に回路内部の振る舞いが並列共振回路によって表現されることで、Port  $p$  に部品実装した場合の回路を実際に解くことができるためである。

3章では、Port  $p$  にノイズ対策部品が実装された場合、そして、どのような抑制量が得られるのか推定する解析手順を説明する。

## 2.3 損失を有する共振器型フィルタ

高周波における共振対策として我々がこれまでに提案してきた損失を有する共振器型フィルタ (LRF) について説明する。LRF は、パターンを形成し、なおかつ損失を用いる平行平板共振抑制手法である [25]。チップ素子を用いる場合と比べ、高周波における共

振抑制効果が期待できる．なぜなら，チップ素子を用いると，等価直列インダクタンス (Equivalent Series Inductance: ESL) の影響により，高周波では用いることが困難であるからである．

図 2.10 で示すように， $1/4$  波長共振を利用するオープンスタブに GHz 帯で損失を付与するフェライト膜を装荷した構造で LRF を実現しており [25–27]，LRF のインピーダンスが低くなる共振周波数  $f_{\text{res}}$  とその前後の狭帯域な周波数で抑制効果が期待できる素子である．図 2.10 は，比誘電率  $\epsilon_r$  で厚さが  $d_{\text{PPW}}$  の誘電体の電源層間に設置された LRF を示しており，オープンスタブは，スタブ幅  $w$ ，スタブ長  $l$ ，誘電体の厚さ  $d_{\text{stub}}$  で構成され，フェライト膜厚は  $t$  である．LRF はビアを介して電源層パターンに接続されている．接続点から見た LRF の入力アドミタンスを  $Z_{\text{eff}}$  とすると，電源層間に接続された等価素子で表すことができる [27]．先行研究 [27] において LRF に入力インピーダンスは次式で表されることが示されている．

$$Z_{\text{eff}} = j\omega L_{\text{via}} + \frac{Z_{0\text{stub}}}{\tanh\{(\alpha + j\beta)l\}} \quad (2.4)$$

$$\simeq Z_{0\text{stub}} \tanh(\alpha l) + j\{\omega L_{\text{via}} - Z_{0\text{stub}} \cot(\beta l)\} \quad (2.5)$$

ここで， $Z_{0\text{stub}}$ ， $\alpha$ ， $\beta$  はそれぞれオープンスタブの特性インピーダンス，減衰定数，位相定数であり， $L_{\text{via}}$  はビアのインダクタンスであり，これらは構造や材料によって決まる値

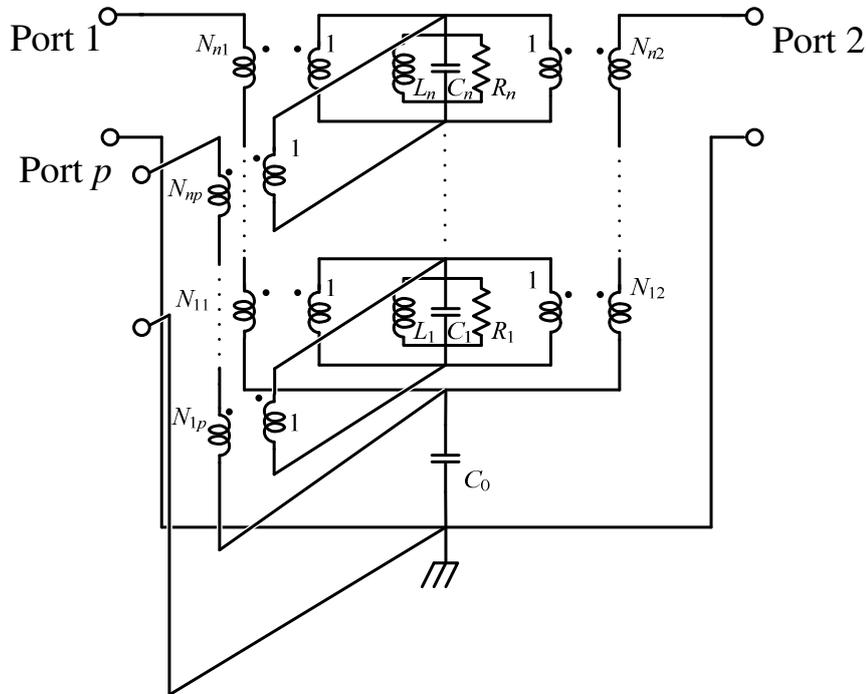


図 2.9 回路素子を用いた 3 ポートの等価回路

である。

図 2.11 は LRF の特性インピーダンスであり，2.4 GHz で小さな特性インピーダンスを有しており，その他の帯域で大きな値である．これにより，特定の周波数でのみ抑制効果を得ることが可能である [28]．図 2.12 で示すコンデンサによる抑制では，数 100 MHz 以下の低周波では抑制効果が得られるが，GHz 帯で抑制効果が得られられない．反対に，共振シフトが発生しており，本来ノイズが生じていない周波数でノイズが生じることで 2 次被害が発生しうる．

次に，LRF の課題について説明を行う．LRF によって効率よくノイズ抑制効果を得るために，どの程度の損失の大きさを持つべきであるか分かっていないという課題がある [22]．図 2.13 は，LRF の損失の違いによる伝達インピーダンスにおける抑制効果のイメージを示している．黒破線が，LRF による対策がされていない場合の伝達インピーダンス  $Z_T$  を示しており，赤破線が LRF を実装されている場合を示している．状況としては共振周波数  $f_{\text{res}} = f_n$  で最も抑制量を得られるように，共振周波数  $f_n$  とインピーダンスが低くなる共振周波数  $f_{\text{res}}$  が一致している場合を想定している．損失が少ない場合は図 2.13(a) に示すように，共振周波数  $f_n$  において抑制量が多くなる一方，その前後の周波数でノイズの増加が生じ，設置前と比べてノイズが大きくなると問題となる [26]．損失が大きい場合は図 2.13(b) に示すように，共振周波数  $f_n$  において比較的抑制量が少なくなる一方，新たなノイズの増加は生じなくなる．したがって，効率よくノイズ抑制効果を得るための損失の大きさの条件は，共振周波数  $f_{\text{res}}$  の前後の周波数でノイズの増加が生じなく，共振周波数  $f_{\text{res}}$  で最も抑制量を得られることである．

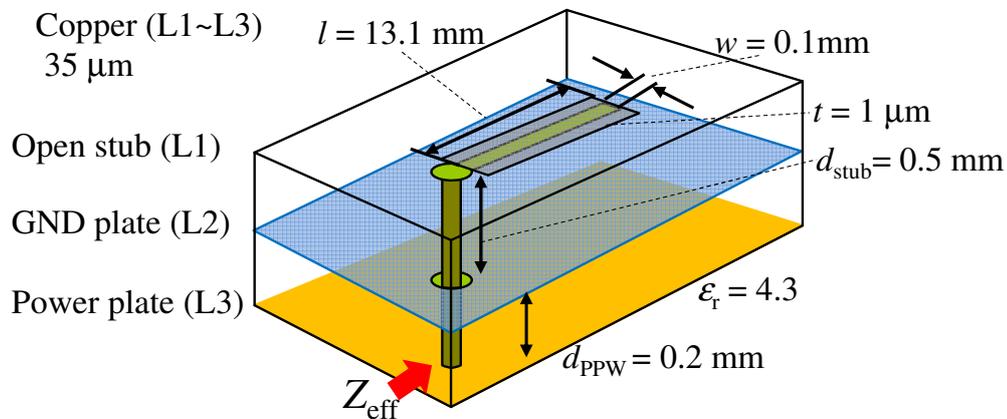


図 2.10 損失を有する共振器型フィルタ (LRF)

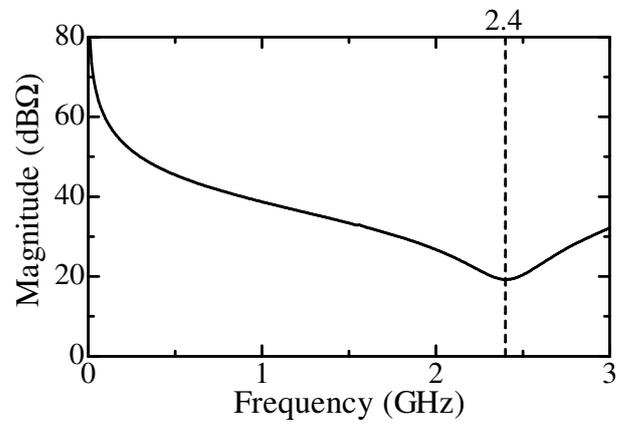


図 2.11 LRF の特性インピーダンス

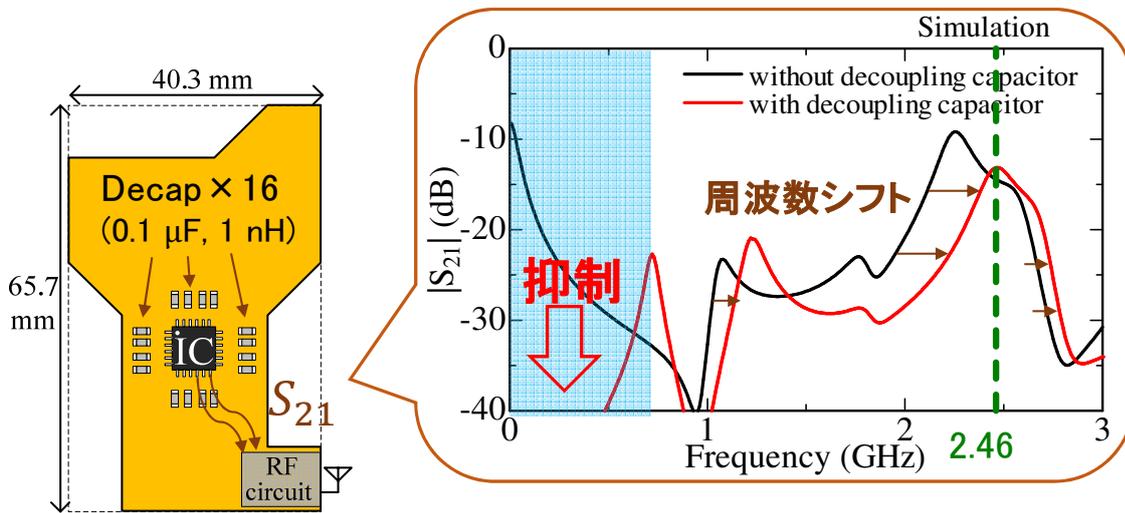


図 2.12 コンデンサを実装した際の抑制効果

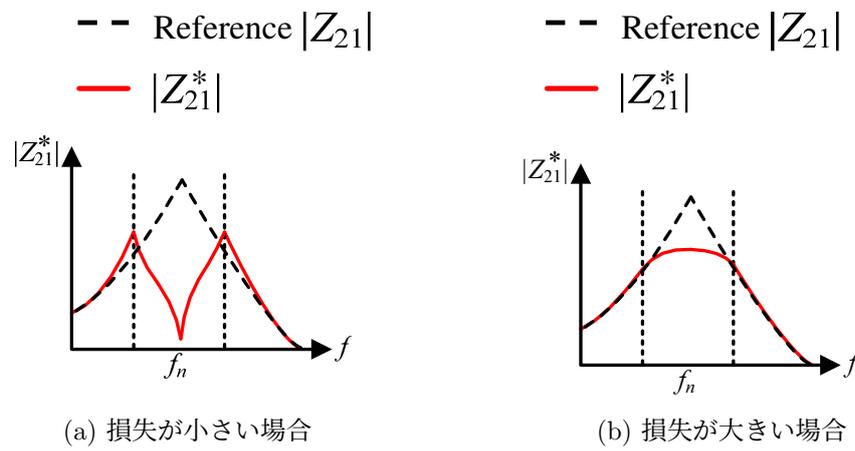


図 2.13 LRF の損失の違いによる伝達インピーダンスにおける抑制効果のイメージ

## 2.4 テブナンの定理を用いた等価回路

放射エミッションを評価する際に、部品実装された基板全体からの放射は電磁界解析することで評価が可能である。しかし、放射量が規制値を超えている場合、複数あるアンテナからの電磁放射の問題を切り分けることは難しい。なぜなら、放射は、ノイズ源  $\times$  伝達経路  $\times$  アンテナ要因という組合せで表現できるが、1つのアンテナに注目するとき、他のアンテナを単純に取り除いてしまうと基板の電気特性に変化が生じるためである。本論文では、部品実装された基板全体からの放射をアンテナ要因を分解するためにテブナンの定理を用いることで個別の評価を達成する。

図 2.14 は、後述の平行平板共振抑制する LRF 実装時における LRF の断面図と、LRF と電源層間に対してテブナンの定理を適用した等価回路モデルである。電源層間からのみの放射を評価する際に、アンテナ要因である平行平板共振する電源層間の等価回路モデルとして表現して放射構造を取り除く。まず、LRF と接続のためのビアを除去する代わりに、ビアのインダクタンスを含む LRF の等価インピーダンス  $Z_{\text{open}}$  を設置する。このとき、LRF とビアで接続された電源層をビアごと除去する代わりに、テブナンの定理を用いて得られる開放電圧  $V_{\text{open}}$  とインピーダンス  $Z_{\text{open}}$  からなる等価電圧源と、ビアのインダクタンス  $L_{\text{via1}}$ ,  $L_{\text{via2}}$  とビア-GND 層間のキャパシタンス  $C_{\text{via}}$  を設置している。ここで、ビアと GND 層の距離が最も近い位置で結合を考え、 $L_{\text{via1}}$ ,  $L_{\text{via2}}$  は、図 2.14 に示す電源/GND 層間とオープスタブ/GND 層間の長さでそれぞれ分けた。次に、ビアの位置における開放電圧  $V_{\text{open}}$  の振幅と位相を求める。LRF からの放射モデルにおけるオープスタブには、このようにして得られた等価電圧源を励振源として与えている。

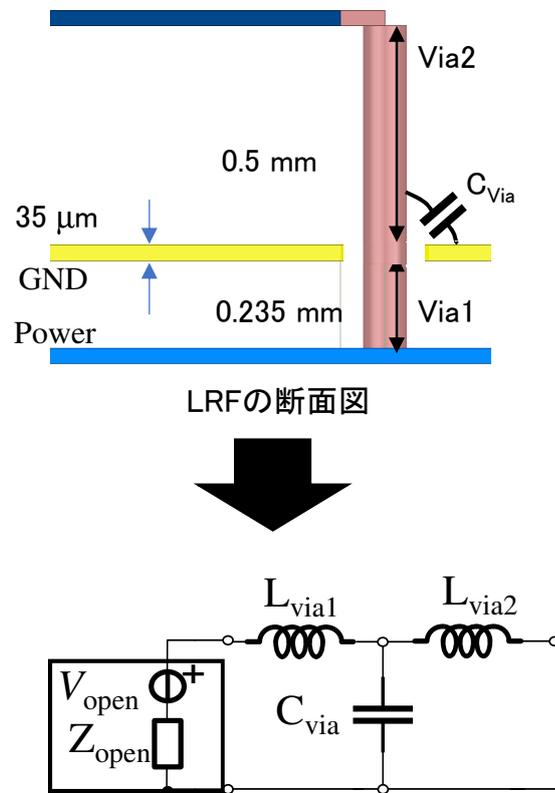


図 2.14 テブナンの定理を適用した際の電源/GND 層間の等価回路モデル

## 2.5 平衡度不整合モデル

平衡度不整合モデルの1つであるモード等価回路モデルは、ノイズ問題に対策するために多線路線路理論におけるモード分解法 [30] を用いて直交モード毎に既存の伝送線路と同じ伝送線路表現で等価回路を構築する。現代では電磁界解析などの数値計算でも十分計算時間が短い、条件が複数ある場合や設計前に幾度も確認するには時間がかかる。また、数値計算はモード変換などが発生するメカニズムの解明には至りにくい。そこで、精度の良い解析ができる電磁界解析とメカニズムの解明や考察ができる回路計算は同時に行うことによって最適設計が可能だと考えている。

我々は、平衡度の異なる線路が接続された構造において、電流配分率に基づくモード分解によってディファレンシャルモードとコモンモードに分離し、構造の不連続で生じる EMC 問題を取り扱える平衡度不整合モデルを提案している [1, 8, 9, 14, 29]。これらはモード変換によって生じるコモンモード放射  $E_c$  やコモンモード電流  $I_c$  を予測可能である。

図 2.15 は、伝送線路の断面図とキャパシタの関係を示している。線路の平衡度を数値化した電流配分率  $h$  を用いると、以下の式で計算できる [8, 29]。

$$h = \frac{C_{1g}}{C_{1g} + C_{2g}} \quad (2.6)$$

ここで、 $C_{1g}$  と  $C_{2g}$  はグラウンドと各導体への浮遊容量である。

伝送線路の断面構造が同様であると、図 1.5 に示すように伝送線路の電流配分率をそれぞれ  $h_a$ ,  $h_b$  とおく。接続された線路の電流配分率  $h_a$ ,  $h_b$  の値が異なる場合、その境界で電流配分率の差  $\Delta h (= h_b - h_a)$  が生じ、モード変換は電流配分率が増減するその境界で生じる。そのため、 $h$  とその境界におけるディファレンシャルモード電圧  $V_d$  を用いて表されるディファレンシャルからコモンへのモード変換を意味するコモンモード励振源  $\Delta h V_d$  がコモンモード等価回路に直列に挿入される。さらに、 $h$  とその境界におけるコモンモード電流  $I_c$  を用いて表されるコモンからディファレンシャルへのモード変換を意味するディファレンシャルモード励振源  $\Delta h I_c$  がディファレンシャルモード等価回路に並列に挿入される。このようにしてモデリングされたモード等価回路モデルを用いることで各コモンモード励振源に起因するコモンモード電流  $I_c$  を求めることができる。

図 2.16 は、伝送線路のモード等価回路を表している。伝送系に生じる電磁界を既存の伝送線路理論のように TEM モードであると近似できる範囲において、線路の平衡度を表す電流配分率を用いて実電圧と実電流をモード分解することにより、3 導体伝送系はディファレンシャルモードとコモンモードの伝送線路に分けて表される [15, 30]。図 2.18 は、コモンモードアンテナモデルにおけるモード変換を示している。図 2.16 のモード等価回

路におけるディファレンシャルモード等価回路においてディファレンシャルモード励振源が無く、コモンモード等価回路が3次元モデルとなっている。コモンモードアンテナモデルでは2つの導体を1つの導体として扱い、アンテナエレメントに相当する導体部の構造を表現する。したがって、1次元のコモンモード等価回路モデルでは表現できない実在する複雑なモデルを扱うことができる。しかし、連成解析が難しくコモンモードからディファレンシャルモードへのモード変換を無視した計算となる。平衡度不整合モデルにおけるモード変換の表現には電流制御電流源と電圧制御電圧源を用いる。ディファレンシャルモード等価回路のモード変換発生地点(モード変換点)において観測したディファレンシャルモード電圧  $V_d$  に電流配分率の差  $\Delta h$  を掛けた電圧源でコモンモードアンテナモデルを励振させる。反対に、ディファレンシャルモード等価回路の励振は、コモンモード等価回路のモード変換点で観測したコモンモード電流  $I_c$  に電流配分率の差  $\Delta h$  を掛けた値の電流源である。

電圧制御電圧源や電流制御電流源を用いることでモード変換に寄与する変換点の評価を行うことができる。複数存在するモード変換点のうち一地点以外の電流配分率の差  $\Delta h$  を0にすることで現実ではできない解析を実現する。

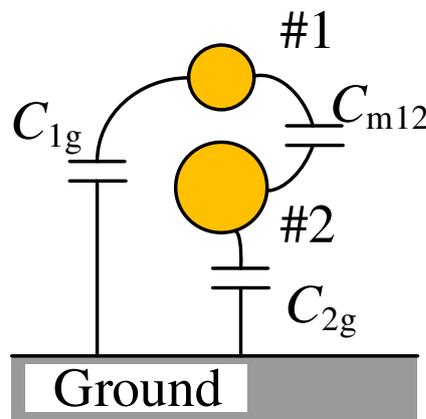


図 2.15 断面構造とキャパシタの関係

モード等価回路モデルは、等価回路モデルで表現できる対象で検討されていた一方、モード変換によって発生する放射ノイズを評価する際には、コモンモードアンテナモデルによる評価を行っている [1, 8, 9, 14]. 図 2.17 の平衡度の異なる伝送線路が接続されたモデルに対して平衡度不整合モデルを適用し放射ノイズを評価する場合3次元電磁界解析が有効である。電磁放射においてディファレンシャルモード放射よりもコモンモード放射の方が放射が割合を占めており、コモンモード放射が計算できる、図 2.18 で示されるコモンモードアンテナモデルを使用し評価している。しかし、この評価では、ディファレンシヤ

