

薄い導体シールドの伝送線路への実装により 生じる周波数分散の解明とその設計への応用

山極 大葵

電気通信大学

2024 年 3 月

薄い導体シールドの伝送線路への実装により 生じる周波数分散の解明とその設計への応用

山極 大葵

電気通信大学大学院情報理工学研究科

博士（工学）の学位申請論文

2024年3月

薄い導体シールドの伝送線路への実装により 生じる周波数分散の解明とその設計への応用

博士論文審査委員会

委員 肖 鳳超 教授

委員 和田 光司 教授

委員 安藤 芳晃 准教授

委員 小野 哲 准教授

主査 萱野 良樹 准教授

著作権所有者

山極 大葵

2024 年

Elucidation of Frequency Dispersion Caused by Mounting Thin Conductive Shield on Transmission Lines and Its Application to Shield Design

Taiki Yamagiwa

.....

ABSTRACT

With the progress of the functions of information communications equipment, high-speed transmission using multiple signal lines such as differential paired lines is being adopted for printed circuits boards (PCB). Moreover, such devices are trending to be smaller and lighter, and PCBs continue to increase in density and in the multi-layers. Therefore, electromagnetic interference (EMI) countermeasures are becoming ever more important from the viewpoint of electromagnetic compatibility (EMC).

Electromagnetic (EM) shields are widely used to suppress EM radiation. The most common shielding technique is to enclose the radiation source in a metal enclosing and blocks electromagnetic waves inside and outside. However, larger sizes and heavier weights make such shielding techniques less attractive in light of recent trends of information communications equipment.

Research and development are also progressing on shielding technique and evaluation technique that EM radiation by mounting metal plate to components such as PCB and integrated circuit (IC). Recently, shielding techniques using thin metallic shields have been widely studied for small circuits such as system-in-package (SiP) modules.

EM shields for interconnection cables are no exception. The structure of shielded cables has been studied from the practical perspective of high-density routing. In contrast, EM shields for interconnection cables such as flexible printed circuits (FPC) require flexibility in the shielding material. Consequently, EM shields are becoming much thinner metallic shields and may be implemented near transmission lines in the future.

The transmission characteristics and shielding effectiveness (SE) of FPC with a thin conductive shield near transmission lines (hereinafter called “shielded-FPC”) have been discussed by using an RLGC equivalent-circuit model, where two conditions for the thickness of the shielding conductors are selected. These conductive shields are implemented on both faces of the FPC. One condition is “Cu 5.5 μm ,” which is a typical thickness. The other is “Ag 0.1 μm ,” which is extremely thin. In the “Ag 0.1 μm ” case, it has been demonstrated that physical phenomena in primary and secondary parameters of shielded-FPC have unclear frequency dispersions, which are different from general transmission lines such as typical strip and/or microstrip lines. These frequency dispersions are gradually being understood from perspective of near magnetic field SE and time responses. However, since correspondence between frequency and time responses is unclear, there is necessity to verify the validity of analytically constructed RLGC equivalent-circuit models.

The final purpose of this paper is to clarify physical phenomena of frequency dispersion of primary and secondary parameters of shielded-FPC, and laying knowledge-based design guidelines for thin conductive shields. In order to verify the validity of electromagnetic field analysis and RLGC equivalent circuits with frequency dispersion of shielded-FPC, the new experimental extraction method that enables highly accurate quantitative characteristic evaluation wide band from both actual measurements and analysis is proposed. Furthermore, the physical phenomenon is clarified from the correspondence between near magnetic field SE and frequency dispersion, and it is demonstrated that frequency dispersion can be expressed quantitatively by using sigmoid function. Based on the correspondence between this new quantitative expression and the near magnetic field SE, dependencies of frequency dispersion characteristics on conductive shield thickness and electromagnetic field coupling are evaluated. Finally, it is shown that the calculation of frequency dispersion characteristics using quantitative expression of sigmoid function corroborated by near magnetic field SE can be used to laying design guidelines for the implementation of thin conductive shields.

薄い導体シールドの伝送線路への実装により生じる 周波数分散の解明とその設計への応用

山極 大葵

.....

概要

情報通信機器の機能向上のため、プリント回路基板 (Printed Circuit Board: PCB) 関連の伝送線路では、差動線路などの複数の信号線をペアで使用した高速伝送が採用されている。さらに近年、電子機器には小型・軽量化が求められており、PCB は必然的に高密度化・多層化している。そのため、電磁両立性 (Electromagnetic Compatibility: EMC) の観点から、従来以上に慎重な電磁ノイズ (Electromagnetic Interference: EMI) 対策が世界的に求められている。

EMC 問題の代表的な対策法の一つとして、電磁波シールド技術が幅広く利用されている。一般的には金属筐体で放射源を囲うことで、筐体内外の電磁波を遮断する技術である。しかし、情報通信機器の小型・軽量化が求められている現在では、こうした従来手法は好ましいものではない。

そこで、機器等の対象物全体を金属筐体で囲うのではなく、PCB 単位、あるいは PCB を構成する IC 部品単位でプレート状の導体シールドを後付けで実装し、不要 EMI を抑制するような電磁シールド技術・評価技術の研究開発が進められている。近年では、さらなる軽量化を実現するため、システムインパッケージ (System in Package: SiP) などの比較的小さな回路をターゲットに、金属薄膜で直接コーティングするようなシールド技術も開発されている。