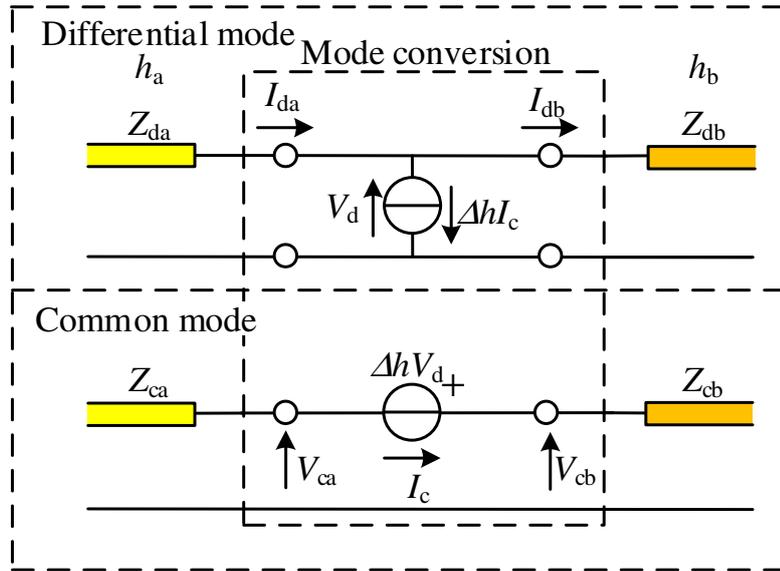


図 2.16 モード等価回路モデル

ルモードがほぼ流れないという条件で検討しているため、ディファレンシャルモードからコモンモードへのモード変換のみを考慮したモデルであり、コモンモードからディファレンシャルモードへの変換は無視しており、イミュニティ問題は対象としていない。

したがって、本論文では、ディファレンシャルモードからコモンモードへのモード変換だけでなく、コモンモードからディファレンシャルモードへの変換も含めた相互のモード変換を考慮した平衡度不整合モデルを作成し検討を行う。

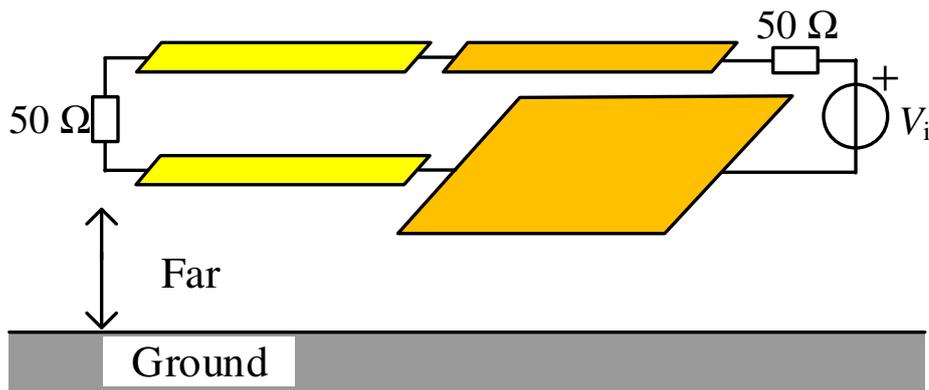


図 2.17 平衡度の異なる伝送線路が接続されたモデル

これまでの研究 [31,32] では、構造的不連続によるモード変換を DM 回路と CM 回路でシミュレーションしていたが、実際には、広範な応用のためには CM 解析は回路モデ

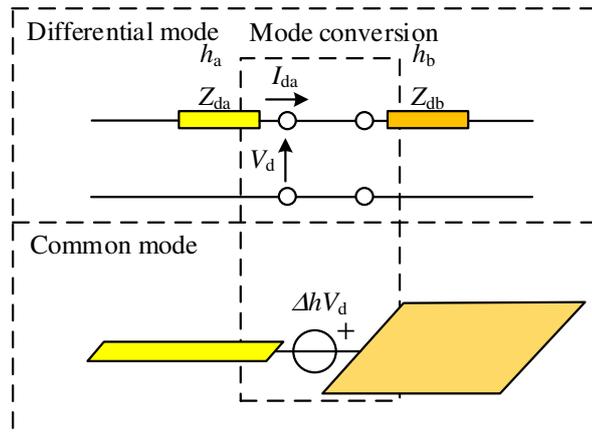


図 2.18 コモンモードアンテナモデル

ルではなく 3次元電磁界解析モデルを使用して行う必要がある。したがって、3次元電磁界解析と回路解を組み合わせた協調シミュレーションが有望である。

図 2.19 に CM ノイズ源  $I_s$  をイミュニティ評価対象物に注入した場合に 3次元電磁界解析のみで算出したパラメータを示す。観測電圧には DM 電圧  $V_{DM}$  と CM 電圧  $V_{CM}$  が同時に観測され、電流も DM と CM と同時に観測される。そのため、観測された騒音が規制値を超えた場合には騒音対策が講じられるが、どのパラメータが問題の主な原因であるかは明らかではない。そのため、問題に対するフィードバックができず、対策も困難である。

図 2.20 は、IBD ハイブリッドモデルの分析の概要を示している。このモデルで観測されるパラメータは DM と CM に分けられるため、CM の問題が製品システムの構造に起因するのか、DM の問題が製品システムの回路に起因するのかを容易に識別でき、有用なフィードバックが得られる。3次元解析ができるため、CM 等価回路モデルでは正確に表現できない構造にも対応できるメリットもある。したがって、我々の IBD ハイブリッドモデルでは、設計段階から簡単にレビューする。なぜなら、製品システムの回路はすでに作成されているはずであり、製品試作前に作成した 3次元電磁界解析を利用することで、CM 評価用の 3次元電磁界解析を構築することが容易になるからである。

## 2.6 まとめ

本章では、まず、EMC 設計について説明を行った。システム開発における V モデルを示し、EMC 性能を設計の段階から考慮して設計する必要があることを示した。電子機器の開発においては実機の製造より前に性能評価することで手戻りを無くすことができ、開

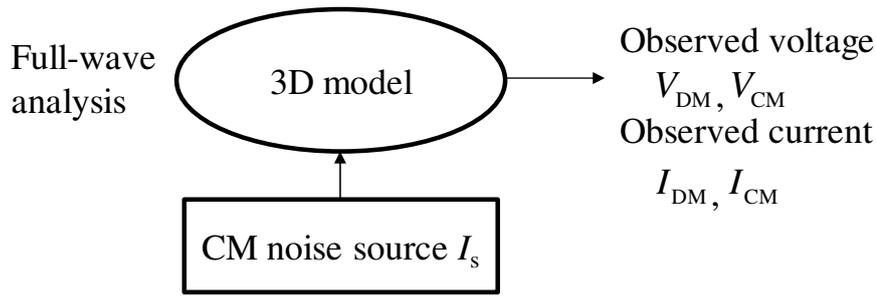


図 2.19 3次元電磁界解析のみの分析の概要

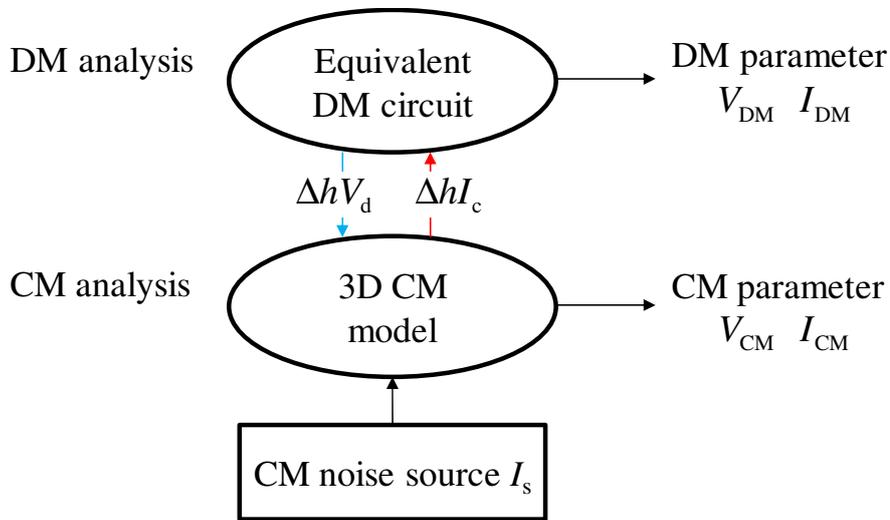


図 2.20 IBD ハイブリッド モデルの分析の概要

発における時間的や金銭的コストの削減に繋がる。次に、等価回路モデルを用いた評価方法の提案を行う。電子機器の設計における等価回路モデルによる評価方法を提案している。等価回路モデルでモデル化できることで対象となる系を簡略化することで特性の解析や設計のしやすさの向上を図ることができる。まず、DMの問題である平行平板共振に対して、3次元的な広がりのある平行平板に対して等価回路モデルで表現する方法を示した。平行平板共振の対策である、我々が提案している損失を有する共振器型フィルタ (LRF) を用いた設計に役立てることを示した。そして、LRF を実装した回路基板からの不要電磁放射を評価するため、回路基板の基板端からの放射と LRF を構成するオープンスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解したモデルも提案した。次に、DMだけでなくCMも含む問題であるモード変換に対しては、これまでに平衡度不整合モデルを提案しており、線路の平衡度を表す電流配分率を用いたモード分解によってDMとCMに分離し評価する。最後に、平行平板共振抑制の手法である損失を有する共振器型フィルタ (LRF) につ

いて述べた。



# 第3章 多ポートの等価回路モデルを用いた損失を有する共振器型フィルタ(LRF)によるノイズ伝搬抑制

本章では、部品実装による影響を解析し抑制量を見積もるために、電源層間ノイズのモデル化および、部品実装した際の電源層間におけるインピーダンス特性の変化について述べる。回路素子による等価回路モデルに基づき、電源層間内のノイズ伝達の振る舞いを定式化し、式から平行平板共振への影響について解析する。加えて、ノイズ対策部品によるノイズ抑制量推定を行う式を導出する。最後に、本章のまとめを述べる。

## 3.1 損失を有する共振器型フィルタにおける損失の最適設計

本節では、抑制量の推定手順について説明する。そのために、単一のノイズ対策部品を実装した場合、どのように電源層間のインピーダンスに影響するのかを示す。

ノイズ対策部品の抑制量の推定は、共振周波数に着目して行う。なぜなら、製品規格のノイズ問題において、規制値を超えて大きな値を示し対策する必要があるのは共振周波数だからである。推定手順は、以下の通りである。

1. Port  $p$  へのノイズ対策部品実装後の伝達インピーダンス  $Z_T^*$  を導出する。
2. 共振周波数に着目し、 $Z_T^*|_{f \simeq f_n}$  の近似を行う。
3.  $Z_T|_{f=f_n}$  に対する  $Z_T^*|_{f=f_n}$  の比の絶対値を取る。

この手順に沿って説明する。

まず、図 2.9 に入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  が接続された場合の  $Z_T^*$  は、次式 (3.1) が与えられる [22]。

$$Z_T^* = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{n2}N_{n1}}{Y_n} + \frac{1}{j\omega C_0} - \frac{\left( \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{n2}N_{np}}{Y_n} + \frac{1}{j\omega C_0} \right) \left( \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{np}N_{n1}}{Y_n} + \frac{1}{j\omega C_0} \right)}{Z_{\text{in}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N_{np}^2}{Y_n} + \frac{1}{j\omega C_0}} \quad (3.1)$$

式 (2.1) が、 $Z$  パラメータの振る舞いを表していることから代入は可能であり、図 3.1 のように、Port  $p$  に入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  の等価素子で表されるノイズ対策部品が接続された等価回路モデルで表現される。

次に共振周波数  $f_n$  に着目すると、図 3.1 において、 $n$  番目の共振回路以外のインピーダンスはとても小さな値を示し、それらの共振回路は無視される [33, 34]。なぜなら、回路素子による等価回路のインピーダンスが共振モードの各周波数で支配的となる回路を前提にしてモデル化されているためである。このように考えると図 3.1 は、共振周波数  $f_n$  において図 3.2 と等価である。図 3.2 のように  $n$  番目の共振回路以外の共振回路のインピーダンスが無視できると、その共振回路には電位差は生じないため理想変成器を介して与える影響は見られなくなる。つまり、電源層間で生じる電位差は  $n$  番目の共振回路の電位差によって決まる。基板のキャパシタンスにおける電位差についても同様に無視できる。

したがって、図 3.1 は、図 3.3 のように書き換えることができる。ただし、Port  $p$  による影響を見るため、Port 1, Port 2 は開放とする。さらに、 $n$  番目の共振回路を 1 次側、Port  $p$  のループ回路を 2 次側とすると、理想変成器の関係から図 3.3 と図 3.4 のようになる。したがって、図 3.4 の回路を解くと、共振周波数  $f_n$  付近の伝達インピーダンス  $Z_{\text{T}}^*|_{f \approx f_n}$  は次

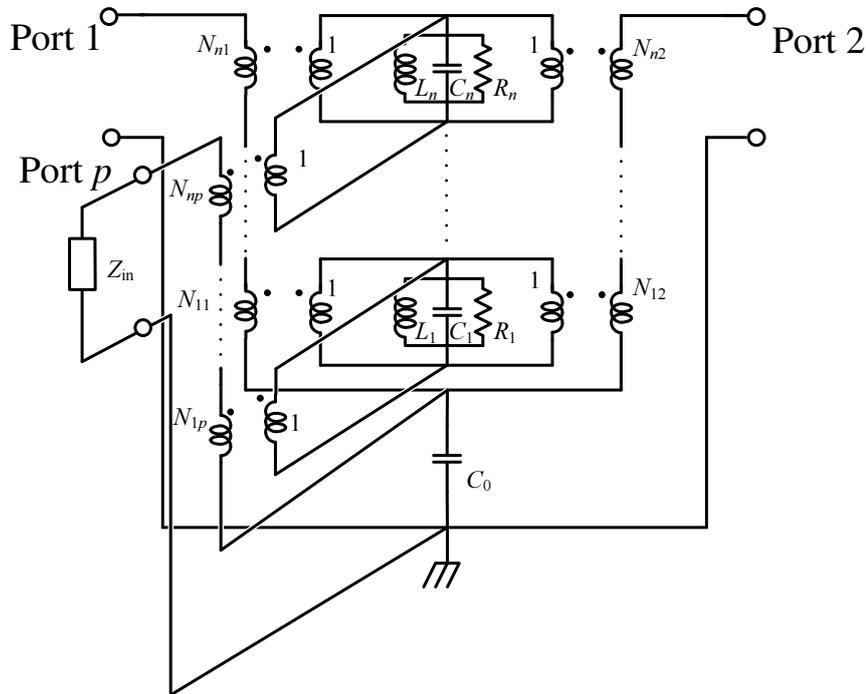


図 3.1 Port  $p$  に入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  の等価素子が接続された回路素子を用いた 3 ポートの等価回路

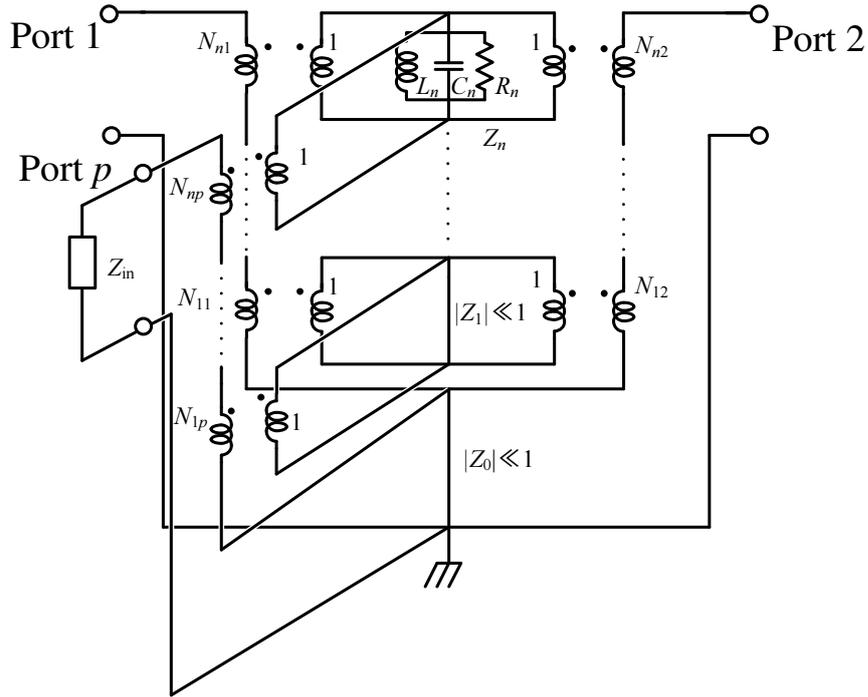


図 3.2 共振周波数  $f_n$  に着目し表現した図 3.1 の等価回路

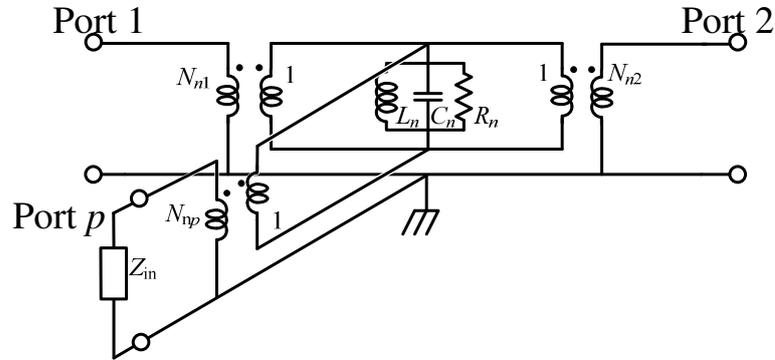


図 3.3 共振周波数  $f_n$  に着目した Port  $p$  に部品が接続された場合の等価回路

のようになる。

$$Z_T^*|_{f \approx f_n} \simeq \frac{N_{n2}N_{n1}}{Y_n + N_{np}^2/Z_{in}} \tag{3.2}$$

式 (3.2) は、式 (3.1) を共振周波数に着目して近似することでも導出できる。共振周波数  $f_n$  に着目した場合、入力インピーダンスによる平行平板共振への影響は、共振回路に  $Z_{\text{eff}}/N_{np}^2$  が並列接続されたものとして解析できることが分かる。

そして、 $Z_T|_{f=f_n}$  に対する  $Z_T^*|_{f=f_n}$  の比の絶対値を取ることで、抑制量  $A$  は共振周波数

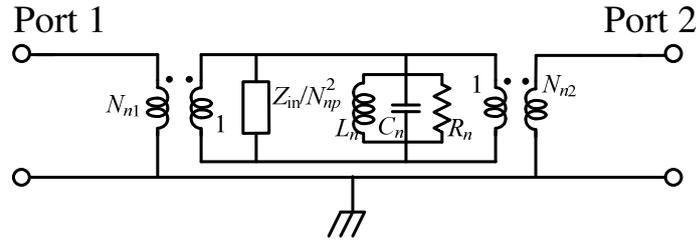


図 3.4 2次側の入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  を1次側の共振回路へ換算した後の等価回路  
 $f_n$  に着目した式 (2.1) と式 (3.2) から次のように表せる.

$$A \equiv \left| \frac{Z_T^*|_{f=f_n}}{Z_T|_{f=f_n}} \right| = \left| \frac{N_{n2}N_{n1}}{Y_n + N_{np}^2/Z_{\text{in}}} \right| \left| \frac{Y_n}{N_{n2}N_{n1}} \right| \quad (3.3)$$

$$= \left| \frac{Y_n}{Y_n + N_{np}^2/Z_{\text{in}}} \right| \quad (3.4)$$

ノイズ対策部品を設置した場合の抑制量は式 (3.4) で推定可能となる.

次に、複数のノイズ対策部品を設置した場合について推定手順を示す.  $m$  個のノイズ対策部品を設置することを想定し説明を行う.

まず、複数の部品を設置する場合、2通りの設置方法があることに注意する必要がある. 1つ目は、同じ位置に集中して設置する方法である. この方法では、図 3.5 に示すように、同じ位置に設置することから1つの Port に  $m$  個のノイズ対策部品が並列接続されることになる. したがって、Port  $p$  に実装されたノイズ対策部品の合成インピーダンスはもとの入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  の  $1/m$  倍の値となる. つまり、単一の入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  の特性を変化させたものを接続したことになるため、この方法における抑制量の推定は前節で示した単一のノイズ対策部品による推定手順と同じである.

2つ目は、離れた位置に設置する方法である. この方法では、抑制量の見積もりを行うために図の等価回路における Port の数を増やす必要がある. 図 3.6 に示すように、各共振回路において増加した Port を並列に接続することで容易に修正することができる [24]. 図中では、入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  のノイズ対策部品が  $m$  個接続されている. このときの Port 1, 2 間の伝達インピーダンスを  $Z_{T,m}^*$  と定義し、共振周波数  $f_n$  に着目して抑制量を抑制量を定式化する.