相互接続ケーブルについても例外ではなく、近年では配線が密集する実用的な観点から、シールドケーブルの構造に関する研究が進められている。特に、情報通信機器内部のモジュール間の接続に用いられる相互接続ケーブルは、より狭い空間を柔軟に取り回しできるよう、フレキシブルプリント基板 (Flexible Printed Circuits: FPC) が採用され始めている。FPC に導体シールドを実装する場合には、FPC が持つ柔軟性や軽量性といった既存の利点が損なわれないように、金属薄膜を用いた薄い導体シールドを採用する必要がある。

先行研究では、差動線路間隔よりも近傍に薄い導体シールドを実装した FPC（以下、Shielded-FPC）の伝送特性とシールド効果（Shielding Effectiveness: SE）が、電磁界解析により算出された RLGC 等価回路モデルにより説明されている。一般的な厚みである“Cu 5.5 μm ”と、非常に薄い厚みである“Ag 0.1 μm ”の 2 種類の導体シールドが検討されており、薄い導体シールドを実装した場合には、Shielded-FPC の一次・二次定数に、マイクロストリップ線路のような典型的な伝送線路とは異なる、物理現象が不明確な周波数分散を持つことが明らかとなった。この周波数分散については近傍磁界の観点から徐々に解釈が進んでおり、近傍磁界の抑制効果に起因するものであることがわかってきている。時間応答の観点からも研究が進められているが、周波数・時間応答の対応関係が不明確となっており、解析的に構築した RLGC 等価回路モデルの妥当性の実証が急務となっている。

本論文では、薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した際に生じる一次・二次定数の周波数分散について物理現象を解明し、知見に基づいた薄い導体シールドの設計ガイドラインを構築することを目標としている。電磁界解析および周波数分散を持つ RLGC 等価回路の妥当性を検証するため、新たな実験的算出法を提案し、実測・解析両面からの広帯域にわたる高精度な定量的特性評価を可能としている。さらに、近傍磁界の評価を通して、SE と周波数分散との対応関係から物理現象を明らかにし、周波数分散はシグモイド関数により定量的に表現できることを突き止めた。この新たな定量的表現と近傍磁界 SE の対応関係から、周波数分散特性の導体シールド厚み依存性や電磁結合依存性を評価した。近傍磁界 SE によって裏付けられた、シグモイド関数による定量的表現を活用した周波数分散特性の予測は、薄い導体シールド材の実装に関する設計ガイドラインの構築に活用できることを示した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	はじめに	1
1.1.1	電磁波シールドの技術革新	1
1.1.2	伝送線路の周波数分散特性	2
1.2	薄い導体シールドを実装した伝送線路の問題点	4
1.3	本論文の目的	5
1.4	本論文の構成	5
第 2 章	伝送線路の一次・二次定数の実験的算出法	9
2.1	はじめに	9
2.2	一次・二次定数の実験的算出法	10
2.2.1	時間応答を用いた実験的算出法と不要成分の補正手法	11
2.2.2	周波数応答を用いた実験的算出法と不要成分の補正手法	12
2.3	実験的算出法の制約	14
2.3.1	実験的算出法の制約と解決策	14
2.3.2	周波数分散を持つ伝送線路へ適用する際の問題点	15
第 3 章	周波数分散を持つ伝送線路の一次・二次定数の実験的算出法	17
3.1	はじめに	17
3.2	一次・二次定数の実験的算出法の提案	18
3.3	不要成分の補正手法の提案	20

3.4	マイクロストリップ線路への提案手法の適用	23
3.4.1	検討モデルと測定系	23
3.4.2	提案手法の制約	23
3.4.3	周波数分散を十分無視できる伝送線路に対する提案手法の妥当性検討	27
3.5	薄い導体シールドを実装した FPC への提案手法の適用	30
3.5.1	検討モデルと測定系 (シングルエンド伝送モデル)	30
3.5.2	周波数分散が大きな伝送線路に対する提案手法の妥当性検証 (シングルエンド伝送モデル)	33
3.5.3	検討モデルと測定系 (差動伝送モデル)	36
3.5.4	周波数分散が大きな伝送線路に対する提案手法の妥当性検証 (差動伝送モデル)	39
3.6	まとめ	42
第 4 章	実験的算出法の制約の打破	43
4.1	実験的算出法の算出誤差の要因とその打開策	43
4.1.1	模擬的な位相ずれ補正による算出誤差の抑制	44
4.1.2	模擬的な寄生容量補正による算出誤差の抑制	44
4.1.3	薄い導体シールドに起因する周波数分散での問題点	49
4.2	算出誤差による算出帯域の制約を受けない実験的算出法	49
4.2.1	Shielded-FPC モデルと測定系	50
4.2.2	一次・二次定数の広帯域実験的算出法の提案	53
4.2.3	広帯域実験的算出結果の妥当性検証	55
4.3	まとめ	57
第 5 章	薄い導体シールドに起因する一次定数の周波数分散特性の定量的表現	59
5.1	はじめに	59
5.2	周波数分散特性と近傍磁界との対応関係	60
5.2.1	Shielded-PCB モデル	60
5.2.2	近傍磁界およびシールド効果の評価系	62
5.2.3	周波数分散と近傍磁界シールド効果の対応	63