複数の定式化においても、単一の場合と同じように共振周波数  $f_n$  において  $n$  番目の共振回路以外のインピーダンスがとても小さくなることを考え、1次側の共振回路へ  $m$  個の Port それぞれで換算できる. 図中における共振周波数  $f_n$  に着目した伝達インピーダンスは次のようになる.

$$Z_{T,m}^*|_{f \simeq f_n} \simeq \frac{N_{n2}N_{n1}}{Y_n + \frac{1}{Z_{in}} \sum_{i=p}^{p-m+1} N_{ni}^2} \quad (3.5)$$

図 3.7 は、 $m$  個の Port に追加されたそれぞれのノイズ対策部品の設置設置における理想変成器の値と入力インピーダンスで構成された  $\sum_{i=p}^{p-m+1} N_{ni}^2/Z_{in}$  が共振回路に並列接続されることになるので、抑制量の合計  $A_m$  は、式 (3.4) を書き換えて次のようになる。

$$A_m = \left| \frac{Y_n}{Y_n + \frac{1}{Z_{in}} \sum_{i=p}^{p-m+1} N_{ni}^2} \right| \quad (3.6)$$

以上のように、共振周波数に着目することで、電源層間に実装された部品の影響を回路素子を用いて解析でき、複数の場合でも抑制量の見積もりができると考えられる。

次に、効率的な抑制効果が得られる LRF の入力インピーダンスの条件を導出する。先述の通り、効率よくノイズ抑制効果を得るための損失の大きさの条件は、共振周波数  $f_{res} = f_n$  の前後の周波数でノイズの増加が生じなく、共振周波数  $f_{res}$  で最も抑制量が得られることである。これは、式 (3.2) に LRF の入力インピーダンスを代入した際、式 (3.2) の絶対値が共振周波数  $f_{res} = f_n$  以外にピークとならないという条件から求めることができる。

条件式の導出は、文献 [35] を参考にして次の手順で行った。

1. 式 (3.2) に LRF の入力インピーダンス  $Z_{eff}$  を代入する。
2. 文献 [35] で示されている条件を使用するために、 $\beta = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{reff}}}{c_0}f \equiv k_\beta f$  とし式 (2.5) の  $\cot$  における 1 次までのローラン展開を行う。
3.  $f_n$  以外にピークとならないという条件から、 $Z_{eff}$  を代入した式 (3.2) の分母の微分の値が 0 となる周波数の解が 1 つである。

ただし、 $\epsilon_{reff}$  は、LRF の実効比誘電率である。この手順に沿って、導出した条件式は

$$\alpha|_{f=f_{res}=f_n} \simeq \frac{1}{l} \tanh^{-1} \left( \frac{\sqrt{2N_{np}^2}}{Z_{0stub}} \cdot \max \left[ \sqrt{\frac{2\pi L_n Z_{0stub}}{k_\beta l}}, \sqrt{\frac{L_{via}}{C_n} + \frac{Z_{0stub} k_\beta l}{6\pi C_n}} \right] \right) \quad (3.7)$$

である。

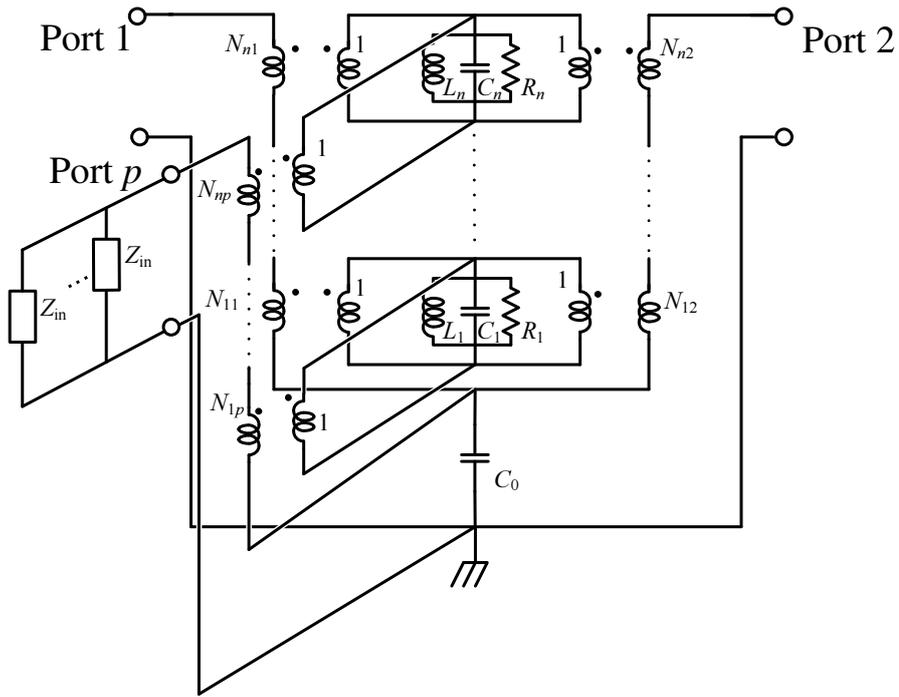


図 3.5 1つの Port に  $m$  個のノイズ対策部品が接続された場合の等価回路

条件式 (3.7) も複数の部品実装の場合に拡張できる. 共振周波数  $f_n$  において各ポートの理想変成器の巻き線の比である  $\sum_{i=p}^{p-m+1} N_{ni}^2$  が加算されるということになる. そのため, 複数の場合の LRF の条件式も次のように拡張できる.

$$\alpha|_{f=f_{\text{res}}=f_n} \simeq \frac{1}{l} \tanh^{-1} \left( \frac{\sqrt{2 \sum_{i=p}^{p-m+1} N_{ni}^2}}{Z_{\text{ostub}}} \cdot \max \left[ \sqrt{\frac{2\pi L_n Z_{\text{ostub}}}{k_\beta l}}, \sqrt{\frac{L_{\text{via}}}{C_n} + \frac{Z_{\text{ostub}} k_\beta l}{6\pi C_n}} \right] \right) \quad (3.8)$$

これらの条件式を, 導出した LRF の抑制量の式に適用し, 抑制量の推定を行う. 本節では, 抑制量の推定にを行う.

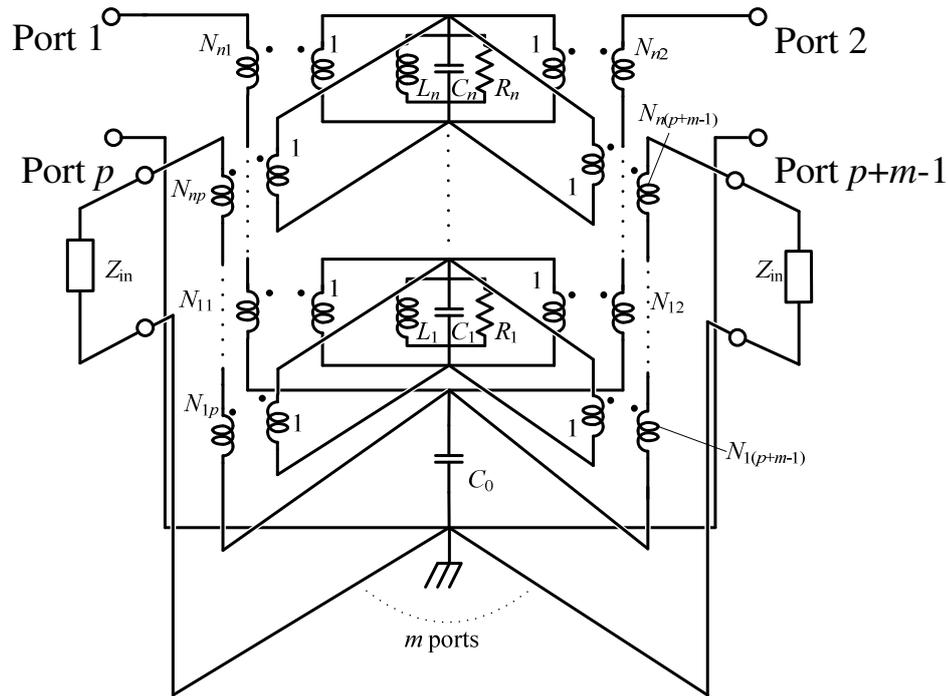


図 3.6  $m$  個の Port にノイズ対策部品がそれぞれ接続された場合の等価回路

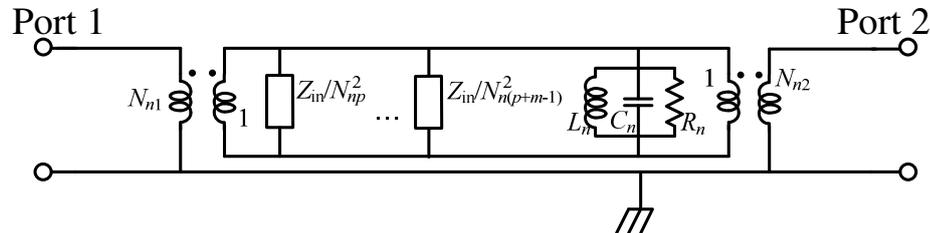


図 3.7 2次側の入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  を1次側の共振回路へ換算した後の等価回路

### 3.2 電源系の等価回路モデルを用いた実基板への LRF 実装による抑制量推定

本章では、3次元電磁界シミュレータを用いて等価回路モデルの妥当性と抑制量推定のために導出した式について検証を行う。まず、導出した伝達インピーダンスの式の妥当性の検討を電源層間ノイズ抑制の手法として我々が提案している損失を有する共振器型フィルタ (Lossy resonator filter: LRF) を対象に抑制量推定のために導出した式を適用する。そして、Wi-Fi などの無線通信で使用される 2.4GHz において平行平板共振が生じた電源層間のモデルを対象に抑制量推定を行い検証を行う。

3次元電磁界シミュレータで使した評価モデルを示す。2.4 GHz 帯で共振が生じる 3

表 3.1 電源層間のパラメータ

Item	Symbol	Value
Board vertical length (mm)	$a$	62
Board horizontal length (mm)	$b$	45
Copper bulk thickness ( $\mu\text{m}$ )	$T$	35
Dielectric thickness (mm)	$d_{\text{PPW}}$	0.2
Dielectric loss	$\tan\delta$	0.02
Effective dielectric constant	$\epsilon_r$	4.3

層の平行平板構造を設計した。図 3.8 は層構成を示しており、第 1 層 (L1) はコンデンサが配置されたり LRF のオープンスタブとなるマイクロストリップラインがある配線層、第 2 層 (L2)、第 3 層 (L3) はそれぞれグラウンド層と電源層である。図 3.9 は第 2 層、第 3 層のパターンを示しており、サイズは  $62.2 \text{ mm} \times 45 \text{ mm}$ 、銅箔厚  $T = 35 \mu\text{m}$ 、誘電体厚  $d_{\text{PPW}} = 0.2 \text{ mm}$  である。そして、対象が良いと得られる解が特殊となることを危惧し、電源層の形状が非対称になるよう 2 つの角を落とした。図 3.9(b) は、基板上の  $x$ - $y$  座標系を示しており、基板中央にノイズ源としてデジタル IC が、基板右下隅の観測点に無線通信で使用される高周波回路が配置されているとし、それぞれ Port 1, Port 2 とする。

図 3.10 は、Port 1 から  $1 \text{ mA}$  の電流が流れるとした場合の電圧分布を示している。電圧が高い位置や定在波の腹は基板端や基板の隅に位置しており、Port 3, Port 7 や Port 8 は定在波の腹に位置し、Port 5 は定在波の節、Port 4 や Port 6 は腹でも節のどちらでもない位置に設定されている。

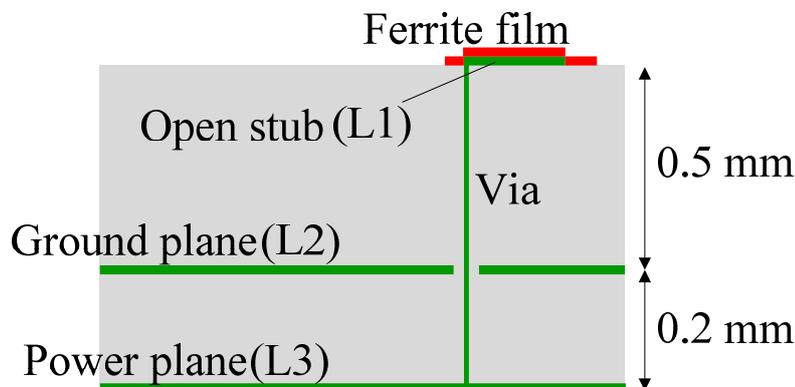
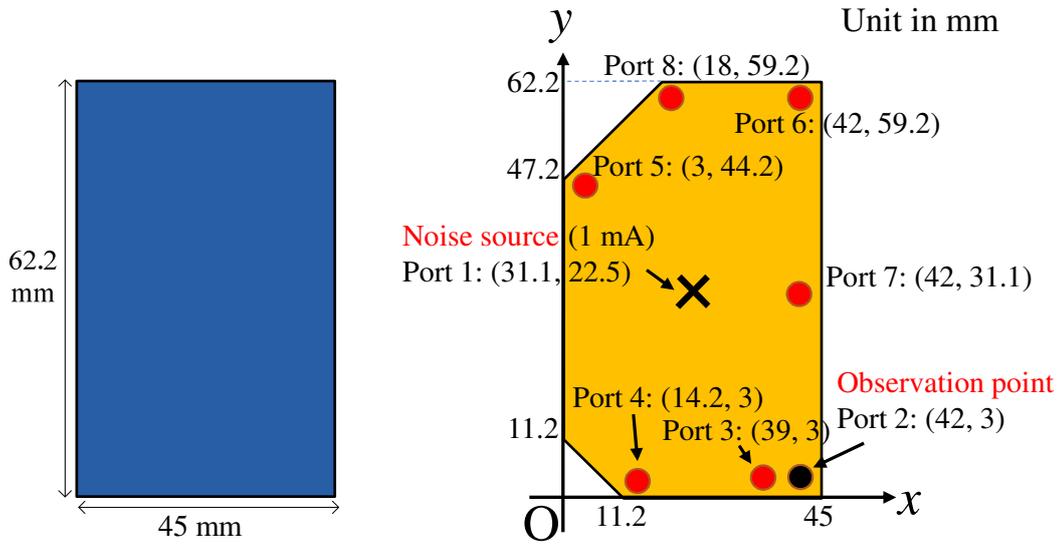


図 3.8 断面図



(a) GND 層 (L2) (b) 電源層 (L3) 部品実装位置

図 3.9 評価基板の電源層と部品実装位置

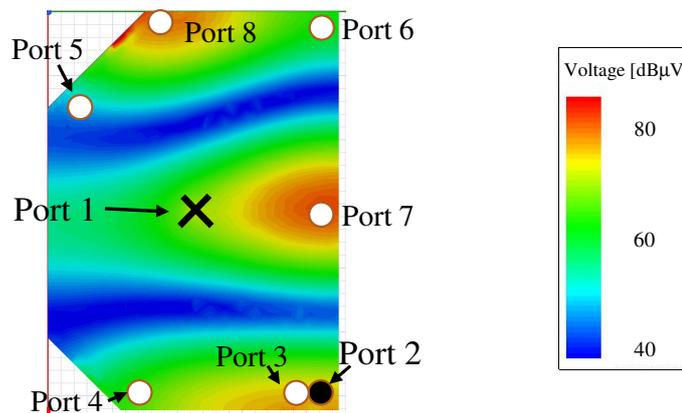


図 3.10 1 mA の電流で Port 1 を励振させた場合の 2.4 GHz における電圧分布

式 (2.1) を用いて算出した駆動点インピーダンス  $Z_{pp}$  の絶対値と位相を図 3.11(a), (c) に、伝達インピーダンス  $Z_{p2}$  の絶対値と位相を図 3.11(b), (d) にそれぞれ示す. 同定に使用する共振回路の数を  $N_{rc}$  とし,  $N_{rc}=1\sim 5$  個と変化させて比較している. 文献 [24] に従って表 3.2 は基板の構造や材料特性から算出した値である. 表 3.3 に示す値を用いて 5 個目までの共振モードで同定した等価回路のパラメータを示している. 駆動点インピーダンスの結果は, 共振周波数付近で絶対値と位相とも一致した. 特に,  $f_4=2.4$  GHz 付近では, 2.37~2.47 GHz で一致している. しかし, 自己共振の周波数では一致していない. これは,  $N_{rc}$  が 5 と少ないためである. 図 3.11(a), (c) において,  $N_{rc}$  の数を増やした場合, 自

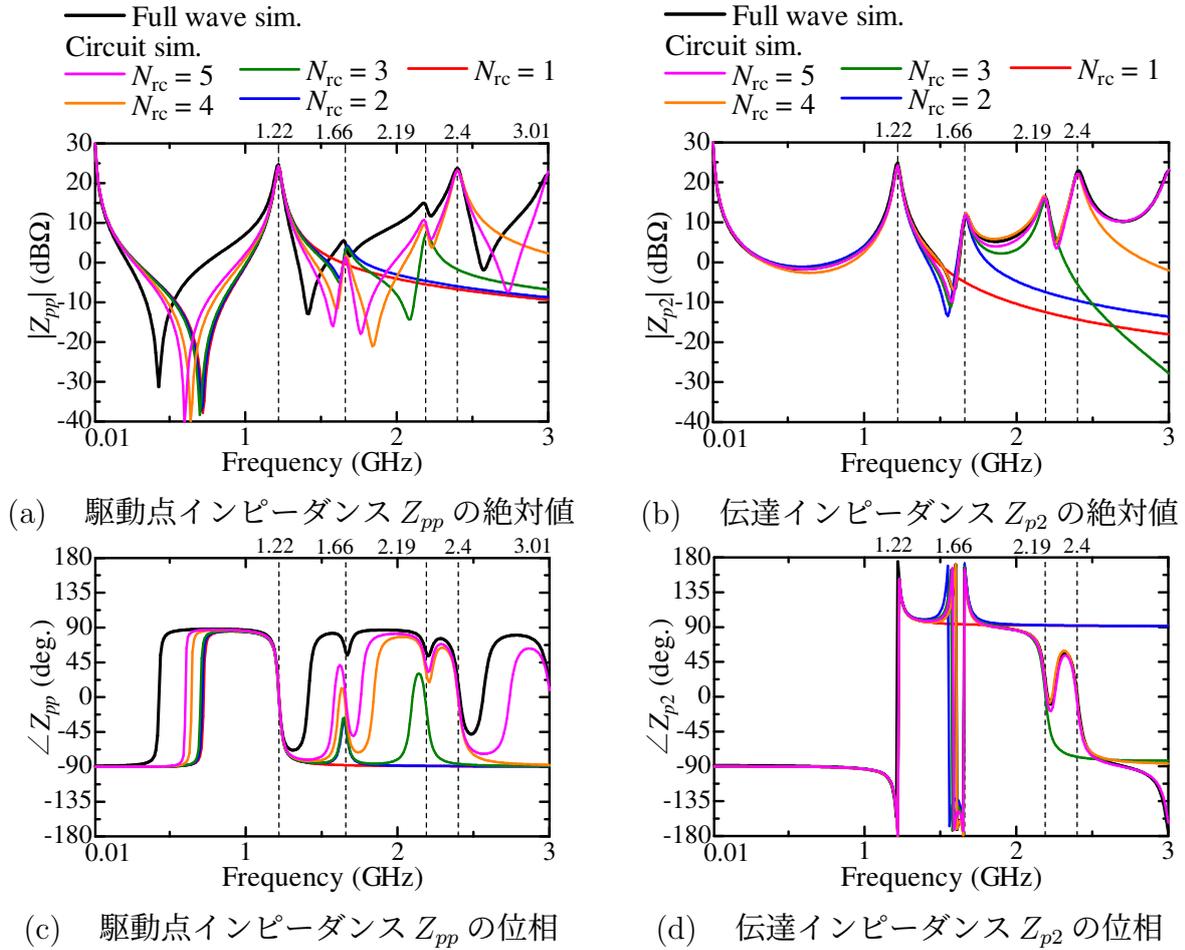


図 3.11 共振回路の数を変えて式 (2.1) から算出されるインピーダンスと 3次元電磁界シミュレーションとの比較

自己共振の周波数の値が電磁界シミュレータの値に対して一致する傾向を示しており、 $N_{rc}$  の数を増やすこと自己共振周波数においても精度よく一致すると考えられる。文献 [?] では、駆動点インピーダンスの同定をする際の精度よく計算コストの少ないアルゴリズムが示されている。一方、伝達インピーダンスにおいては、共振モードの周波数と自己共振の周波数ともに精度よく一致した。したがって、式 (2.1) は電源層間のインピーダンス特性を表現できることから、式 (2.1) を用いて実装部品の影響を解析できる。

式 (2.1) を用いることで、電源層間のインピーダンスの特性について回路素子を用いた解析が可能となったため、理想変成器の値について考察をした。式 (2.1) において、各共振モードの周波数  $f_n$  におけるインピーダンスの大きさは、 $N_{n2}N_{n1}$  に大きく依存していることが分かる。なぜなら、アドミタンス  $Y_n$  に使用されている  $C_n$ ,  $L_n$  は、共振周波数を合わせこむために使用し、 $R_n$  はその周波数の表皮深さなどから決まってくるため、位置

表 3.2 基板の構造や材料特性から算出した値

$n$	$f_n$ (GHz)	$C_n$ (pF)	$L_n$ (nH)	$R_n$ ( $\Omega$ )
1	1.22	502	0.034	9
2	1.66	"	0.018	7
3	2.19	"	0.011	5
4	2.4	"	0.009	5
5	3.01	"	0.006	4

表 3.3 設置位置が Port 8 場合における同定された理想変成器の巻き線の比

$n$	$N_{n1}$	$N_{n2}$	$N_{n3}$	$N_{n4}$	$N_{n5}$	$N_{n6}$	$N_{n7}$	$N_{n8}$
1	0.03	-1.34	1.4	-1.3	0.8	1.6	0.04	1.36
2	0.2	-1.37	-1.4	0.7	1.5	-1.2	-1.3	0.4
3	0.24	1.72	1.5	-1.6	1.6	-2.0	0.1	0.64
4	-1.25	1.5	-1.56	1.1	0.2	0.3	-1.8	1.7
5	0.4	-1.9	-2.0	1.5	-1.5	-2.2	1.1	1.9

を変更しても変動しない為である。したがって、定在波の腹になるような位置は、一般的に駆動点インピーダンスの値が大きい、これは、Port  $p$  における  $|N_{np}^2|$  が大きいことと等しいと考えられる。一方、ポート間の伝達インピーダンスの値は  $N_{ni}N_{nj}$  の大きさと等しいことから、共振モードにおける定在波の節にどちらかのポートが存在する場合は、伝達インピーダンスは低くノイズによる干渉の影響があまり見られなくなると分かる。

そして、LRFの抑制効果の見積もりに関して検証を行う。見積もりの検証は、まず、LRFを設置した場合の  $|Z_T^*|$  を3次元電磁界シミュレータと式(3.2)の算出結果が一致することを確認する。そして、作成したモデルが条件式(3.7)を満たした時の、ノイズの増加の有無と抑制量がどの程度であるのかを確認する。

表3.4は、本報告で使用するLRFのパラメータの値を示しており、図3.12は、使用したフェライト膜の材料パラメータの周波数特性を示している。この時の、LRFの入力インピーダンスの絶対値と位相を図3.13に示す。Wi-Fiなどの無線通信で使用される周波数2.4 GHzで抑制効果が得られるように設計しており、2.4 GHz付近で小さなインピーダンスであるが、損失を有しているため2.4GHzにおいて約1  $\Omega$ の抵抗値を示している。それ以外の周波数で大きなインピーダンスとなっていることが分かる。

LRFをPort 8に設置した場合の  $|Z_T^*|$  を3次元電磁界シミュレータと式(3.2)の算出結果を比較した。図3.14において3次元電磁界シミュレータと式(3.2)の  $Z_T^*$  のグラフが2.4 GHzにおいて1 dB程度で一致することから、共振周波数2.4 GHz付近のみで作用してい

る様子を表現できることが分かる。LRFは共振周波数 $f_4 = 2.4$  GHz付近のみで作用させることから、式(3.2)が使用できることが分かった。ここで、LRFの入力インピーダンスは式(2.5)を使用した。この時のパラメータは、 $L_{\text{via}} = 0.267$  nH、 $Z_{\text{ostub}} = 70 \Omega$ とし、減衰定数は共振周波数2.4 GHz付近において $\alpha|_{f \approx 2.4 \text{GHz}} = 9.6$  (Np./m)であり、 $k_\beta = 47.6 \times 10^{-9}$  (rad./m·Hz)である。これらは、文献[27]で示されているLRFの実測で算出された電気特性を参考にした。この結果から、LRFによる解析には式(3.2)が使用できることが分かった。

次に、条件式(3.7)を満たした時の、ノイズの増加の有無と抑制量がどの程度であるのかを確認する。先ほど示した2.4 GHzにおいて抑制効果得られるLRFのパラメータは、 $L_{\text{via}} = 0.267$  nH、 $Z_{\text{ostub}} = 70 \Omega$ 、 $k_\beta = 47.6 \times 10^{-9}$  (degree/m·Hz)である。条件式(3.7)にこれらの値を代入し損失量を求めたところ $\alpha|_{f=2.4 \text{GHz}} = 2.5$  (Np./m)となった。この値が条件を見たすかを示すために、表3.5のように $k_\alpha$ の値を変化させて抑制量の推定を行った。

図3.15は、表3.5のように $\alpha|_{f=2.4 \text{GHz}}$ の値を変化させて式(3.2)を用いて算出した伝達インピーダンス $Z_T^*$ である。そして、図3.15において2.4 GHzにおける推定される抑制量と2.4GHz前後の周波数におけるノイズの増加の有無を示している。条件式(3.7)を用いて算出した損失の値を超えるとノイズの増加が見られ、算出した値を用いることで11.5 dBの抑制量が得られることが分かった。

最後に、複数の場合の抑制量の見積もりを行う。表3.6は、2.4 GHzにおいて抑制効果が得られるLRFのパラメータの値と表3.2の値を条件式(3.8)に代入し得られる損失の値とその値から推定される抑制量を示している。図3.16で示している伝達インピーダンス $Z_{T,m}^*$ は、式(3.2)を複数の場合に拡張した式(3.5)を用いて算出した。

図中の2.4 GHzにおける抑制量から、数を増やすことで抑制量は増加することが分かる。

表 3.4 評価基板に実装されたオープンスタブのパラメータ

Item	Symbol	Value
Stub width (mm)	$w$	0.1
Stub length (mm)	$l$	13.1
Ferrite thin film ( $\mu\text{m}$ )	$t$	1
Dielectric thickness (mm)	$d_{\text{stub}}$	0.5
Dielectric loss	$\tan\delta$	0.02
Effective dielectric constant	$\epsilon_r$	4.3

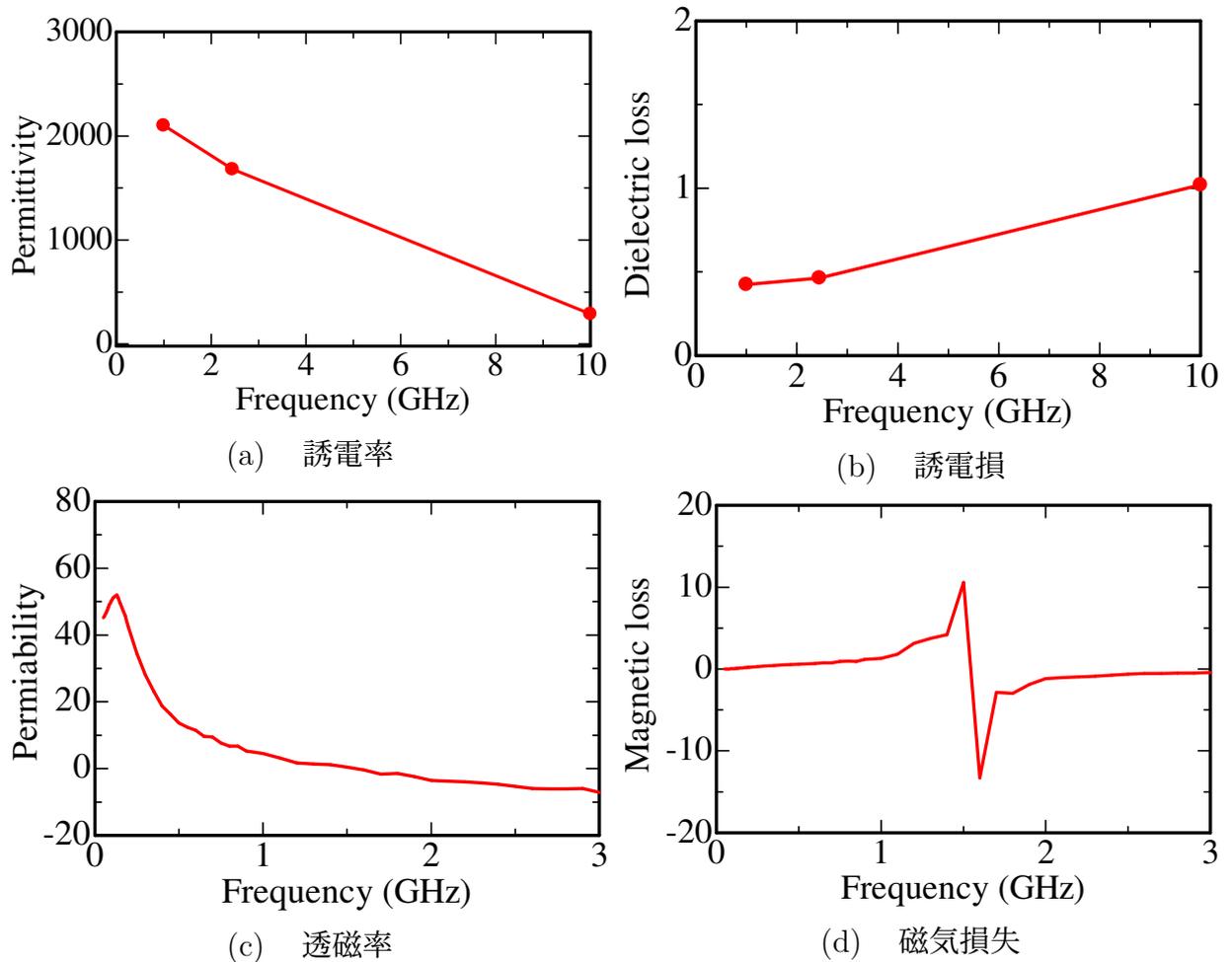


図 3.12 シミュレーションに使用したフェライト膜の各パラメータ

しかし、LRF の数が2つと、3つの場合を比べると、Port 6 に追加して得られる抑制量はほとんどない。これは、表 3.2 の  $n = 4$  の理想変成器の巻き線の絶対値の比を Port ごとに比較すると、Port 6 は、他の Port 8, 7 に比べ  $1/6$  倍の大きさであり、複数設置した場合の抑制量に寄与しないためである。すなわち、複数設置した場合の抑制量に寄与するのは、他 Port の巻き線の絶対値と比べて大きい代表的な値の位置である。その位置に設置することで、LRF は抑制効果を担保できると考えられる。加えて、抑制量に寄与しない場合は、条件式を満たすように設置すれば、電源層間に対してインピーダンスを変化させることは無い。

図 3.17 は、コンデンサが実装された 2.4 GHz で共振する評価対象である。LRF 以外の部品が実装されていても推定が可能であることの妥当性の確認をこのモデルを用いて行った。コンデンサは、 $1 \Omega$  の抵抗、 $1 \mu\text{F}$  のキャパシタ、 $1\text{nH}$  のインダクタが直列接続されているとしている。

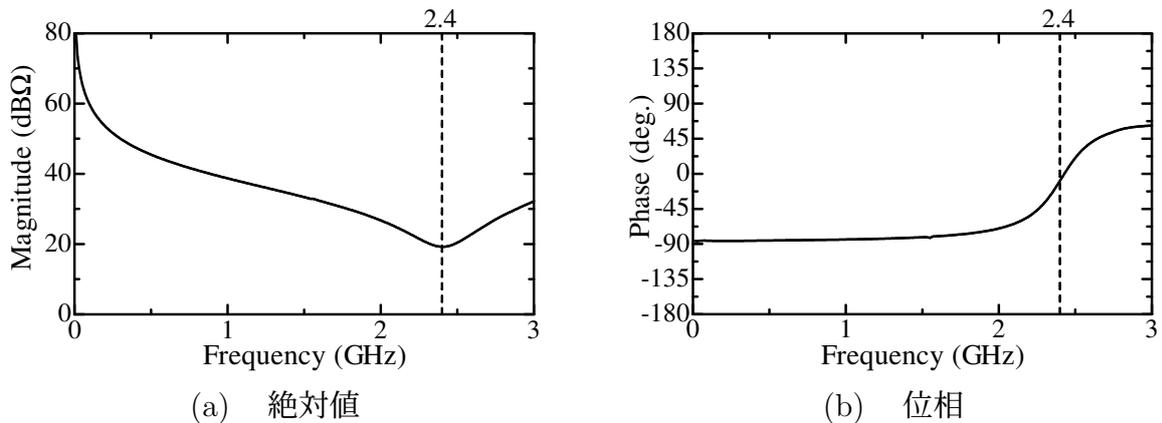


図 3.13 LRF の入力インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$

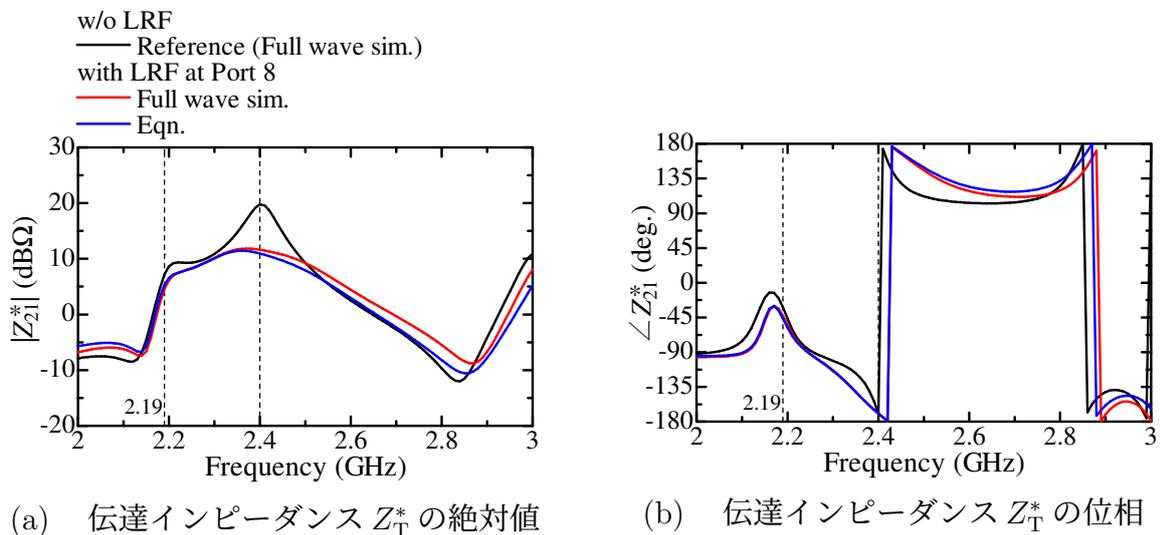


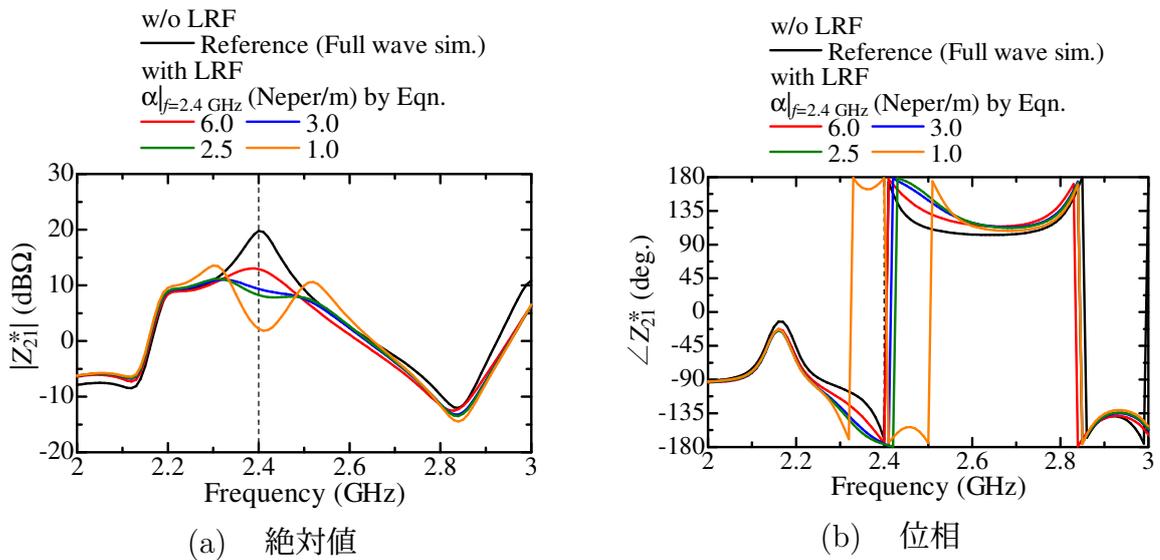
図 3.14 3次元電磁界シミュレータと式 (3.2) の  $Z_T^*$  の比較

表 3.7 は、LRF 実装による 2.4 GHz における 3次元電磁界解析と回路解析の抑制量の比較を示している。左の表は LRF を 14 個それぞれ実装した際の電磁界解析と推定式の抑制量の比較であり、電磁界解析は電源層間の電圧分布から算出した。どの場合も 1 dB 以内で抑制量を推定できたことから、設定したポートの組み合わせから、抑制量の目標に対する最適位置や数を決定し設計できることを示した。

以上から、回路素子で表される等価回路を用いることで、LRF の抑制効果の見積もりができることを確認できた。関数で表される  $Z$  パラメータでは見積もることができていなかったため、回路素子で表される等価回路が有効であることが分かった。LRF は、特性効果が得られる腹の位置に複数設置するように設置すれば、LRF は抑制効果を担保でき、抑制量に寄与しない場合は、条件式を満たすように設置すれば、電源層間に対してイン

表 3.5 2.4 GHz において推定した抑制量

$\alpha _{f=2.4\text{GHz}}$ (Np./m)	抑制量 (dB)	ノイズ増加の有無
6.0	6.9	なし
3.0	10.4	なし
2.5	11.5	なし
1.0	17.5	あり

図 3.15 式 (3.2) を用いて算出した伝達インピーダンス  $Z_T^*$ 

ピーダンスを変化させることは無い。したがって、本論文で検討した回路素子で表される等価回路を用いて、共振周波数のみで抑制効果が期待できて他の周波数に影響しないような特性を有する部品による電源層間ノイズ抑制の抑制量の推定ができることが分かった。

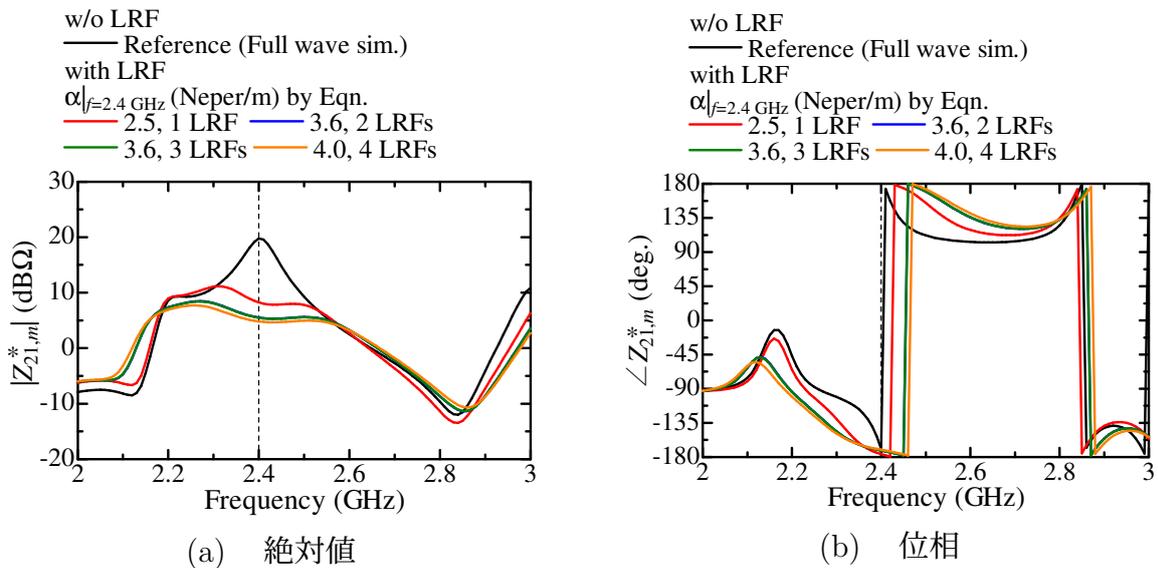
### 3.3 まとめ

本章では、回路素子による等価回路を用いることで実装部品が電源層間内部にどのように影響が及ぼすのか解析できるため、回路モデルだけで抑制量の推定ができることを示した。本章では、部品実装による影響を解析し抑制量を見積もるために、回路素子による等価回路を用いた電源層間ノイズのモデル化および、部品実装した際の電源層間におけるインピーダンス特性の変化について述べた。

まず、回路素子で表される等価回路によるモデル化について説明し、共振周波数に着目

表 3.6 2.4 GHz において条件式 (3.8) を用いて得られる損失の値と推定した抑制量

LRF の数	LRF の位置	$\alpha _{f=2.4\text{GHz}}$ (Np./m)	抑制量 (dB)	ノイズ増加の有無
1	Port 8	2.5	11.2	なし
2	Port 8 and 7	3.6	13.7	なし
3	Port 8, 7 and 6	3.6	13.7	なし
4	Port 8, 7, 6 and 4	4.0	14.4	なし

図 3.16 式 (3.5) を用いて算出した伝達インピーダンス  $Z_{T,m}$ 

することで、電源層間に実装された部品の影響を回路素子を用いて解析できると考えられることを示した。次に、入力インピーダンスによる平行平板共振への影響は、共振回路に  $N_{np}^2/Z_{in}$  が並列接続されたものとして解析ができることを示した。

そして、複数の場合でも共振周波数に着目することで、電源層間に実装された部品の影響を回路素子を用いて解析でき、抑制量の見積もりができることを示した。

最後に、3次元電磁界シミュレータを用いて等価回路モデルの妥当性と抑制量の推定のために導出した式について検証を行った。

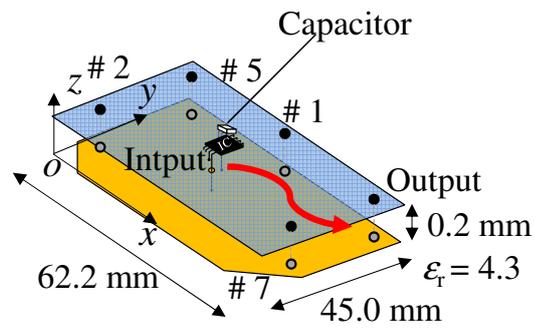


図 3.17 コンデンサが実装された 2.4 GHz で共振する評価対象

表 3.7 2.4 GHz における 3 次元電磁界解析と回路解析の抑制量の比較

Ports	Full-wave (dB)	Circuit (dB)	Difference (dB)
Port 1	6.8	7.2	0.4
Port 1 and 2	12.2	12.4	0.2
Port 1, 2 and 5	13.1	13.0	0.1
Port 1, 2, 5 and 7	13.7	13.7	0



## 第4章 LRFによる平行平板共振抑制時の放射要因分解モデルを用いた不要電磁放射評価

LRFを実装した回路基板からの不要電磁放射を評価した。損失を有する共振器型フィルタは、回路基板の平行平板共振抑制時におけるオープンスタブ構造からの不要放射が懸念されるが、LRFを実装することで、不要電磁放射も抑制できるかを調べる。そして、放射要因分解モデルを用いてオープンスタブ構造からの放射を解析する。

### 4.1 LRFによる平行平板共振抑制時の不要電磁放射

まず、LRF実装による放射量の増加という懸念について調べるためにLRFを実装された基板からの放射量について、無垢の基板とLRFが実装された基板、損失がないオープンスタブのみの基板を比較する [37]。図4.1は、LRFを実装した際の放射と電源層間の抑制について比較する評価系であり、何も実装されていない基準となる無垢な基板、LRFが6つ実装された基板およびのオープンスタブのみの6つ実装された基板である。

図4.2は、Input portに流れ込む1 mAの電流で励振された電源層間における2.4GHzの電界分布を示している。各電源層パターンは図4.1の基板に対応しており、無垢な基板において節が2つ、腹が3つあることから平行平板共振が発生していることが分かる。一方、LRFまたはスタブを実装した基板においては、電界強度の大きな腹の大きさが無垢な基板よりも小さく平行平板共振が抑制されていることが分かる。

フェライト膜の有無による平行平板共振とテスト基板からの不要輻射の抑制を調査し、低損失化の効果を評価した。図4.2は、入力Portから1 mAの電流が流れた場合の2.4 GHzでの電源バス内の電界分布を示す。

この図において、まず、図4.2(a)はフィルタなしの電界分布を示す。図に見られるように、高電圧の位置または腹は電源層の角と端に位置していました。Port 1, 2, および6は高電圧の腹にあり、電源バスの共振の影響を受ける可能性がある。対照的に、Port 3と4はノード内にあったが、Port 5はアンチノードにもノードにもなかった。この際の

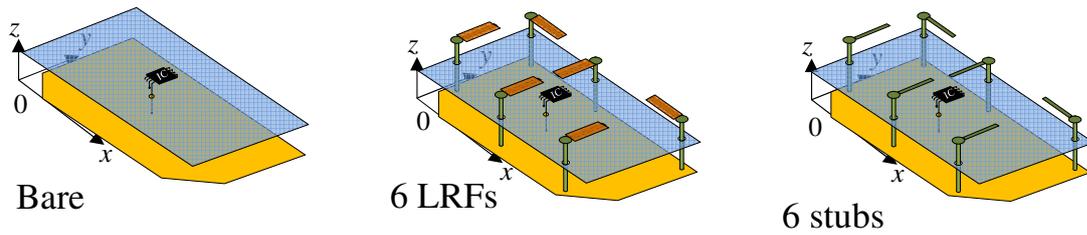


図 4.1 放射と電源層間の抑制についての評価系.