5.3	定量的表現を検証する Shielded-FPC の一次・二次定数	66
5.3.1	Shielded-FPC モデル	66
5.3.2	Shielded-FPC の周波数分散	67
5.4	Shielded-FPC の周波数分散の定量的表現の検討	69
5.4.1	ΔR_s , ΔL_s の物理現象としての区分化	69
5.4.2	周波数分散の定量的表現	72
第 6 章	薄い導体シールドに起因する一次定数の周波数分散特性と近傍磁界 SE との関係	75
6.1	はじめに	75
6.2	Shielded-FPC の周波数分散および近傍磁界 SE の導体厚み依存性	76
6.2.1	検討モデルと近傍磁界の解析	76
6.2.2	周波数分散の導体厚み依存性	78
6.2.3	周波数分散の導体厚み依存性およびフィッティング定数との関係	82
6.2.4	Shielded-FPC の周波数分散と近傍磁界 SE との対応関係	82
6.3	Shielded-FPC の周波数分散および近傍磁界 SE の電磁結合依存性	86
6.3.1	検討モデルと近傍磁界の解析	86
6.3.2	電磁結合の評価指標と妥当性	87
6.3.3	周波数分散の電磁結合依存性	88
6.3.4	周波数分散の電磁結合依存性およびフィッティング定数との関係	92
6.3.5	Shielded-FPC の周波数分散と近傍磁界 SE との対応関係	94
6.4	まとめ	96
第 7 章	Shielded-FPC の設計ガイドラインの構築	97
7.1	はじめに	97
7.2	Shielded-FPC の周波数分散の推定	97
7.3	Shielded-FPC の周波数分散を考慮した設計	98
7.4	設計に関するノウハウ	103
7.4.1	推奨設計	103
7.4.2	設計時のトレードオフ	104
第 8 章	結論	105

参考文献	111
著者関連発表論文	117
著者略歴	121

第 1 章

序論

1.1 はじめに

情報通信機器の機能向上のため、プリント回路基板（Printed Circuit Board: PCB）関連の伝送線路では、差動線路などの複数の信号線を使用した高速伝送が採用されている。さらに近年、電子機器には小型・軽量化が求められており、PCB は必然的に高密度・多層化している。そのため、電磁両立性（Electromagnetic Compatibility: EMC）の観点から、従来以上に慎重な電磁ノイズ（Electromagnetic Interference: EMI）対策が世界的に求められている。

1.1.1 電磁波シールドの技術革新

EMI の抑制手法としては、電磁シールド技術が幅広い用途で利用されている [1], [2]。代表的な電磁シールド技術は、図 1.1 に示すように、金属筐体を用いてプリント回路基板や伝送線路などの放射源全体を囲うことで、筐体内外での電磁波を遮断・分離するものである。この、筐体外部から到来した電磁波を筐体内部に侵入させない能力、筐体内部で生じた電磁波を筐体外部に漏洩させない能力のことを電磁波シールド性能と呼び、性能指標として平面波を基準としたシールド効果（Shielding Effectiveness: SE）が用いられる [3]。筐体の導電材が厚ければ厚いほど、電磁波の導電材表面での反射・導電材内部での吸収が大きくなるため、シールド効果は大きくなる。しかし、近年の情報通信機器の小型・軽量化といったニーズに対しては、こうしたシールド手法は好ましいものではない。そのため近年では、電子機器等の対象物全体を金属筐体で囲う [4]–[6] のではなく、PCB 単位、あるいは PCB を構成する IC 部品単位でプレート状の金属製のシールドを実装し、不要 EMI を抑制するような電磁シールド技術・評価技術の研究開発が進められている [7], [8]。さらに、軽量化を達成する電磁シールド技術とし

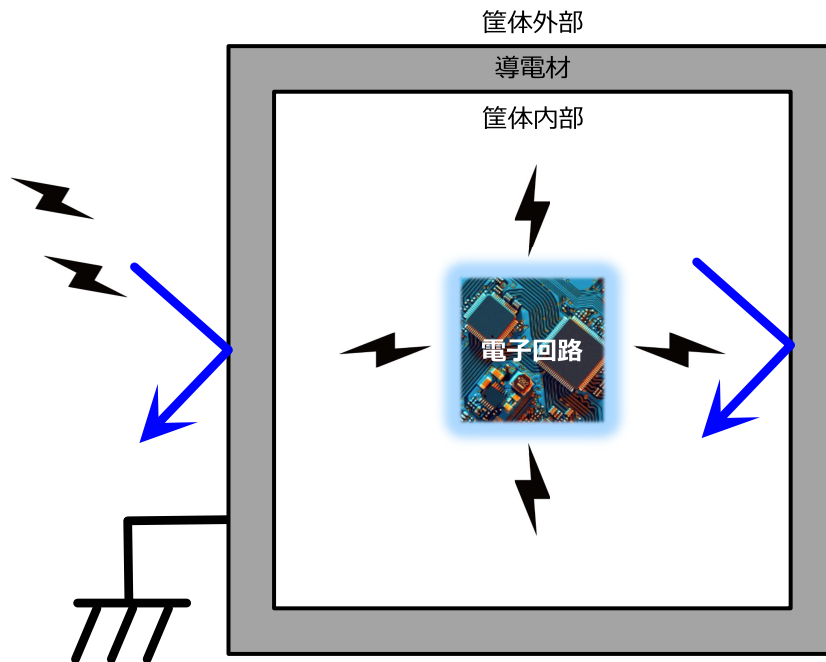


図 1.1 電磁シールド技術とシールド性能

て、システムインパッケージ (System in Package: SiP) などの比較的小さな回路をターゲットに、金属薄膜を直接コーティングするようなシールド技術に関する研究開発も数多く進められている [9]–[13].