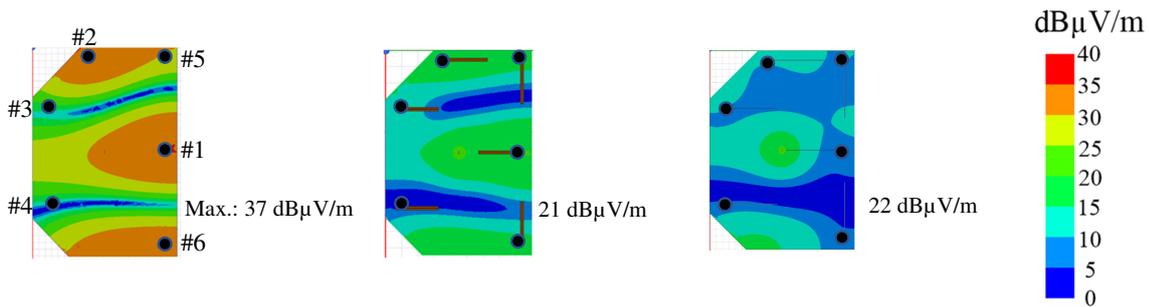


図 4.2 Input port に流れ込む 1 mA の電流で励振された電源層間における 2.4GHz の電界分布.

電界の最大値は 37 dB $\mu$ V/m である.

次に、図 4.2(b) に損失共振器フィルタを 6 つの Port すべてに設置した場合の電界分布を示す。図 4.2(a) に示したフィルタなしの場合と比較して、共振時の電界分布が電源層全体にわたって減少した。電界の最大値はフィルタなしの場合よりも 16 dB 低くなりました。

最後に、図 4.2(c) にフェライトを使用しないオープンスタブフィルタを 6 つの Port すべてに取り付けた場合の電界分布を示す。この場合も、ベア基板の場合に比べて共振時の電界分布が電源層全体で低減されており、電界の最大値は 22 dB $\mu$ V/m である。この結果は、オープンスタブを使用することにより、共振周波数で損失がなくても平行平板共振を抑制できることを示す。

図 4.3 は、意図しない放射に対するフィルタの影響を調べるために、xyz 座標系でプロットされた放射パターンを示す。図に見られるように、損失の多い共振器フィルタまたはオープンスタブの設置により、2.4 GHz での電界の値が約 12 dB 減少した。このように、放射パターンは電界分布と同じ傾向を示した。

次に、他の周波数でも同様の傾向が得られるか調べた。図 4.4 は、さまざまな周波数にわたる各テストボードからの放射電力の特性を示している。放射電力は、損失の多い共

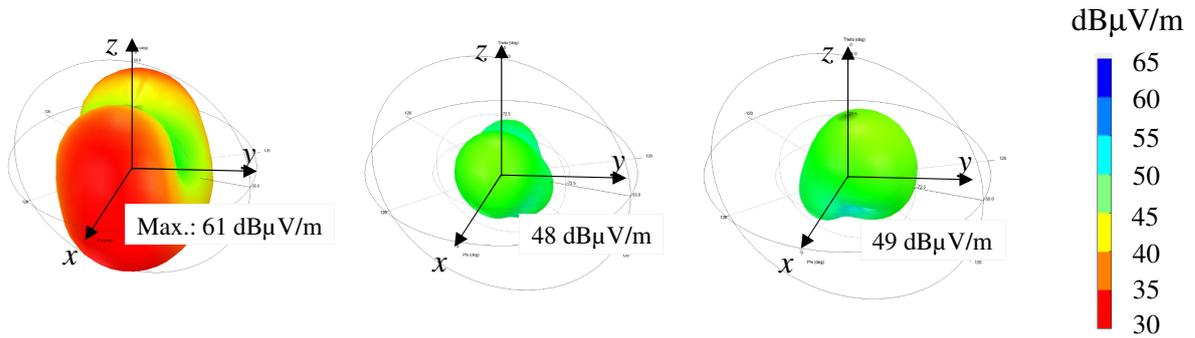


図 4.3 xyz 座標上の 2.4GHz の放射パターンの比較.

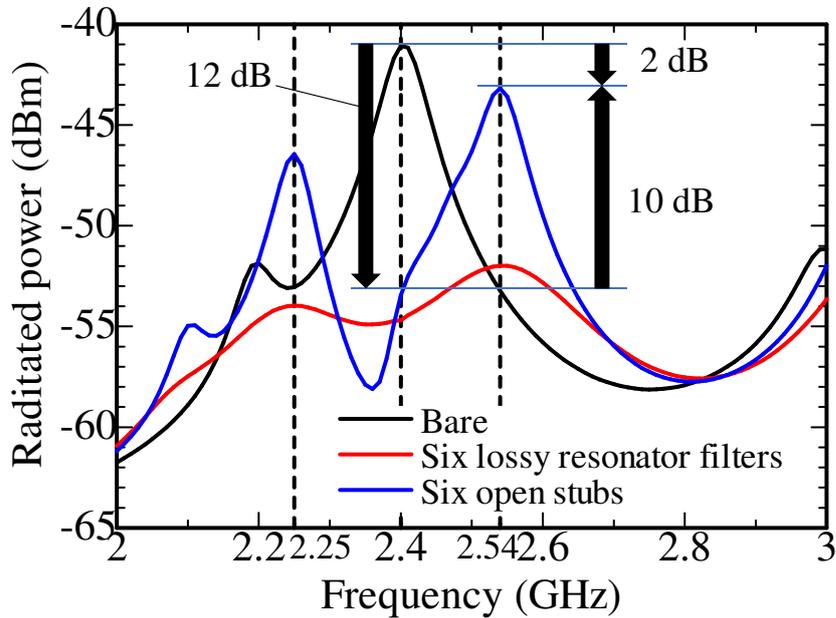


図 4.4 基板からの放射電力の周波数特性

振器フィルターとオープン スタブにより、2.4 GHz で約 12 dB だけ減衰した。ただし、ターゲット周波数の両側の周波数では、フェライトなしのオープン スタブを使用することによって放射電力が増加した。たとえば、2.54 GHz では、フェライト薄膜なしの放射電力は、ベアボードの場合の 2.4 GHz の放射電力よりも 2 dB しか低くなかった。比較すると、フェライトを使用しない場合の放射電力は、2.54 GHz で損失共振器フィルターを使用した場合の放射電力よりも 10 dB 増加した。また、2.47~2.5 GHz の無線通信範囲では意図しない輻射電力が増加する結果も得られた。

放射電力増加の原因を調べるために、2.54GHz における電界分布を図 4.5 に示す。図 4.5(a) に示すベアボードの場合と比較すると、6つの損失共振器フィルターによる共振時の

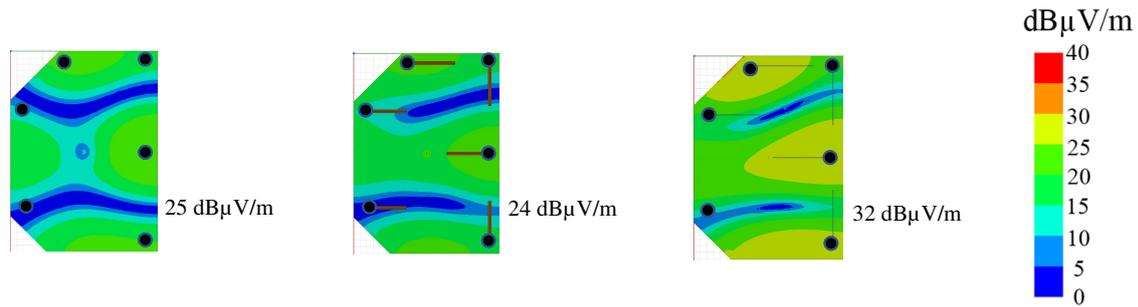


図 4.5 Input port に流れ込む 1 mA の電流で励振された電源層間における 2.54GHz の電界分布

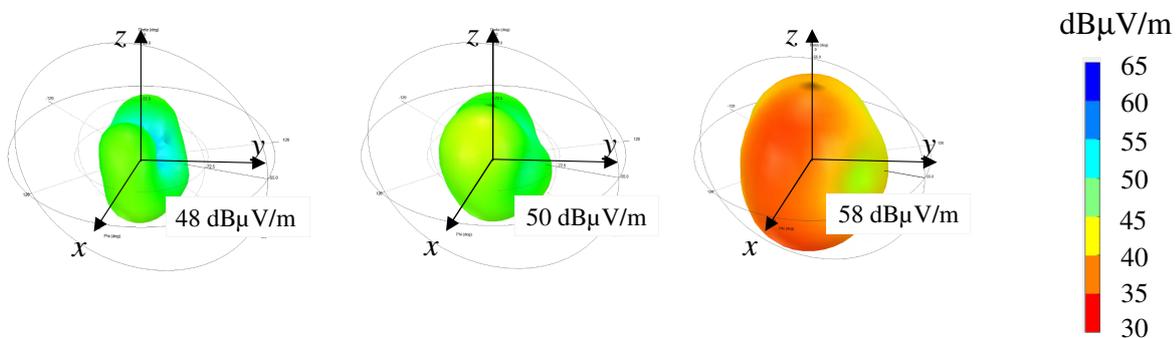


図 4.6 xyz 座標上の 2.54GHz の放射パターンの比較.

電界分布は電源層全体ではほぼ同じであった。ただし、図 8(c) に示すフェライトのないオープンスタブの場合、共振時の電界分布の値はベア基板と比較して電源層全体で増加した。電界の最大値は約 7 dB 大きくなった。

最後に、意図しない放射に対するフィルタの効果を調査するために、図 4.6 に 2.54 GHz での放射パターンを示す。フェライトを使用せずにオープンスタブを設置することにより、電界の値はベアボードの場合よりも約 10 dB 増加した。これは電界分布の結果でも同様の傾向だった。

フェライト薄膜の有無にかかわらず、平行平板共振と PCB からの意図しない放射の抑制を調査することにより、損失共振器フィルターからの小さな損失の影響を評価したオープンスタブは狭帯域フィルタとして機能しますが、アンテナとしても機能し、意図せずに放射する可能性があり、ターゲット周波数 2.4 GHz 以外の周波数で二次ノイズの問題を引き起こす。フィルタの小さな損失の効果を検証するために、平行平板間の電界分布と総放射電力が調査した。共振周波数 2.4GHz のオープンスタブを用いることにより、フェライト膜の有無に関わらず、2.4GHz で共振する平行平板からの総放射電力を約 12 dB 抑

制することができた。ただし、2.54 GHz では、フェライト膜のないオープンスタブでは放射電力が約 10 dB 増加したが、フェライト膜のあるオープンスタブでは全く増加しなかった。このように、LRF は、平行平板共振だけでなく、他の問題を引き起こすことなく、ターゲット周波数付近の不要輻射も抑制できることが判明した。しかし、LRF 単体からの評価はできておらず、平行平板の基板端からの放射とオープンスタブ構造からの放射の両者を含んでおり、LRF 単体のみの放射が平行平板の基板端からの放射よりも大き以下脳性もある。つまり、懸念としていた LRF からの放射は無視できることを検証できていない。したがって、次節では、放射要因分解モデルを用いることで放射要因を切り分けて、平行平板の基板端からの放射とオープンスタブ構造からの放射を別々に評価する。

## 4.2 放射要因分解モデル

図 4.7 は、図 4.1 の 6 つの LRF が実装された評価基板であり、サイズが示されている。平行平板共振抑制時における回路基板の基板端からの放射とオープンスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解したモデル [38] について、図 4.8 を用いて説明する。回路基板の基板端からの放射とオープンスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解した 2 つのモデルを考える。このとき、この 2 つの放射要因分解モデルからの放射の線形和は、図 4.8(a) の元の評価基板からの放射と一致しなければならない。回路基板の基板端からの放射は、図 4.8(b) の基板からの放射モデルにより表すことができる。このとき、LRF と接続のためのビアを除去する代わりに、ビアのインダクタンスを含む LRF の等価インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  を設置する。一方、オープンスタブ構造からの放射は、図 4.8(c) のオープンスタブからの放射モデルにより表す。このとき、LRF とビアで接続された電源層をビアごと除去する代わりに、後述するテブナンの定理を用いて得られる開放電圧  $V_{\text{open}}$  とインピーダンス  $Z_{\text{open}}$  からなる等価電圧源と、ビアのインダクタンス  $L_{\text{via1}}$ ,  $L_{\text{via2}}$  とビア-GND 層間のキャパシタンス  $C_{\text{via}}$  を設置する。図 4.9 は、LRF#6 に対してテブナンの定理を適用した場合の  $V_{\text{open}}$  と  $Z_{\text{open}}$  の同定を示している。図 4.9(a) では、LRF#6 を開放除去し、この位置における開放電圧  $V_{\text{open}}$  の振幅と位相を求める。さらに、 $Z_{\text{open}}$  は、ノイズ電流源を除去した場合の同じ位置におけるインピーダンスである。実装した LRF 一つ一つに対してテブナンの定理を同様に適用し、すべての実装位置の開放電圧とインピーダンスを求める。図 4.8(c) のオープンスタブからの放射モデルにおけるオープンスタブには、このようにして得られた等価電圧源を励振源として与えている。

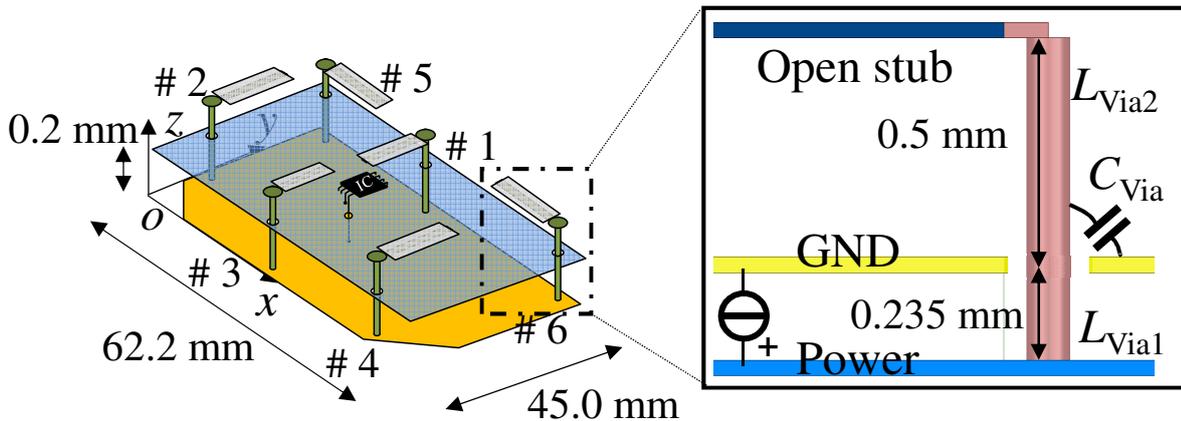


図 4.7 LRF を実装した評価基板

### 4.3 妥当性の確認

まず図 4.10 は、2.4 GHz における LRF を実装した評価基板 (図 4.8(a)) と基板からの放射モデル (図 4.8(b)) の電源/GND 層間の電界分布の比較を示している。両者の電界分布はよく一致しており、LRF の等価インピーダンス  $Z_{\text{eff}}$  への置き換えが妥当であることが確認できた。次に、3次元座標の原点  $O$  を中心とした距離 3 m の球面上の放射電界強度を評価する。まず評価基板における LRF の有無による放射電界強度の比較を図 4.11 に示す。これより LRF 実装により放射電界が最大値比較で 12.7 dB 抑制できたことが分かる。続いて図 4.12 は、放射要因分解モデルからの放射電界強度を示している。図 4.12(a) は基板からの放射モデル、図 4.12(b) はオープンスタブからの放射モデルの場合であり、最大値はそれぞれ 45.9 dB $\mu$ V/m, 39.4 dB $\mu$ V/m である。これらの放射電界の線形和を求めると、結果の放射パターンはここでは割愛するが、図 5.9(b) の LRF を実装した評価基板からの放射とよく一致し、電界強度 40 dB $\mu$ V/m 以上における最大誤差は 1.1 dB であった。これより、放射要因毎に分解したそれぞれの放射モデルの妥当性が確認できた。したがって、オープンスタブのみからの放射は、回路基板の基板端からの放射に比べて最大値比較で 6.5 dB 小さく、両者の合成で増加するのは 2.1 dB であり小さいと言える。LRF 実装による不要電磁放射の増加は無視できる程度と判明した。

LRF による平行平板共振抑制時においてオープンスタブ構造からの放射がどの程度を占めるのかを調べるため、テブナンの定理を適用し、放射要因毎に分解したモデルを用いて共振抑制時の放射を評価した。結果として、オープンスタブ構造からの放射は、回路基板の基板端からの放射に比べて最大値比較で 6.5 dB 小さく、両者の線形和による増加も 2.1 dB、当該構造からの放射増は無視できる程度と判明した。

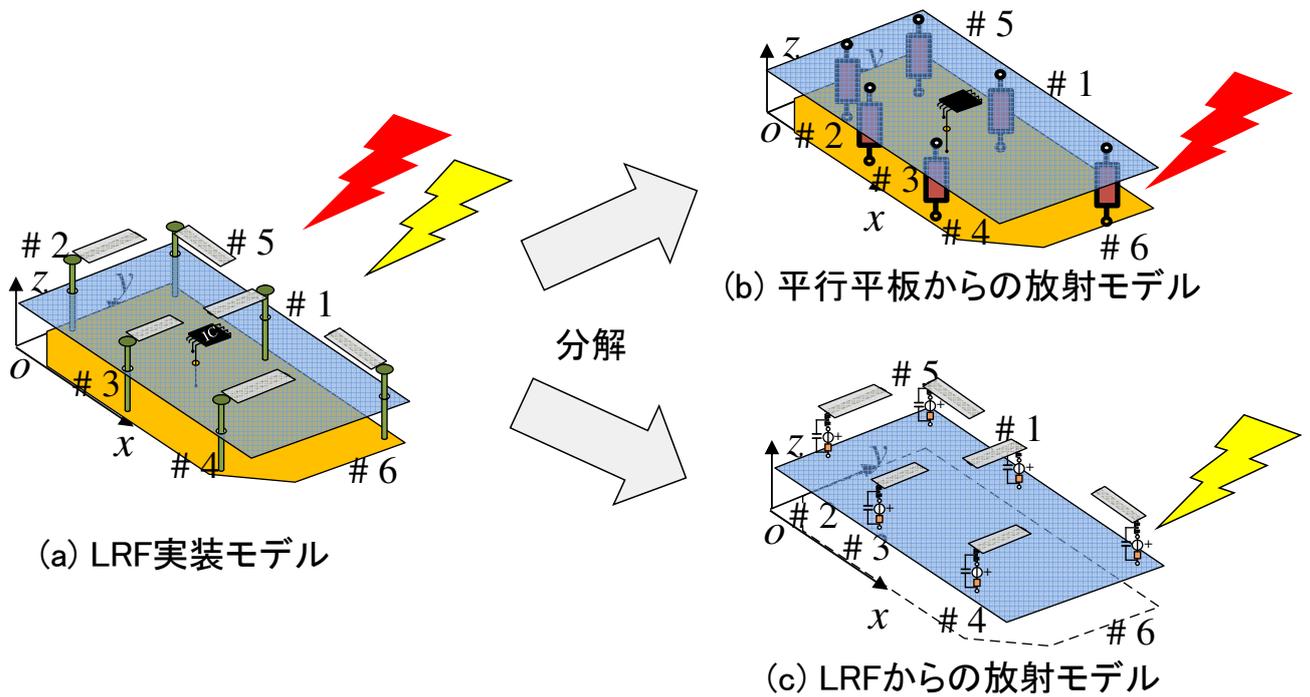
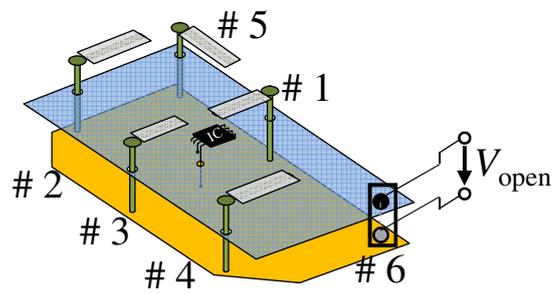


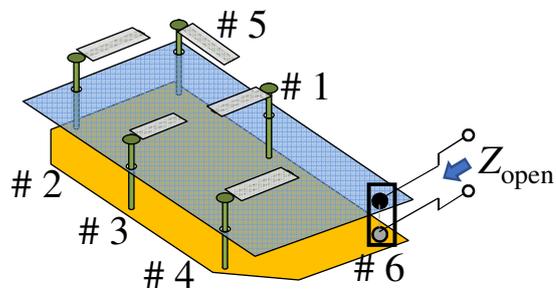
図 4.8 放射要因分解

#### 4.4 まとめ

本章では、LRF を実装した回路基板からの不要電磁放射を評価した。損失を有する共振器型フィルタは、回路基板の平行平板共振抑制時におけるオープンスタブ構造からの不要放射が懸念されるが、LRF を実装することで、不要電磁放射も抑制できることが分かった。そして、放射要因分解モデルを用いて解析したオープンスタブ構造からの放射は、回路基板の基板端からの放射に比べて最大値比較で 6.5 dB 小さく、両者の線形和による増加も 2.1 dB、当該構造からの放射増は無視できる程度と判明した。



開放電圧



内部インピーダンス

図 4.9 LRF#6 に対するテブナンの定理の適用 (a) 開放電圧の同定 (b) インピーダンスの同定

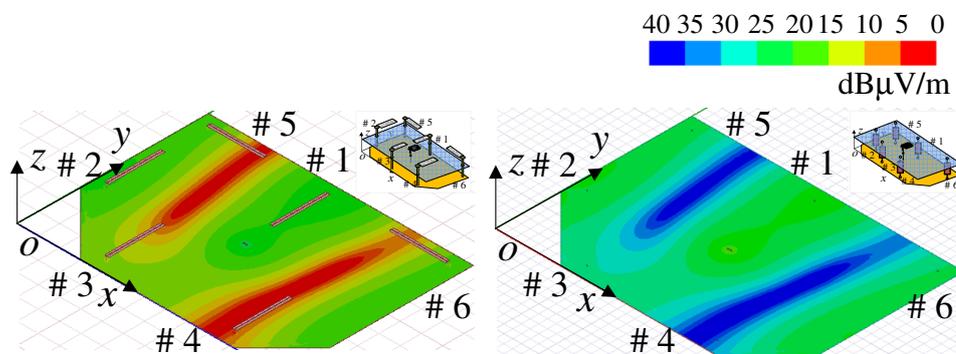


図 4.10 2.4 GHz における電源/GND 層間の電界分布

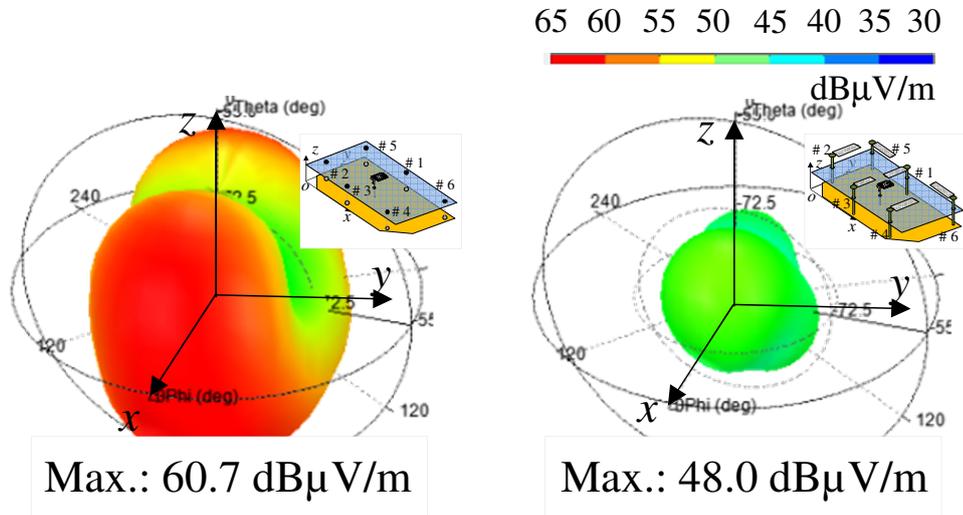


図 4.11 2.4GHz における評価基板からの放射電界の比較

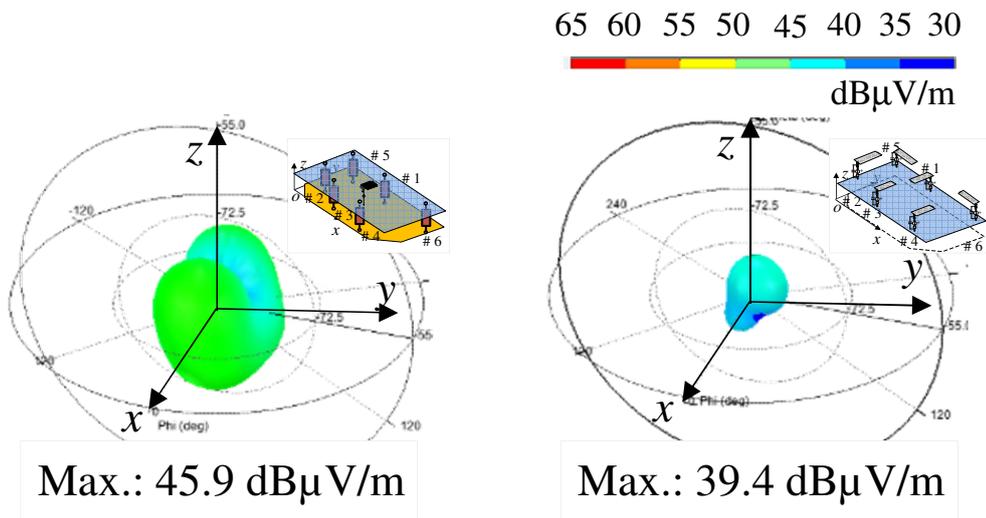


図 4.12 放射要因分解モデルからの放射比較



# 第5章 回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を用いた平衡度不整合モデルによるモード変換の解析

平衡度不整合モデルは、線路の平衡度を表す電流配分率を用いたモード分解によってディファレンシャルモードとコモンモードに分離できるので、構造の不連続で生じるモード変換による EMC 問題を取り扱うことができる。平衡度不整合モデルの一つであるコモンモードアンテナモデルは、ディファレンシャルモードからコモンモードへの一方向のモード変換が取り扱え、3次元構造の等価アンテナからのコモンモード放射を求められるものの、コモンモードからディファレンシャルモードへのモード変換は微小で無視できることが前提である。一方、モード等価回路モデルは双方向のモード変換を扱えるが1次元回路モデルであるため、複雑な3次元構造の解析には不向きであった。本論文では、3次元電磁界解析と回路解析の連成解析を利用することで、平衡度不整合モデルによって相互のモード変換と3次元構造の解析が同時に取り扱えることを示す。

## 5.1 回路解析と3次元電磁界解析の連成解析の妥当性

本論文では、市販の ANSYS Electronics Desktop (AEDT) の機能である Dynamic Link Analysis [19] を利用して ANSYS HFSS による3次元電磁界解析と ANSYS Circuit による回路解析を同一シミュレータ AEDT で連成解析することで前述の問題を解決した [39]。その結果、これまで3次元構造に対してもイミュニティ問題を含め EMC 問題を対象とした評価が行えること、さらに、構造の不連続に伴うモード変換する複数の場所にある場合、それぞれの寄与がどの程度かを知ることができるなどの利点があることを示す。

平衡度不整合モデルは、これまで連成解析を行うことが難しかった。なぜなら、1次元であるモード等価回路モデルは一つの回路シミュレータ上で計算が完結してしまう。そして、コモンモードアンテナモデルは3次元の複雑な計算ができる反面、回路シミュレータと3次元電磁界シミュレータといった2つの異なるシミュレータによる解析が必要であった。そのため、モード変換の影響を考慮するには、回路シミュレータで計算したディファ

レンシャルモードの結果を3次元電磁界シミュレータに移してコモンモードを算出するといったデータの受け渡しを必要とし、1回の解析で完結しないからである。さらに、その逆の場合の受け渡しも存在するため連成解析に難が存在した。

市販の AEDT の機能の一つである Dynamic Link Analysis を用いて連成解析を行う。図 5.1 は、Dynamic Link Analysis を用いた平衡度不整合モデルの連成解析を示している。Dynamic Link は 3 次元電磁界シミュレータと回路シミュレータの解析を同一のシミュレータで組み合わせて解析が可能であり、加えて、回路解析において電流制御電流源と電圧制御電圧源を用いることができる。したがって、これまではできなかったイミュニティ試験の解析が可能となった。そこで、Dynamic Link を用いる上で以下の 2 点

- 連成解析が同じシミュレータでできる
- 励振源を意図的に無くすることができる

を検討できるモデルの例として、コモンモードアンテナモデルからの放射評価と BCI 試験を模擬したモデルの評価を示す。

図 5.2 は、同軸ケーブルにマイクロストリップ線路が汎用コネクタによって接続された実構造モデルを示している。このモデルを Dynamic Link Analysis を用いた連成解析により平衡度不整合モデルを用いてコモンモード放射計算した。特性インピーダンス  $Z_n$ 、実効比誘電率  $\epsilon_{rn}$ 、電流配分率  $h$  は二次元電磁界シミュレータ (ANSYS 2D Extractor) を用いてそれぞれの線路の断面構造から算出した。

DM 特性インピーダンスは、キャパシタンスとインダクタンスの行列から取得される。DM 特性インピーダンスは近似的に次のように与えられる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{DM}}{C_{DM}}} \quad (5.1)$$

ここで、DM の単位長さあたりのインダクタンスとキャパシタンスはインダクタンスとキャパシタンスの行列から次のように与えられる。

$$L_{DM} = L_{11} + L_{22} - 2L_{12} \quad (5.2)$$

$$C_{DM} = \frac{C_{11}C_{22} - 2C_{12}^2}{C_{11} + 2C_{12} + C_{22}} \quad (5.3)$$

ここで、 $L_{11}$ 、 $L_{22}$ 、および  $L_{12}$  は 3 導体システムのインダクタンスのパラメータである。CDF は、容量行列によって 1 として与えられる。研究では、インダクタンス行列と容量行列は、ANSYS 2D Extractor を使用して計算された。

図 5.4 のように EUT を配置し不要放射の評価を行った。放射中心から半径 3 m、床面の  
上 1 m から 1 m 間隔で 4 m までの円筒面上の電界の水平偏波と垂直偏波の最大放射ス  
ペクトルを評価した。電圧制御電圧源によりコモンモード励振源が 3 次元モデルに与えら  
れており、電流制御電流源によりディファレンシャルモード励振源が 1 次元モデルに与え  
られるように設定されている。図 5.5 は、実構造モデル、Dynamic Link Analysis による  
連成解析および連成解析における電流制御電流源の電流配分率の差  $\Delta h$  を意図的に 0 にし  
た放射計算比較を示している。電流制御電流源の電流配分率の差  $\Delta h$  を 0 にすること  
で、コモンモードからディファレンシャルモードへのリターンが無くなるため、実質的にコ  
モンモードアンテナモデルを用いたことと等価である。

実構造モデルとコモンモードアンテナモデルの放射計算結果は、150 MHz 付近を除き  
2 dB 程度の差でよく似ておりコモンモードアンテナモデルの計算が正しく計算できてい  
ることが分かる。さらに、連成解析と電流配分率の差  $\Delta h$  を 0 にした放射は一致してい  
ることから、コモンモードからディファレンシャルモードへの変換が少ないようなモデルで  
はコモンモードアンテナモデルでも計算はできることが分かった。

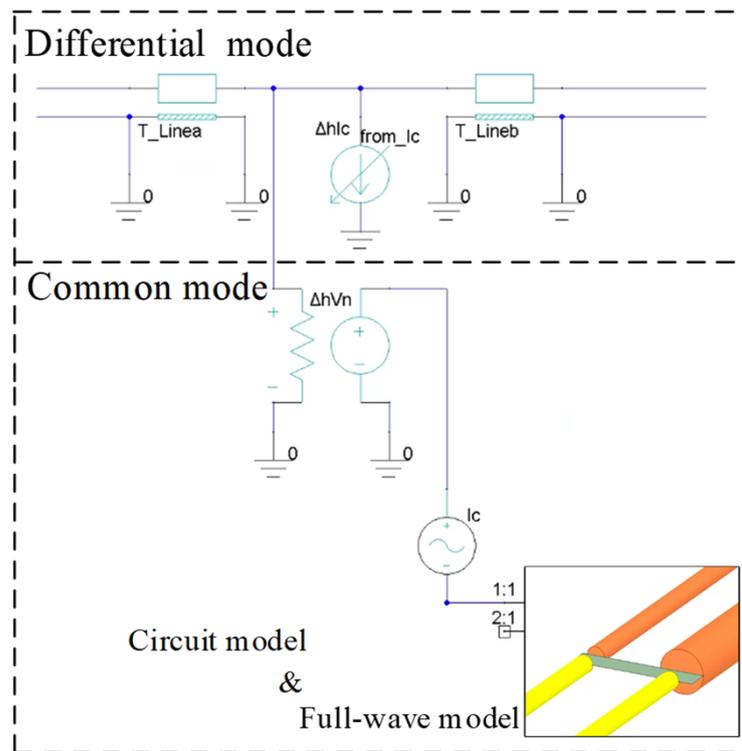


図 5.1 Dynamic Link Analysis を用いた平衡度不整合モデルの連成解析

図 5.6 は、筐体に沿って配線された伝送線路モデルを示している。このモデルにおいて  
直方体の物体はシステムグラウンドから 100 mm 浮いている。車といった外側に導体があ

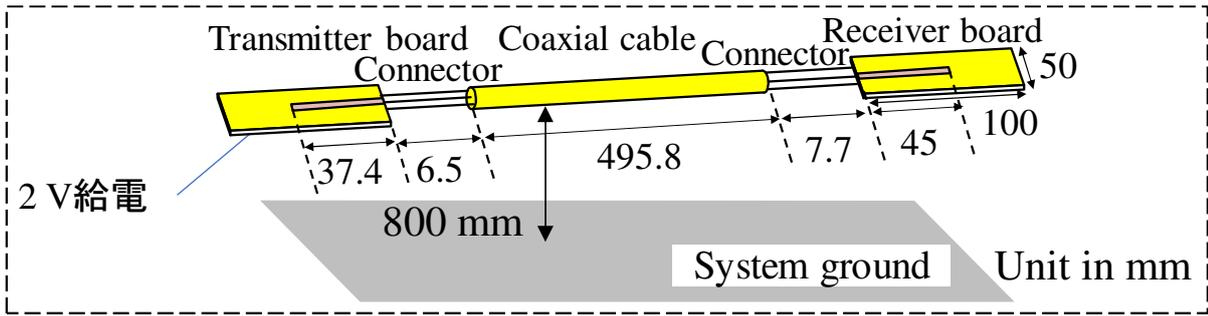


図 5.2 同軸ケーブルにマイクロストリップ線路が汎用コネクタによって接続された実構造モデル

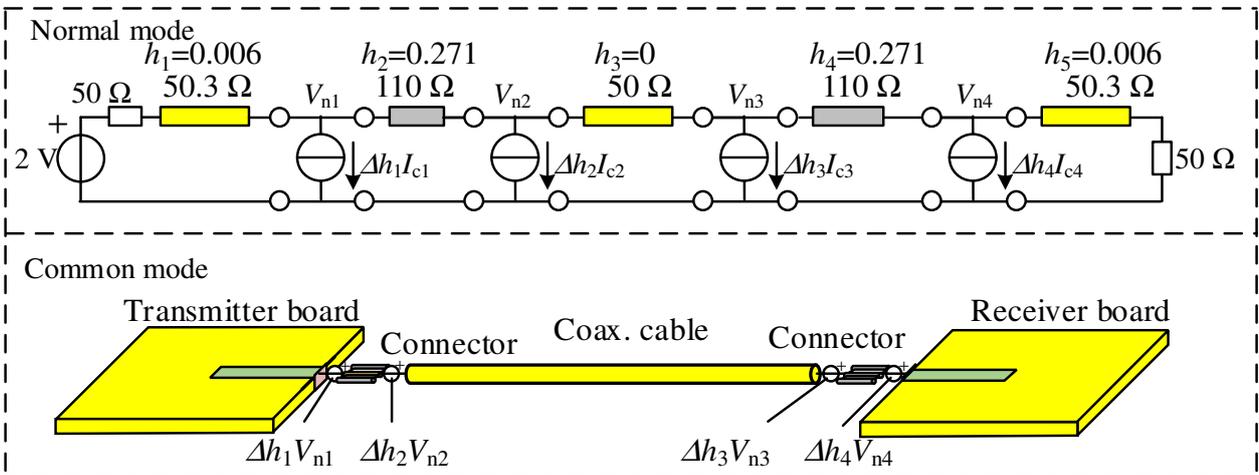


図 5.3 図 5.2 における連成解析のための等価回路モデルと 3次元電磁界解析モデル

り、内側に導体が配線されるという状況を模擬している。このモデルを用いて水平偏波の放射エミッションの評価を行う。

図 5.7 は、図 5.6 における連成解析モデルを示している。このモデルにおいて重要なのはモード励振源の基準が、システムグラウンドではなく直方体の内側であることである。一般に、コモンモード電流はシステムグラウンドを通ると想定されるが、あくまでもモード変換が生じるのは、線路の断面構造が不連続な位置である。そのため、システムグラウンドと筐体においてモード変換は想定しない。

図 5.8 は、解析モデルの違いによる水平偏波の電界強度比較を示している。黒実線が 3次元電磁界解析のみで計算した結果、赤実線が連成解析による計算結果である。100 MHz 以上の高いレベルにおいて 1 dB 以下で精度よく一致していることが分かる。したがって、モード変換をモデル化できれば、システムグラウンドから浮いた筐体に配線されたモデル

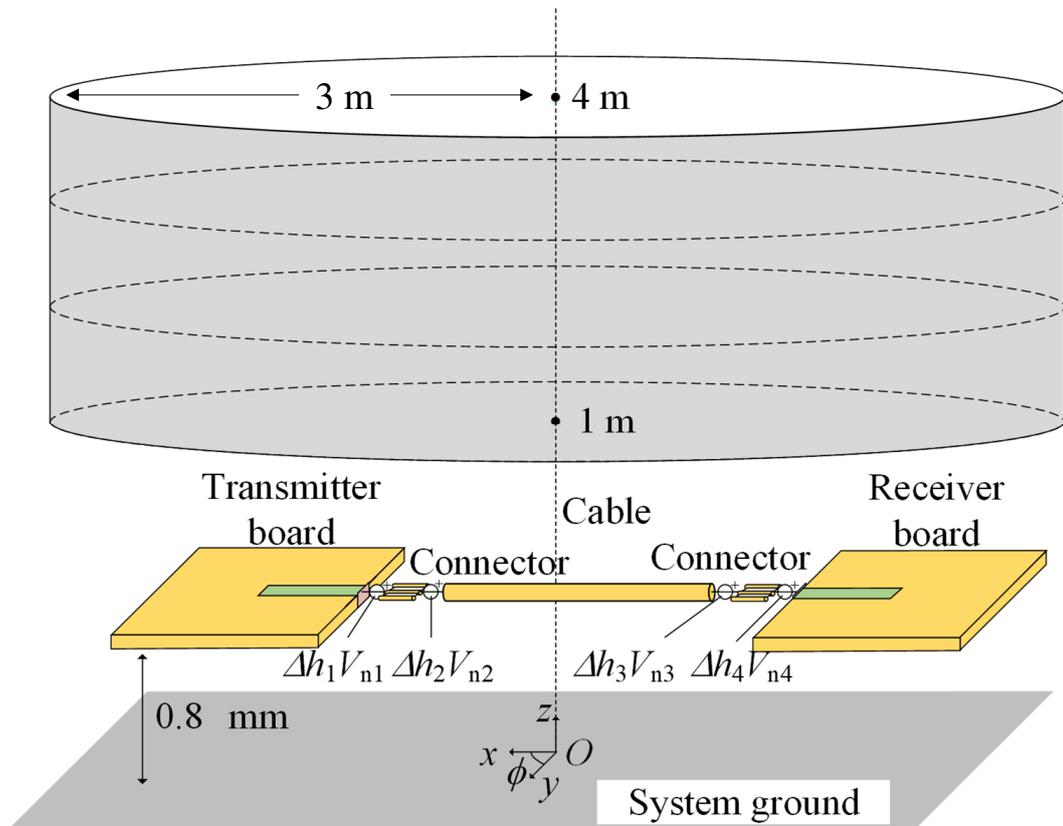


図 5.4 コモンモードアンテナモデルと放射の評価系

でも評価できることを示せた。

## 5.2 平衡度不整合モデルを用いたノイズに寄与するモード変換点の特定方法

設計へのフィードバックの手法として、モード変換点に起因するノイズを解析する方法を示す。図 5.9 に示すモデルに Imbalance difference (IBD) モデルを適用すると、図 5.10 のモデルがイミュニティ評価に使用される。図 5.9 は、2つのマイクロストリップ線路 (MSL) を接続する 2 線ケーブルを使用した簡単なイミュニティ評価システムを示している。寸法やインピーダンスなどの数値 (インピーダンスの決定を含む) については、後述する。イミュニティ評価モデルには 2 つのモード変換点があり、MSL-1 から平行 2 本線路ケーブルへ、平行 2 本線路ケーブルから MSL-2 へ断面構造が変化している点である。