相互接続ケーブルについても例外ではなく、近年では配線が密集する実用的な観点から、シールドケーブルの構造に関する研究が進められている [14]. 特に、電子モジュール間の接続用途に用いられる相互接続ケーブルは、情報通信機器の小型化により、より狭い空間を柔軟に取り回し接続できるよう、フレキシブルプリント基板 (Flexible Printed Circuits: FPC) が採用され始めている。ただし通常の伝送線路と異なり、電子機器内の電子モジュールが密集した場所など、誤動作を引き起こしやすい場所に配線されるケースが多いことから、EMC 問題が生じやすいとも言える。そのため、EMI 対策として、既存の FPC が持つ柔軟性や取り回しやすさ等の利点が損なわれないように、金属薄膜等を用いた薄い導体シールドが FPC に実装される可能性がある。

1.1.2 伝送線路の周波数分散特性

PCB や相互接続ケーブル等の伝送線路は、一次定数であるレジスタンス R_s 、インダクタンス L_s 、コンダクタンス G_s 、キャパシタンス C_s と、二次定数である特性インピーダンス Z_0 (差動線路であれば差動インピーダンス Z_{DM})、複素伝搬定数 γ によって特徴付けることがで

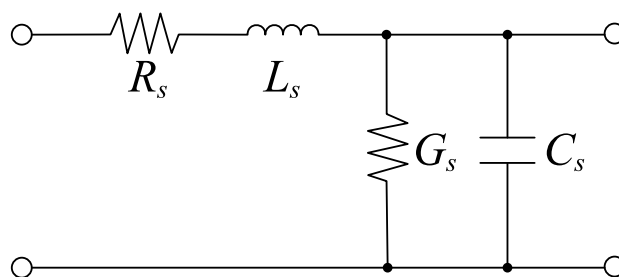


図 1.2 RLGC 等価回路モデル

きる。図 1.2 に、分布定数回路で表現した伝送線路の等価回路（RLGC 等価回路）を示す。

現実の伝送線路の一次・二次定数には必ず周波数分散が生じる。ここでの周波数分散とは、周波数に応じて一次・二次定数の値が変化することをいう。一般的なマイクロストリップやストリップ型の伝送線路では、この周波数分散の物理現象はすでに明らかである。 R_s は、伝送線路の導体の損失に対応するパラメータであり、低い周波数では導体の直流抵抗、周波数が高くなると表皮効果により電流が金属表面に集中し、周波数の平方根に比例した形で表現できる。 L_s は、伝送線路から放射する磁界の量であり、導体を流れる電流量によって決定される。そのため、 R_s と同様に表皮効果による電流量の変化に応じて、周波数の平方根に比例した形で表現できる。 G_s は、伝送線路を構成する誘電体材料の損失に対応するパラメータであり、誘電体材料の誘電率と誘電正接を用いて周波数に比例した形で表現できる。 C_s は、伝送線路と GND 間に生じる容量成分であり、基板材料の誘電率と面積によって決定される。このように、周波数分散特性は、伝送線路の設計パラメータおよび基板材料によって決定されるため、測定や電磁界解析を使用しなくても、伝送線路の設計、特性の予測が可能である。

本論文で取り扱う周波数分散を持つ伝送線路とは、このような一般的に伝送線路で生じる物理現象とは異なり、薄い導体シールドを線路近傍に実装することで生じる、物理現象が不明確な周波数分散である。この薄い導体シールドを線路近傍に実装することで生じる周波数分散と問題点については、次節で詳しく説明する。これまで、伝送線路近傍に金属導体を配置することはタブーとされており、配置した場合、伝送線路との容量性結合によって、 Z_0 や Z_{DM} といった伝送線路設計に欠かすことのできないパラメータの低下を引き起こす。そのため、伝送線路近傍に金属導体を配置する場合には、最低でも 8 mm 程度の間隔を空ける必要があることが報告されている [15]。近年の金属薄膜を使用した電磁シールド技術は、こうしたこれまでの常識が通用しない電磁波シールドであるといえる。

線路近傍に導体シールドを実装した場合には、伝送線路だけでなく導体シールドそのものにも電流が流れることとなり、構造は異なるがシールドケーブルと似たような状態となる。シールドケーブルのシールド性能は、シールドに起因するの電圧電流の比、いわゆる伝達インピーダンスによって与えられるが、この伝達インピーダンスの周波数分散を、シールドケーブルで生じる物理現象をもとに区分化し、定量的に評価できるようにした例がある [16]。このように、シールドを実装した伝送線路でも、導体シールドに起因した成分のみを抽出することで、物理現象を明確化し定量的に表現できる可能性がある。

1.2 薄い導体シールドを実装した伝送線路の問題点

先行研究では、実用時に問題になると想定される、差動線路間隔よりも近傍に薄い導体シールドを実装した FPC（以下、Shielded-FPC）の伝送特性と SE が、電磁界解析により算出された RLGC 等価回路モデルにより説明されている [17]–[21]。厚さが異なる 2 種類の導体シールドについて検討されており、1 つは一般的な厚さの “Cu 5.5 μm ”，もう 1 つは非常に薄い “Ag 0.1 μm ” の導体シールドが、それぞれ FPC 両面に実装されている。

伝送特性の測定では、“Ag 0.1 μm ” を実装した場合に高い周波数で急激に損失が増加し、EYE パターンが潰れるなど、信号品質を大きく劣化させることが明らかとなった。この要因は、RLGC 等価回路により解析的に説明ができており、100 MHz 以下では L_s や Z_{DM} が増加、 R_s や v_p が減少し、逆に 100 MHz を超える高い周波数では、 R_s や v_p が増加し、 L_s や Z_{DM} が減少するという、Shielded-FPC 特有の周波数分散によって引き起こされていることが明らかとなった。この周波数分散は、近傍磁界 SE の測定によっても徐々に解釈が進んでおり、低い周波数での L_s の増加は近傍磁界の抑制効果に起因するものであることもわかってきている。

このように、主に一次定数の R_s と L_s が周波数分散の支配的な要因である伝送線路はこれまでに存在せず、物理現象の解明が急務となっている。一方で、時間領域反射測定（Time Domain Reflectometry: TDR）法による時間応答の測定も実施されているが、解析的に構築した RLGC 等価回路モデルと伝送線路理論を用いた時間応答の理論解析結果との対応関係が確認できておらず、物理現象および周波数・時間応答の対応関係が不明確な状態となっている。

1.3 本論文の目的

本論文では、薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した際に生じる一次・二次定数の周波数分散について物理現象を解明し、知見に基づいた設計ガイドラインを構築することが最終的な目標である。最終目標を実現するためには、先行研究で解析的に明らかとなっている周波数分散を考慮した RLGC 等価回路モデルの妥当性を実証できるような、新たな定量的評価手段の構築が必要となる。さらに、設計ガイドラインを構築するためには、一般的な伝送線路と同様に、周波数分散を定量的に表現できる手法が必要となる。

周波数分散を持つ RLGC 等価回路モデルに対応した、解析的ではない新たな定量的評価手法の提案と、物理現象に基づく周波数分散の定量的表現の構築により、信号品質を保ちつつ EMI を抑制可能な薄い導体シールドの開発および、薄い導体シールドを実装した伝送線路に関する設計ガイドラインの構築を目指す。

1.4 本論文の構成

図 1.3 に示すように、本論文は結論を含む 8 つの章から構成される。

第 1 章では、近年の情報通信機器および EMC 対策手法に求められているトレンドと問題点、先行研究での取り組みおよび新たに明らかとなった問題について整理している。

第 2 章では、伝送線路の特性評価や電磁界解析結果の妥当性検証に必要不可欠である、伝送線路の一次・二次定数を実験的に定量評価する手法について先行研究を整理し、本論文の目的である周波数分散を持つ伝送線路に適用する際の問題点および課題を整理している。

第 3 章では、物理現象が不明確である周波数分散を持つ伝送線路に対しても適用可能な実験的算出法を提案し、先行研究および電磁界解析結果との比較により妥当性を実証している。また、提案手法でも既存手法と同様に問題となった実験的な算出制約についても検証している。

第 4 章では、第 2 章および第 3 章で問題となった実験的算出法の算出制約の打開策について既存手法を基に検証することで、周波数分散を持つ伝送線路に適用する際の新たな問題点を述べている。さらに、提案手法により先行研究の周波数分散特性の妥当性を実証したことで確実なものとなった、薄い導体シールドを線路近傍に実装した伝送線路の支配的周波数分散成分および構造的特性をうまく活用することで、算出制約のない新たな実験的算出法を提案、妥当性を検証している。

第5章では、薄い導体シールドを実装した伝送線路の周波数分散を考慮した設計を実現するために、物理現象が不明確な周波数分散特性を定量的に表現する手法について提案している。一次定数と近傍磁界シールド効果との対応関係を検証することで、周波数分散特性がどのような関数で表現できるのかを明らかにし、物理現象を基にした周波数区分という新たな考え方で定量的表現を可能としている。

第6章では、設計パラメータからの周波数分散特性の予測を可能とするため、第5章で構築した定量的表現を基に、導体シールドの厚みが増減した際の周波数分散特性の変化について、一次定数と近傍磁界の観点から明らかにしている。さらに、伝送線路の断面形状の違いにより、支配的な電磁結合が異なる場合の周波数分散特性の変化についても検証している。これにより、周波数分散特性と近傍磁界シールド効果との対応関係がより明らかになり、第5章の周波数区分の考え方の妥当性を示している。

第7章では、これまで検証してきた内容を基に、周波数分散特性の信号品質への影響について検証考察し、薄い導体シールド材を伝送線路上に実装する上での設計ガイドラインに関する知見を提示している。