IBD モデルは、3次元電磁界解析の CM モデルに CM 電流を流した後、図 5.10 に示すように、等価回路と 3次元電磁界解析の CM モデルの間で電流  $\Delta h I_{CM}$  と電圧  $\Delta h V_{DM}$  を

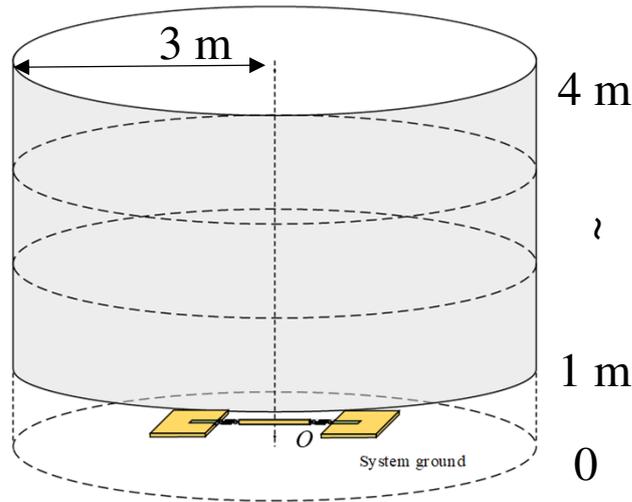


図 5.5 実構造モデルと連成解析モデルによるコモンモードアンテナモデルの放射計算比較

繰り返し交換する計算を実行し、両方向のモード変換を表現する。3次元のCMモデルはCMの電磁場を分析してCM放射を計算し、等価DM回路は、DM成分を分析して信号波形とスペクトルを出力し、モード変換によって影響を受けるSIの分析を可能にする。

図 5.10 の 3次元の CM モデルは、図 5.9 のモデルと同様の構造をしているが、接続部分が異なる。信号線とリターン線は基板とケーブルの端で短絡されている。CM 電圧源は、MSL-1 とケーブル接続を備えたトランスミッターのプリント基板 (PCB) と MSL-2 とケーブル接続を備えた受信側 PCB のエッジ間に挿入される。CM 電圧源は、等価 DM 回路の DM 電圧に不均衡の差  $\Delta h$  と  $-\Delta h$  を乗じたものによって励振される。IBD モデルの DM 電圧は、これら 2つのモデルを組み合わせた解析によって計算される。CM の電圧源と DM の電流源は、全波解析モデルに組み込まれた回路モデルの電圧制御電圧源と電流制御電流源を使用する。

図 5.11 の右側に示す 2つの IBD モデル (中央と下) は、図 5.10 のモデルを重ね合わせ定理によって分解し得られる。中央のモデルでは、2線ケーブルから MSL-2 へのモード変換点で CM 電圧源が削除されている。下側のモデルでは、MSL-1 から 2線ケーブルへのモード変換点で CM 電圧源が削除されている。この重ね合わせ定理による分解により、CM から DM へのモード変換点を限定することが可能になる。したがって、MSL-2 の終端抵抗で観測される電圧  $V_R$  は、 $V_{R1}$  と  $V_{R2}$  のベクトル和である。したがって、イミュニティ評価時にモード変換による電圧伝達のメカニズムを考慮できることが、対策の立案に有効である。

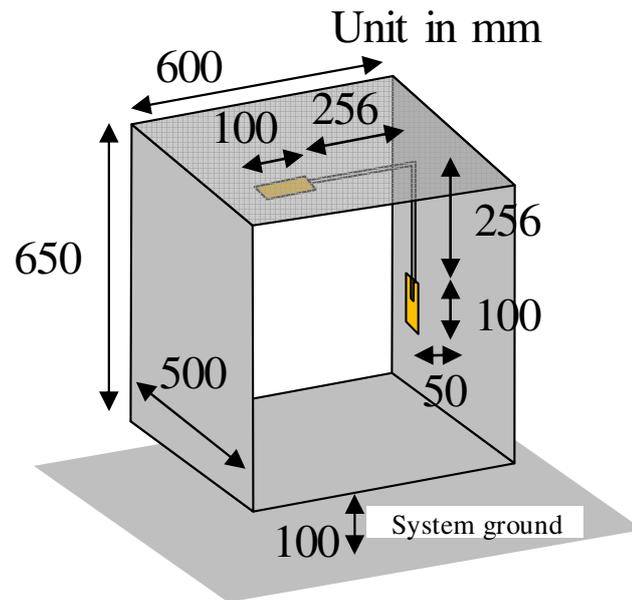


図 5.6 筐体に沿って配線された伝送線路モデル

図 5.9 は 2 つの MSL を接続する 2 線ケーブルを使用した簡易イミュニティ評価システムを示している。DM 特性インピーダンス  $Z_0$  は  $100 \Omega$  で整合されており、通信システムを想定しているため、インピーダンスを整合させたモデルを評価に使用する。2 線ケーブルと MSL の不均衡係数はそれぞれ 0.5 と 0.006 である。したがって、インバランス差  $\Delta h$  は 0.494 となる。図 5.10 は、連成解析用の DM の回路モデルと CM の 3 次元電磁界解析モデルで構成される。大きさ 1V の CM ノイズ源  $I_s$  が電流プローブモデルを通じて注入される。連成解析には、AEDT (Ansys Electronic Desktop) 内の回路を備えた ANSYS HFSS を使用した。図 5.10 のモデルでは、先行研究 [31], [32] と同様に、 $\Delta h$  に比例した大きさのモード変換源を不連続な位置ごとに配置している。

### 5.3 ノイズに寄与するモード変換点の特定方法の妥当性の確認

図 5.12 は、図 5.9 にのみ示されている 3 次元電磁界解析の結果と、図 5.10 に示されている回路解析と 3 次元電磁界解析との連成解析の結果の比較を示している。黒の実線は、3 次元電磁界解析のみのシミュレーションされた  $V_R$  の振幅スペクトルを示している。赤い実線は、回路解析と 3 次元電磁界解析の間の連成解析によってシミュレートされた振幅スペクトルを示す。差はすべての周波数で 2 dB 以内であり、連成解析による評価モデル

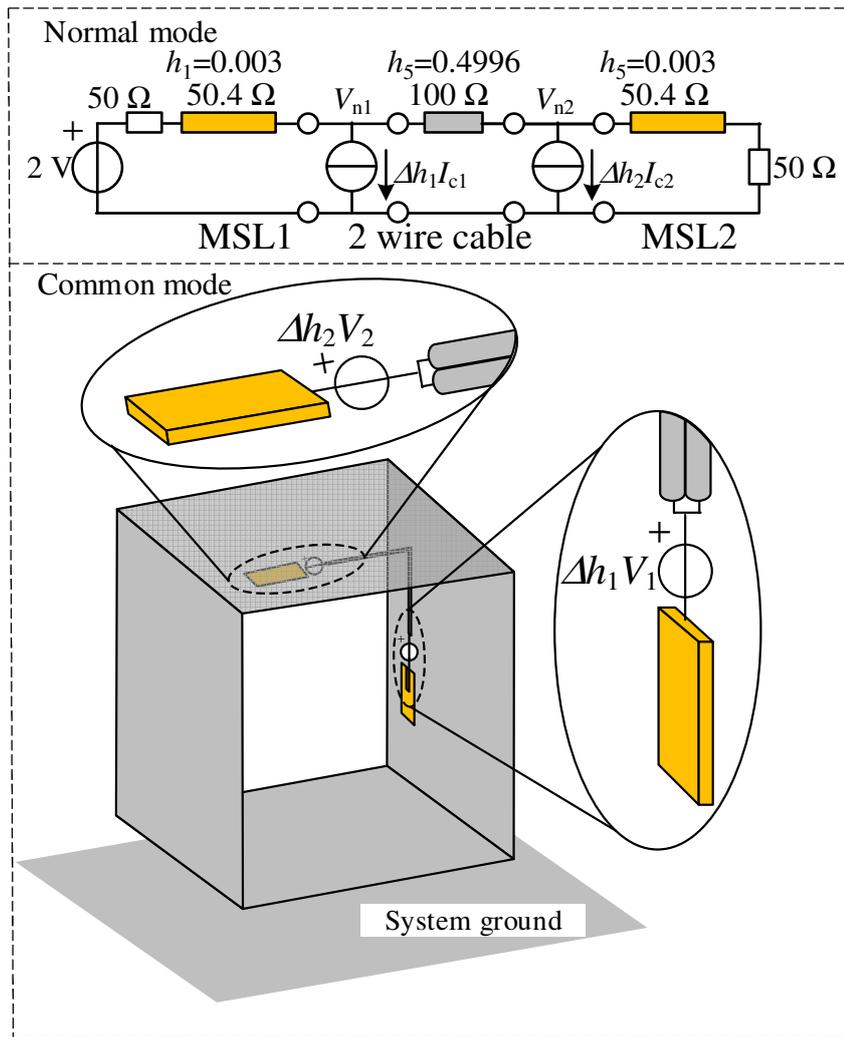


図 5.7 図 5.6 における連成解析モデル

も正しく計算できることを示している。

緑色の破線は、 $V_{R1}$  と  $V_{R2}$  の合計の振幅スペクトルを示します。赤の実線と緑の破線が完全に一致しているため、観測された  $V_R$  はモード変換点ごとに  $V_{R1}$  と  $V_{R2}$  に分離できる。

図 5.13 に、MSL-2 の終端抵抗  $V_R$  の DM 電圧スペクトルを示す。青色の実線は MSL-1 側にモード変換源のみが存在する場合の振幅スペクトルを示し、緑色の実線は MSL-2 側にモード変換源のみが存在する場合のスペクトルを示す。したがって、図 5.9 に示すように、両側が CM で接地されている場合、各共振周波数で、各側のモード変換が終端抵抗での DM 励起に等しく寄与する。

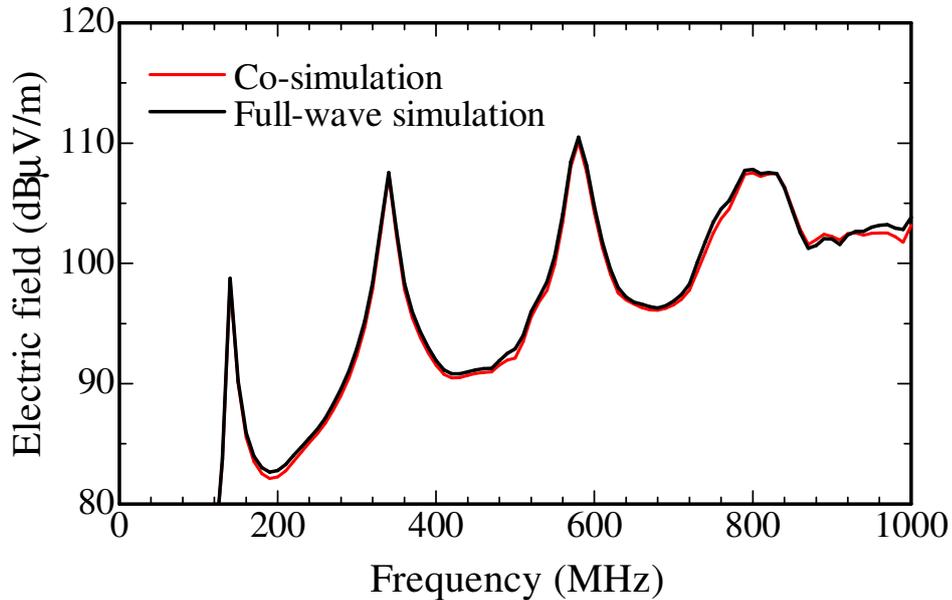


図 5.8 解析モデルの違いによる水平偏波の電界強度比較

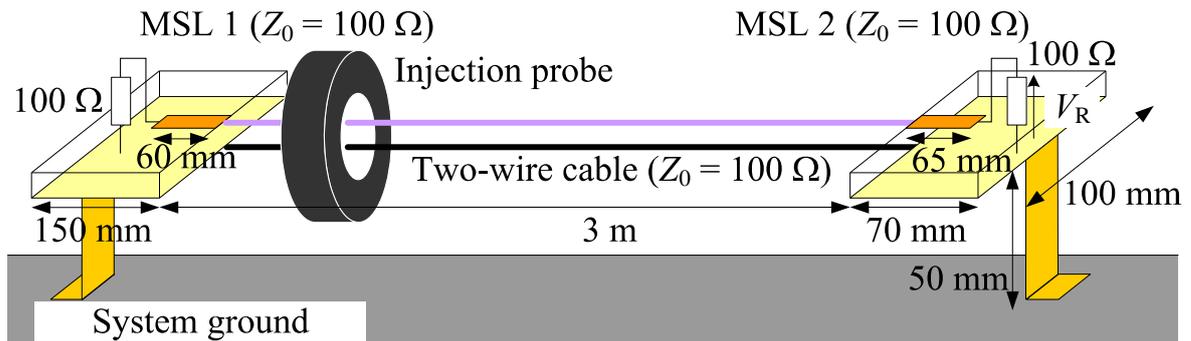


図 5.9 イミュニティ評価対象の実構造モデル

## 5.4 むすび

5章では、これまで平衡度不整合モデルは双方向のモード変換と3次元モデルを同時に扱えなかったが、同一のシミュレータにおいて回路解析でディファレンシャルモードを、3次元電磁界解析でコモンモードを扱い評価する方法を示した。評価には市販の ANSYS Electronics Desktop に装備されている Dynamic Link Analysis を用いて回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用した。平衡度不整合モデルにおける回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用し、放射エミッションとイミュニティを評価した。結果として、3次元電磁界解析のみ結果と比較し、どちらの評価においても、ノイズが大きな周波数で3 dB 以内で一致した。したがって、3次元電磁界解析において双方向のモード変換を取り