第8章は結論である。

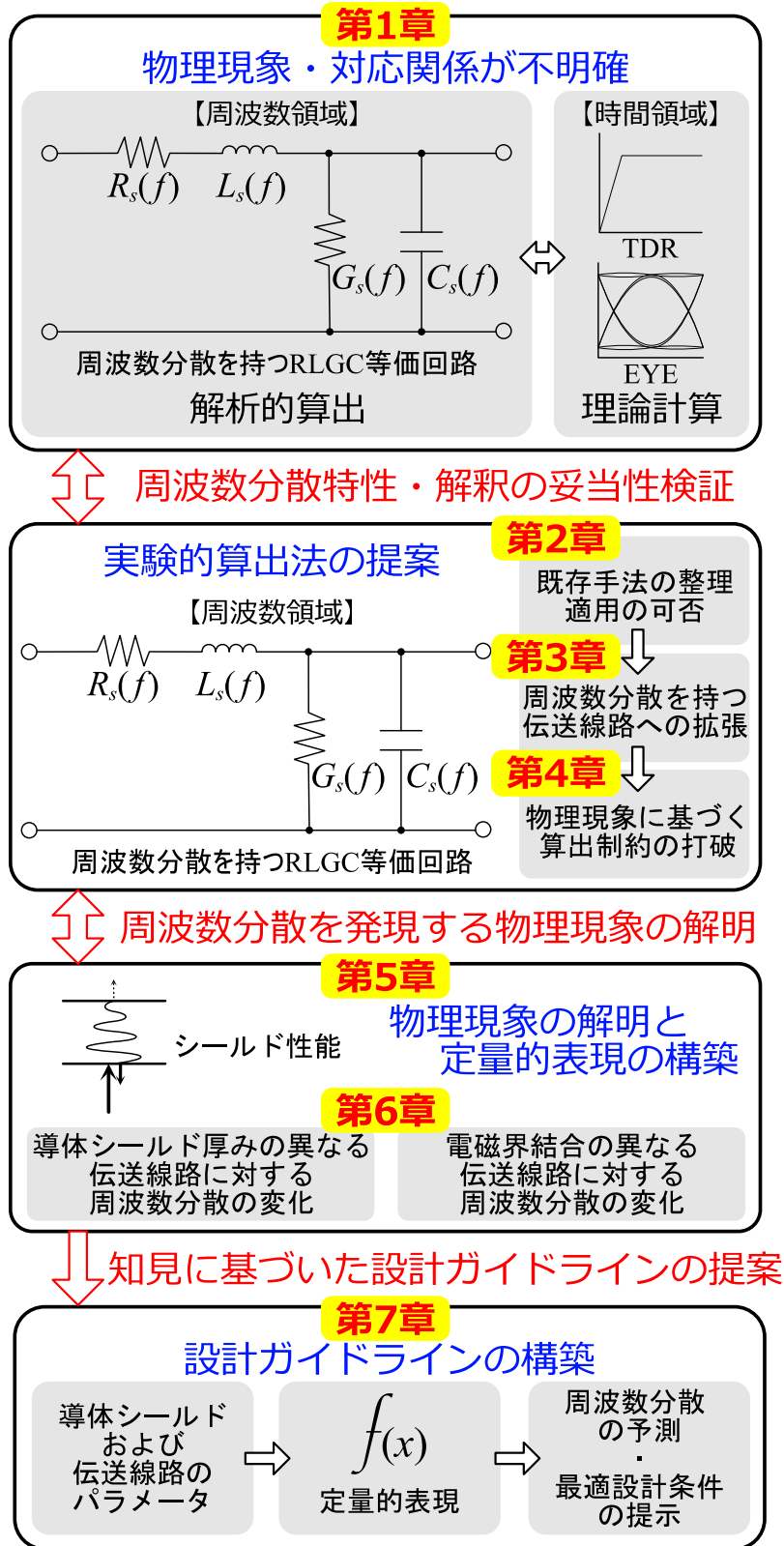


図 1.3 本論文の構成の概略図

第 2 章

伝送線路の一次・二次定数の 実験的算出法

2.1 はじめに

.....

第 1 章の先行研究で解析的に明らかとなっている, Shielded-FPC の周波数分散特性について, 本博論の研究目的を達成するためには, まずは解析結果および物理現象の解釈について妥当性を実証する必要がある. 本章では, 電磁界解析を用いて構築した RLGC 等価回路モデルの妥当性を実証するための手法として, 既存手法である実験的算出法について解説し, 周波数分散を持つ伝送線路に適用する際の問題点を整理する.

.....

PCB の伝送線路が持つ特性を評価する方法には様々な手段が存在する. それらは大別すると, 測定機器を用いて直接測定・評価する方法と, 電磁界解析を用いてシミュレーション・評価する方法に分けられる.

測定機器を用いた直接的な評価法は, 過去から現在に至るまで製品開発には欠かすことのできない存在である. 一方で, 製品の試作, 評価, 改善の製品開発プロセスにおける期間の短縮やコストダウンのため, 電磁界解析を用いたシミュレーション技術が活用される機会も多くなっている. 近年では, 知識がなくとも誰でも手軽に実行可能なアプリケーションが増えており, シミュレーション結果が非物理的であっても結果を信用してしまう例も少なくない. さらに, たとえ正しくシミュレーションを使用し仮想上では問題なく動作する製品が完成したとし

でも、実際に試作した場合には動作しないといった事象も存在する。これは、解析モデルと実物の差、つまり製造誤差等の影響を考慮できていないことが要因であることが多く、微細な伝送線路モデルほど正しい評価は困難となる。PCBの小型・軽量化が進んでいる現在、シミュレーション結果のみを鵜呑みにすることはとても危険な行為である。こうした、実物とのずれが特性に与える影響を正確に評価したり、これまでに知見が存在しないような解析結果の妥当性を実証することは困難を極めるが、解析と実測両面からの評価により実証できる場合もある。

伝送線路は、一次定数であるレジスタンス R_s 、インダクタンス L_s 、コンダクタンス G_s 、キャパシタンス C_s と、二次定数である特性インピーダンス Z_0 （差動線路であれば差動インピーダンス Z_{DM} ）、複素伝搬定数 γ によって特徴付けることができる。どのような複雑な伝送線路も、一次定数を用いた RLGC 等価回路を用いて等価的に表現することができ、RLGC 等価回路モデルと伝送線路理論を用いて様々な理論解析による評価が可能となる。

2.2 一次・二次定数の実験的算出法

一次定数と二次定数の関係は次式で示される。

$$\begin{aligned} \gamma Z_{0,DM} &= R_s + j\omega L_s \\ \frac{\gamma}{Z_{0,DM}} &= G_s + j\omega C_s \end{aligned} \quad (2.1)$$

よって、一次定数は、二次定数を用いて次のように決定できる [22].

$$\begin{aligned} R_s &= \operatorname{Re}(\gamma Z_{0,DM}) \quad [\Omega/\text{m}] \\ L_s &= \frac{\operatorname{Im}(\gamma Z_{0,DM})}{\omega} \quad [\text{H}/\text{m}] \\ G_s &= \operatorname{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_{0,DM}}\right) \quad [\text{S}/\text{m}] \\ C_s &= \frac{\operatorname{Im}\left(\frac{\gamma}{Z_{0,DM}}\right)}{\omega} \quad [\text{F}/\text{m}] \end{aligned} \quad (2.2)$$

つまり、実験結果から二次定数を得ることができれば、実験的に一次定数の算出が可能となる。電磁界解析結果に上式を適用することで、解析的にも同様に一次定数を算出することが可能となる。

実験的に算出する上で問題となるのが、測定対象である被試験デバイス（Device Under Test: DUT）に必ず含まれる不要成分の影響である。ここでの不要成分とは、測定器と DUT を接続

するために必要不可欠な接続コネクタそのものや、コネクタ実装のために設けられているガイドラインを意味する。実験的算出法において、不要成分の影響をどのように取り除くかは、算出精度にも大きく影響することから非常に重要な課題の一つである。

不要成分を取り除き DUT そのものの特性を得る手法は、大別すると、直接測定とディエンベディング (De-embedding) に分けられる。直接測定は、マイクロプローブ等の小さな測定端子を用いて不要成分の影響を限りなく小さくし、DUT の特性を直接的に測定する方法である。De-embedding は、伝送線路理論を用いた行列計算により、測定結果から不要成分の影響を取り除き、本来の正しい結果に補正する技術である。測定機器を使用する際には必要不可欠である校正 (Calibration) も、計測システム内の誤差や接続ケーブルの特性を測定結果から除去する、いわゆる De-embedding に該当する。

ここでは、二次定数を実験的に算出するための手法として、時間応答と周波数応答を使用したそれぞれの算出・補正手法について説明する。

2.2.1 時間応答を用いた実験的算出法と不要成分の補正手法

時間応答を使用した実験的算出手法として、時間領域反射 (Time Domain Reflectometry: TDR) を用いた手法 [23] がある。TDR 応答測定ではステップ信号 (入射波電圧 v_i) に対する反射特性 (反射波電圧 v_r) が得られるため、インピーダンス変化による伝送線路評価が可能となる。二次定数の $Z_{0,DM}$ は、伝送線路始端から始めに反射した時間応答 (first reflection) から算出できる。

$$Z_{0,DM} = \frac{1 + \Gamma_f}{1 - \Gamma_f} Z_s, \quad \text{where } \Gamma_f = \left. \frac{v_r}{v_i} \right|_{\text{first}} \quad (2.3)$$

ここで、 Γ_f は反射係数、 Z_s は測定器の基準インピーダンスである。

一方で、二次定数の γ は TDR 応答が一定の値に収束するまでの全体の時間応答 (all reflection) から算出できる。

$$\gamma = -\frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\Gamma_a}{\Gamma_L} \right), \quad \text{where } \Gamma_a = \left. \frac{v_r}{v_i} \right|_{\text{all}} \quad (2.4)$$

ここで、 l は伝送線路長、 Γ_a は反射係数、 Γ_L は伝送線路終端での反射係数である。

不要成分の影響を De-embedding するためには、同じ不要成分を含んだ 2 種類の長さの異なる伝送線路の時間応答を使用する。伝送線路の長さをそれぞれ l_1 , l_2 ($l_1 < l_2$)、測定結果から得られた Γ_a をそれぞれ Γ_{a1} , Γ_{a2} とすれば、2 種類の伝送線路の差分をとることで、測定が困

難である Γ_L を利用せずに不要成分の影響を受けない γ を算出できる。

$$\gamma = -\frac{1}{2(l_2 - l_1)} \ln \left(\frac{\Gamma_{a2}}{\Gamma_{a1}} \right) \quad (2.5)$$