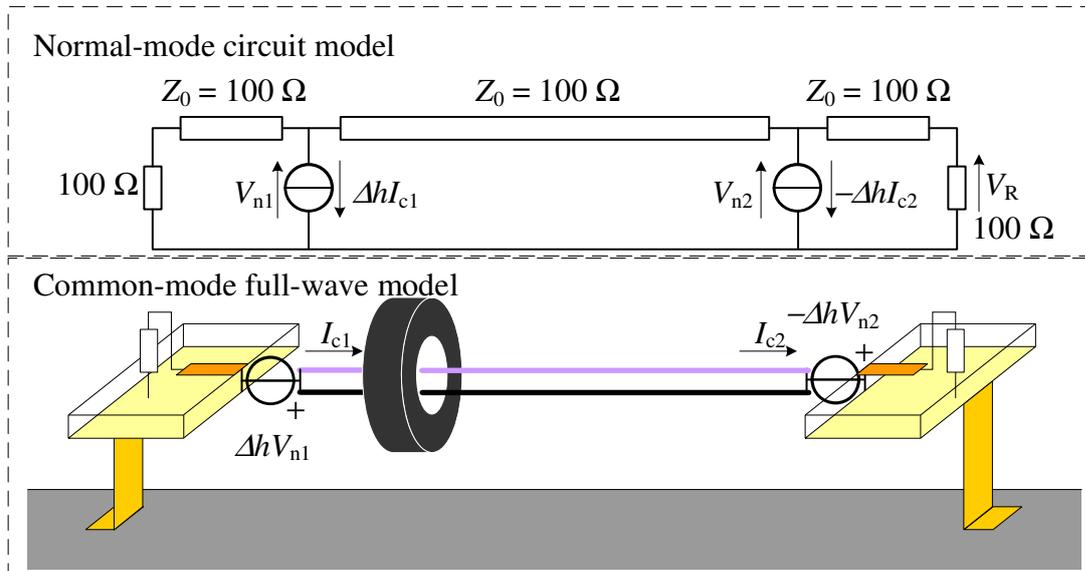


図 5.10 平衡度不整合モデル

扱うことができるため、モード変換に起因する EMC 問題を 3次元電磁界解析と絡めて評価することが可能になった。

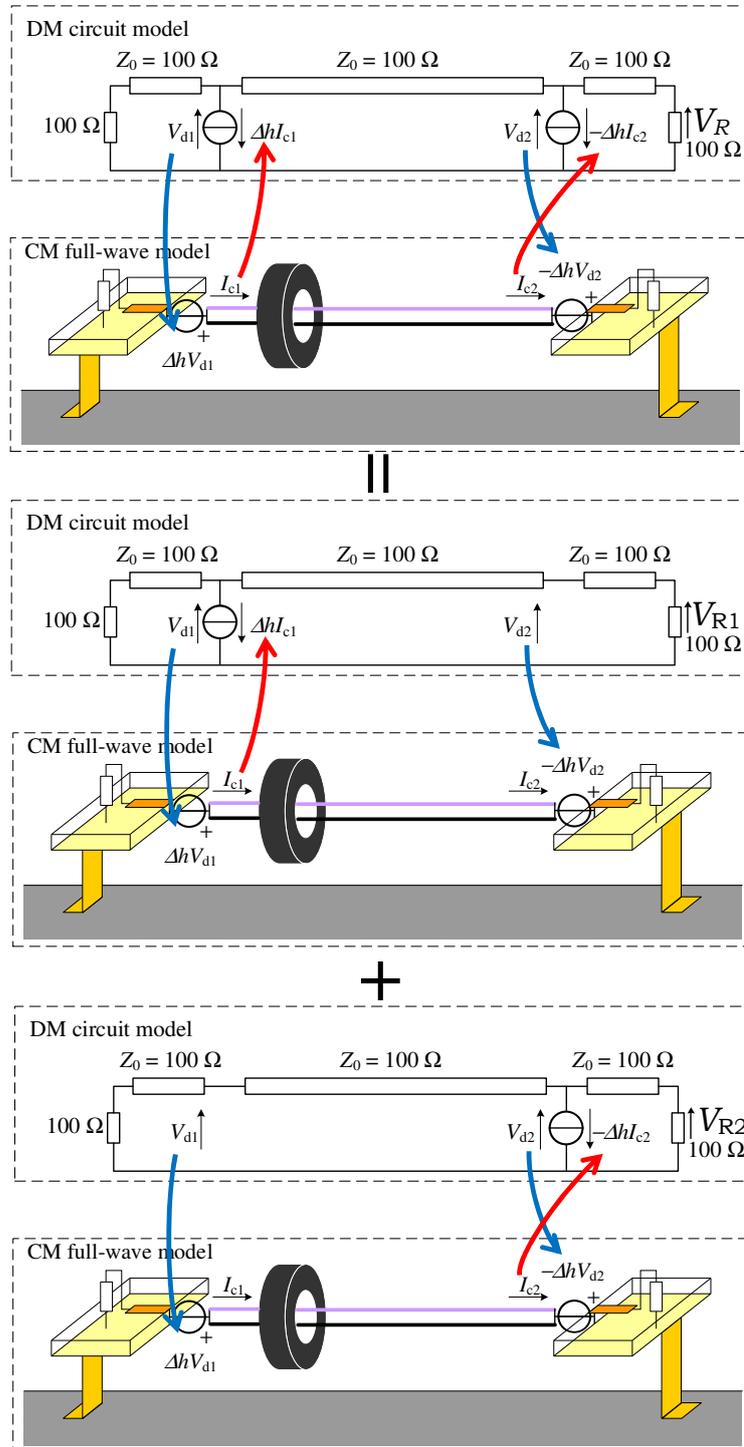


図 5.11 平衡度不整合モデルにおける重ね合わせの理

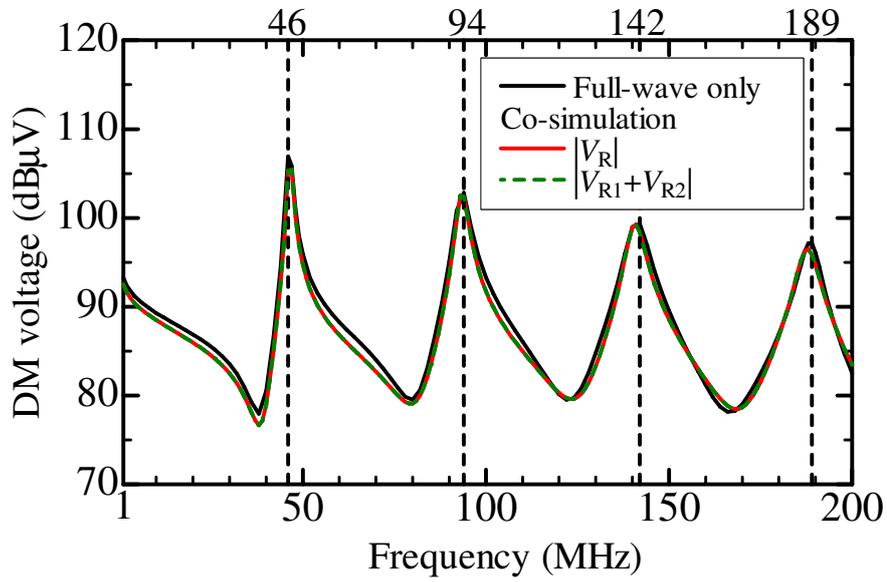


図 5.12 電磁界解析のみと回路と電磁界の連成解析との結果比較

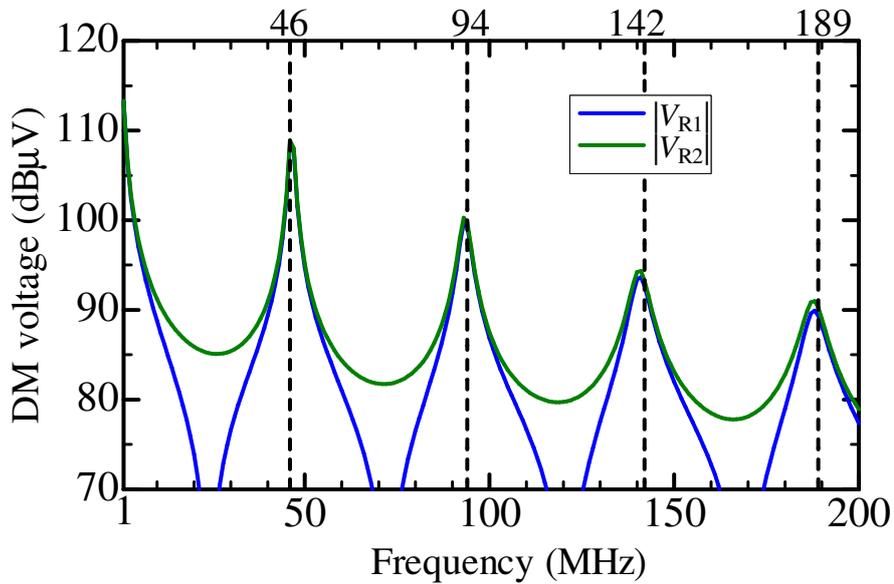


図 5.13 電圧

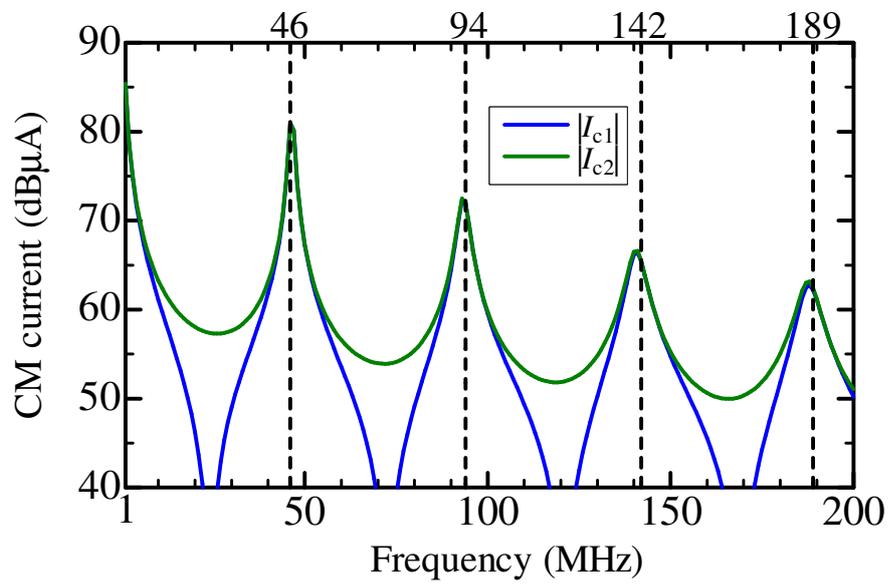


図 5.14 モード変換点におけるコモンモード電流

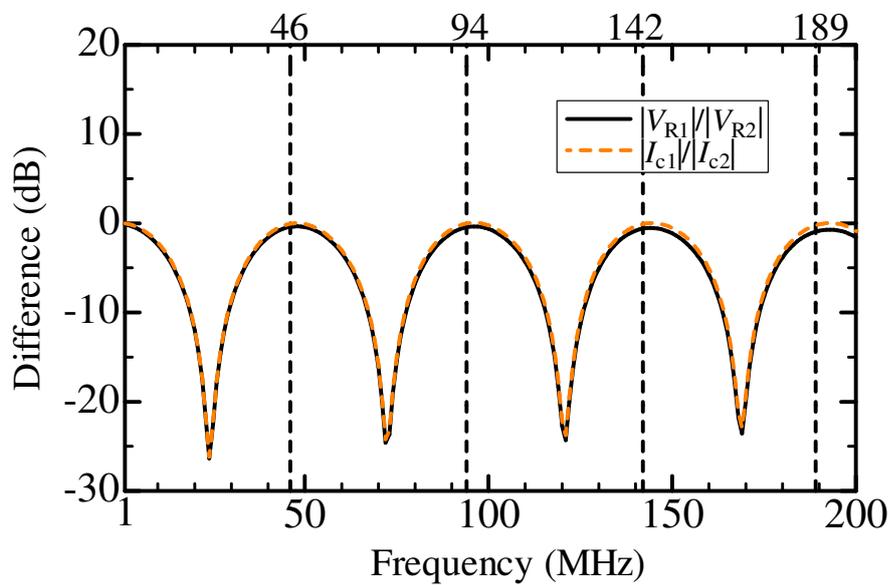


図 5.15 各モード変換点におけるコモンモード電流の比およびディファレンシャルモード電圧の比



## 第6章 結論

電子機器の高周波化，多機能化，小型化などが進められるなか，機器周辺の電磁環境の悪化に伴い機器のノイズ耐性を向上させる EMC 設計が重要である．効率的な EMC 設計には，評価評価のためにノイズの伝達メカニズム解明に基づいた性能予測と最適な設計方法が必要である．EMC 設計における性能予測に役立つために，EMC 問題のうちの2つ，プリント回路基板の電源/グラウンド層間における平行平板共振と，平衡度の異なる線路の接続部で発生するモード変換に対して，回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用した性能評価方法を提案した．

2章では，まず，前者のディファレンシャルモード (DM) のノイズ問題に対して，3次元的な広がりのある平行平板に対して等価回路モデルで表現する方法を示した．平行平板共振の対策である，我々が提案している損失を有する共振器型フィルタ (LRF) を用いた設計に役立つことを示した．次に，不要電磁放射を評価するため，回路基板の基板端からの放射と LRF を構成するオープンスタブ構造からの放射という放射要因毎に分解したモデルも提案した．そして，後者の DM だけでなくコモンモード (CM) も含む問題に対して，モード変換を解析できる平衡度不整合モデルにおいて，回路解析で DM を，3次元電磁界解析で CM を扱い連成解析することで，同時に扱えなかった双方向のモード変換と3次元モデルの解析方法を示した．

3章では，提案した評価法と設計法をもとに LRF を複数実装しても着目した周波数の前後にピークが生じないという条件で，平行平板共振を抑制する LRF の最適な設計を行った．結果として，共振周波数に着目した伝達インピーダンスを誤差 2 dB 以内で予測できた．

4章では，不要電磁放射を評価した．LRF を実装することで，不要電磁放射も抑制できることが分かった．そして，放射要因分解モデルを用いて解析したオープンスタブ構造からの放射は，回路基板の基板端からの放射に比べて最大値比較で 6.5 dB 小さく，両者の線形和による増加も 2.1 dB，当該構造からの放射増は無視できる程度と判明した．

5章では，平衡度不整合モデルにおける回路解析と3次元電磁界解析の連成解析を利用し，放射エミッションとイミュニティを評価した．結果として，3次元電磁界解析のみ結果と比較し，どちらの評価においても，ノイズが大きな周波数で 3 dB 以内で一致し

た。したがって、3次元電磁界解析において双方向のモード変換を取り扱うことができるため、モード変換に起因する EMC 問題を 3次元電磁界解析と絡めて評価することが可能になった。

提案した等価回路モデルを用いた評価法が、電源系とモード変換における EMC 設計ないし、DM と CM を考慮した EMC 設計に役立てることを示した。

## 参考文献

- [1] T. Watanabe, O. Wada, T. Miyashita, and R. Koga, “Common-Mode-Current Generation Caused by Difference of Unbalance of Transmission Lines on a Printed Circuit Board with Narrow Ground Pattern,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E83-B, no. 3, pp. 593-599, Mar. 2000.
- [2] 山下克己, “最近は AV 家電や白物家電でも問題に ” *日経エレクトロニクス*, 第 989 号, p. 37, Oct. 2008.
- [3] 和田修己, “デジタル回路の不要電磁波発生機構のモデル化とシミュレーション,” *信学論 B Vol. J86-B, No. 7*, pp. 1062-1069, 2003.
- [4] 豊田 啓孝, 金尾 奨, 佐田野 勝水, 五百旗頭 健吾, “コモンモード放射シミュレーション用電流配分率算出のためのコネクタの簡易モデル構築,” 第 34 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, 3B4-3, 神奈川県横浜市, 2020.
- [5] 木村 直紀, 金尾 奨, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “平衡度の異なるケーブル接続によるコモンモードの発生とそのコモンモードチョークコイルによる抑制の実験的検証,” *電子情報通信学会環境電磁工学研究会, EMCJ2019-26*, pp.47-52, 東京都港区, 2019.7.18.
- [6] H. Uchida, “Fundamentals of coupled lines and multiwire antennas,” Sasaki Printing, Sendai, Japan, 1967.
- [7] A. Sugiura and Y. Kami, “Generation and propagation of common-mode currents in a balanced two-conductor line,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.54, no.2, pp.466-473, April 2012.
- [8] T. Watanabe, H. Fujiwara, O. Wada, R. Koga, and Y. Kami, “A prediction method of common-mode excitation on a printed circuit board having a signal trace near the ground edge,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, no.8, pp. 2327-2334, Aug. 2004.

- [9] T. Matsushima, T. Watanabe, Y. Toyota, R. Koga, and O. Wada, "Calculation of common-mode radiation from single-channel differential signaling system using imbalance difference model," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E93-B, no. 6, pp. 1739-1745, June 2010.
- [10] T. Matsushima, T. Watanabe, Y. Toyota, R. Koga, and O. Wada, "Evaluation of EMI reduction effect of guard traces based on imbalance difference method," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, No. 6, pp. 2193-2200, 2009.
- [11] C. Su and T. H. Hubing, "Imbalance difference model for common-mode radiation from printed circuit boards," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 53, No. 1, pp. 150-156, Feb. 2011.
- [12] L. Niu and T. H. Hubing, "Rigorous Derivation of Imbalance Difference Theory for Modeling Radiated Emission Problems," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 57, No. 5, pp. 1021-1026, Oct. 2015.
- [13] N. Zhang, J.-H. Kim, S.-J. Ryu, and A. Nah, "Prediction of Common-Mode Radiated Emission of PCB with an Attached Cable Using Imbalance Difference Model," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E98-B, No. 4, pp. 638-645, Apr. 2015.
- [14] Y. Wakaduki, T. Watanabe, Y. Toyota, K. Iokibe, L. R. Koga, and O. Wada, "Connector Model for Use in Common-Mode Antenna Model Used to Estimate Radiation from Printed Circuit Boards with Board-to-Board Connector," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E99-B, No. 3, pp. 695-702, Mar. 2016.
- [15] T. Tsujimoto, H. Takatsu, T. Nomura, K. Iokibe, W. Kawashima, Y. Toyota, "Identification of Dominant Noise Sources of Radiated Disturbance for EMC Design Using Common-mode Simulation," *KONICA MINOLTA Tech. report*, vol.19, pp. 57-62, Jan. 2022. (in Japanese)
- [16] C. Nandyala, H. Litz, N. Hafner and R. Kalayciyan, "Efficient use of circuit & 3D-EM simulation to optimize the automotive Bulk Current Injection (BCI) performance of Ultrasonic Sensors," 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp. 1-4., Rome Italy., 23-25 Sep. 2020.

- [17] A. Scott and V. Sokol, “True Transient 3D EM/Circuit Co-Simulation Using CST STUDIO SUITE,” Article from CST-Computer Simulation Technology AG, page 7, October 2008, [www.mpdigest.com](http://www.mpdigest.com).
- [18] K. Kim, H. Hwang and W. Nah, “An EM-Circuit Co-simulation Model to Predict Insertion Loss in a Busbar-PCB type EMI Filter,” 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium, Raleigh, NC, USA, 26 July 2021 - 13 August 2021.
- [19] ANSYS Electronics Desktop v22.1, <https://www.ansys.com/>
- [20] 金尾 奨, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “損失を有する共振器型フィルタの設置位置による電源層間ノイズ抑制効果の評価と考察,” 平成 29 年度 (第 68 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R17-15-06, 岡山市, 2017.10.21.
- [21] 金尾 奨, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝 “損失を有する共振器型フィルタによる平行平板共振抑制メカニズムの  $\pi$  型等価回路を用いた解析,” 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, EMCJ2018-27, pp.31-36, 東京都港区, 2018.7.27.
- [22] 金尾奨, “損失を有する共振器型フィルタによる電源層間ノイズ抑制の Z パラメータに着目したメカニズム解析,” 平成 29 年度岡山大学特別研究報告書, Feb. 2018.
- [23] Sho Kanao, Kengo Iokibe, Yoshitaka Toyota, “A Study of Installation Location and Mechanism to Suppress Power-bus Resonance Efficiently Using Lossy Resonator Filters,” 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2018), pp. 890-894, Amsterdam, The Netherlands, 2018.8.27-30.
- [24] T. Okoshi, *Planar Circuits for Microwaves and Lightwaves*. New York: Springer-Verlag, pp.10-31, 1985.
- [25] F. Z. Mahmood, Y. Toyota, K. Iokibe, “Lossy Resonators for Suppressing Power-bus Resonance of Printed Circuit Boards,” 5th Pan-Pacific EMC Joint Meeting (PPEMC '12), pp. 65-68, Tokyo, Japan, Nov. 2012.
- [26] 久保輝真, 五百旗頭健吾, 豊田啓孝, “フェライト膜の電気的特性を考慮した損失を有する共振器型フィルタの設計”, EMCJ2015-86, pp.31-36, 2015.

- [27] 久保輝真, “多層基板電源層のノイズ低減を目的とした損失を有する共振器型フィルタの実用化検討”, 平成28年度岡山大学大学院自然科学研究科修士学位論文, Feb. 2016.
- [28] 豊田 啓孝, 金尾 奨, “プリント回路基板における平行平板共振抑制のための損失を有する共振器型フィルタ,” 電気学会マグネティックス研究会, 広島県福山市, 2022. (招待講演)
- [29] 瀬島孝太, 豊田啓孝, 五百旗頭健吾, 古賀隆治, 渡辺哲史, “モード等価回路を用いた非一様媒質中伝搬の回路シミュレーションとその応用,” 信学論 (B), vol. J96-B, no. 4, pp. 389-397, Apr 2013.
- [30] 上芳夫, “EMCにおける伝送回路理論とその展開,” 信学論 (B), vol. J90-B, no. 11, pp. 1070-1082, Nov. 2007.
- [31] K. Sejima, Y. Toyota, K. Iokibe, L. R. Koga, and T. Watanabe, “Experimental model validation of mode-conversion sources introduced to modal equivalent circuit,” in Proc. of 2012 IEEE EMC, pp. 492-497, 2012.
- [32] Y. Toyota, K. Iokibe, R. Koga, and T. Watanabe, “Mode equivalent modelling of system consisting of transmission lines with different imbalance factors,” in Proc. of APEMC 2011, pp. 676-679, 2011.
- [33] S. Kanao, K. Iokibe, Y. Toyota, “Estimation of Power-bus Noise Suppression by Lossy Resonator Filter Using Lumped-constant Multi-ports Equivalent Circuit Model,” 2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (2020 IEEE EMC+SIPI), 1 page, 2020. (オンライン)
- [34] S. Kanao, K. Iokibe, Y. Toyota, “Efficient Estimation of Noise Suppression Amount in Power Bus with Decoupling Capacitors Using Lossy Resonator Filters,” 2021 Joint IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity & EMC Europe (IEEE EMC+SIPI 2021 Virtual Symposium), 1 page, 2021. (オンライン)
- [35] M. Hampe and S. Dickman, “Damping of cavity-mode resonances in PCB power-bus structures using discrete capacitors,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 47, no. 4, pp. 880-888, Nov. 2005.

- [36] 児玉 秀平, 金尾 奨, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝 “ 損失を有する共振器型フィルタの平行平板共振抑制時における不要電磁放射の評価,” 2021 年度 (第 72 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R21-15-06, オンライン, 2021.
- [37] S. Kanao, Shuhei Kodama, K. Iokibe, Y. Toyota, “ Suppression of Power-Bus Resonance and Unintentional Radiation by Lossy Resonator Filter,” 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2022), pp. 361-365, Online, Gothenburg, Sweden, 2022.
- [38] 金尾 奨, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “ 損失を有する共振器型フィルタによる平行平板共振抑制における放射要因分解に基づく不要電磁放射評価,” 電子情報通信学会論文誌, Vol. J106-B, No. 07, pp. 400-402, Jul. 2023.
- [39] S. Kanao, K. Iokibe, Y. Toyota, “ Co-simulation Analysis of Mode Conversion Due to Imbalance difference by Structural Discontinuity,” 2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC 2022), FR-AM1-SS08-05, Online, Beijing, China, 2022.

## 関連発表論文リスト

### 1. 論文

- **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “損失を有する共振器型フィルタによる平行平板共振抑制における放射要因分解に基づく不要電磁放射評価,” 電子情報通信学会論文誌, Vol. J106-B, No. 07, pp. 400-402, Jul. 2023.

### 2. 国際会議・国際シンポジウム

- **S. Kanao**, K. Iokibe, Y. Toyota, “A Study of Installation Location and Mechanism to Suppress Power-bus Resonance Efficiently Using Lossy Resonator Filters,” 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2018), pp. 890-894, Amsterdam, The Netherlands, 2018.8.27-30.
- **S. Kanao**, K. Iokibe, Y. Toyota, “Estimation of Power-bus Noise Suppression by Lossy Resonator Filter Using Lumped-constant Multi-ports Equivalent Circuit Model,” 2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (2020 IEEE EMC+SIPI), 1 page, 2020. (オンライン)
- **S. Kanao**, K. Iokibe, Y. Toyota, “Efficient Estimation of Noise Suppression Amount in Power Bus with Decoupling Capacitors Using Lossy Resonator Filters,” 2021 Joint IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity & EMC Europe (IEEE EMC+SIPI 2021 Virtual Symposium), 1 page, 2021. (オンライン)
- **S. Kanao**, K. Iokibe, Y. Toyota, “Co-simulation Analysis of Mode Conversion Due to Imbalance difference by Structural Discontinuity,” 2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC 2022), FR-AM1-SS08-05, Online, Beijing, China, 2022.
- **S. Kanao**, Shuhei Kodama, K. Iokibe, Y. Toyota, “Suppression of Power-Bus Resonance and Unintentional Radiation by Lossy Resonator Filter,” 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2022), pp. 361-365, Online, Gothenburg, Sweden, 2022.

### 3. 学会・研究会

- **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “損失を有する共振器型フィルタの設置位置による電源層間ノイズ抑制効果の評価と考察,” 平成 29 年度 (第 68 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R17-15-06, 岡山市, 2017.10.21.
- **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝 “損失を有する共振器型フィルタによる平行平板共振抑制メカニズムの $\pi$ 型等価回路を用いた解析,” 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, EMCJ2018-27, pp.31-36, 東京都港区, 2018.7.27.
- 児玉 秀平, **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝 “損失を有する共振器型フィルタの平行平板共振抑制時における不要電磁放射の評価,” 2021 年度 (第 72 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R21-15-06, オンライン, 2021.
- 豊田 啓孝, **金尾 奨**, 佐田野 勝水, 五百旗頭 健吾, “コモンモード放射シミュレーション用電流配分率算出のためのコネクタの簡易モデル構築,” 第 34 回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, 3B4-3, 神奈川県横浜市, 2020.
- **金尾 奨**, 岩崎 浩明, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “線路の平衡度不整合に起因するモード変換の 3 次元電磁界解析と回路解析の連成解析による評価,” 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, EMCJ2022-6, pp. 31-36, 沖縄県那覇市, 2022.
- **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “平衡度の異なるケーブル接続によるコモンモードの発生とそのコモンモードチョークコイルによる抑制の実験的検証,” 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, EMCJ2019-26, pp.47-52, 東京都港区, 2019.7.18.
- 木村 直紀, **金尾 奨**, 五百旗頭 健吾, 豊田 啓孝, “PSD 手法における設計パラメータの正規化によるロバスト性の向上—ビアレス・オープンスタブ型 EBG 構造の場合—,” 2022 年度 (第 73 回) 電気・情報関連学会中国支部連合大会, R22-15-14, オンライン, 2022.
- 豊田 啓孝, **金尾 奨**, “プリント回路基板における平行平板共振抑制のための損失を有する共振器型フィルタ,” 電気学会マグネティックス研究会, 広島県福山市, 2022. (招待講演)