2.2.2 周波数応答を用いた実験的算出法と不要成分の補正手法

(1) インピーダンスアナライザを用いた方法

インピーダンスアナライザを使用した実験的算出法として、オープンショート法 (Open/Short Method) を用いた手法 [24] がある。伝送線路終端を短絡・開放した2つの DUT が必要となる。無損失伝送線路の終端が短絡・開放されている場合の入力インピーダンス $Z_{(s)}$, $Z_{(o)}$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Z_{(s)} &= -jZ_s \frac{1}{\tan \beta l} \\ Z_{(o)} &= -jZ_s \tan \beta l \end{aligned} \quad (2.6)$$

ここで、 β は位相定数である。つまり、入力インピーダンスの測定結果より、伝送線路の損失を考えない場合には $Z_{0,DM}$ と γ は次のように算出できる。

$$\begin{aligned} Z_{0,DM} &= \sqrt{Z_{(o)} Z_{(s)}} \\ \gamma &= \frac{1}{l} \tan^{-1} \left(-j \sqrt{\frac{Z_{(s)}}{Z_{(o)}}} \right) \end{aligned} \quad (2.7)$$

この手法は、不要成分との接続部分で生じる残留キャパシタンスやインダクタンスの影響が大きく影響することから、直接測定を使用したり、誤差が最小となるような不要成分に対する工夫が必要となる。

(2) ベクトルネットワークアナライザを用いた方法

ベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer: VNA) を使用した実験的算出法として、測定した散乱行列 (S parameters) を用いた方法 [25]–[32] がある。測定した散乱行列 \mathbf{S} を縦続行列 \mathbf{F} に変換すれば、損失のある伝送線路表現との対応関係は次のように示される [33]。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_{0,DM} \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_{0,DM}} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

この縦続行列 F のパラメータの対応関係から、二次定数を算出できる。算出方法には次式のように様々なパラメータの組み合わせが存在する。

$$Z_{0,DM} = \cosh^{-1}(A - j\omega B), \quad \gamma = \frac{B}{\sinh[\cosh^{-1}(A - j\omega B)]} \quad (2.9)$$

$$Z_{0,DM} = \frac{\sinh^{-1} BC}{l}, \quad \gamma = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (2.10)$$

$$Z_{0,DM} = \frac{1}{C} \sinh(\gamma l), \quad \text{where } \gamma = \frac{1}{l} \cosh^{-1} D \quad (2.11)$$

VNA で得られた測定結果から不要成分を De-embedding する方法としては、電子校正 (ECal) や SOLT (Short-Open-Load-Thru), TRL (Thru-Reflect-Line), LRM (Line-Reflect-Match) 校正といった測定機器の校正手法 [34] の他に、位相シフトにより電気長を補正する方法 [28] や、時間領域での実験的算出法と同様に、長さの異なる伝送線路の差分により不要成分を De-embedding する手法 [32] が存在する。

特に、差分を用いた De-embedding 法では、不要成分が DUT に縦続的に接続された伝送線路であると仮定して、測定で得られた散乱行列を分割し、不要成分のみの影響を算出する技術が必要となる。例としては、伝送特性の最適化手法またはタイムゲーティングによって分割する手法 [35, 36] などが提案されており、近年では高度な測定が可能となっている利点を活かし、測定機器の拡張機能として De-embedding を搭載できるものも存在する。代表的な商用ソフトウェアとしては、Keysight Technologies の物理層テストシステム (Physical Layer Test System: PLTS) の一部機能である自動フィクスチャ除去 (Automatic Fixture Removal: AFR) [37] があげられる。

一方で、このように伝送線路理論に基づき行列を分割することで不要成分を特徴づけるのではなく、不要成分の影響を実験的または解析的に予め推定することで取り除く手法 [38, 39] も提案されている。

2.3 実験的算出法の制約

2.3.1 実験的算出法の制約と解決策

実験的算出法は万能な手法ではなく、算出可能な帯域に制約があることがわかっている。インピーダンスアナライザとオープンショート法を用いた実験的算出法 [24] は、算出限界が波長 λ の $\frac{1}{4}$ の周波数であることが報告されている。これは、 $\frac{1}{4}\lambda$ では $Z_{(o)}$ が ∞ 、 $Z_{(s)}$ が 0 に限りなく近づくことで算出が困難となるためである。

一方で、VNA と散乱行列を用いた単純な実験的算出法 [25]–[32] では、算出限界が $\frac{1}{2}\lambda$ になってしまうことが報告されている。ただし、前述の方法に比べ、2 倍の帯域の一次・二次定数を算出できる。 $\frac{1}{2}\lambda$ の制約の要因としては、DUT に含まれる不要成分の影響により、共振点で算出誤差が増加するためであることがわかっている。理想的な状態ではこの算出誤差は生じない。しかし、実際の DUT には製造誤差による伝送線路構造の左右非対称や、接続コネクタや端子パッドなどで生じる寄生容量は必ず存在するため、算出誤差も必ず発生してしまう。算出誤差は De-embedding 法を用いることで小さくすることができるが、De-embedding した際の極わずかな補正ずれも算出誤差として現れるため、完全に制約を取り除くことは難しい。

そのため、実験的算出法においては、De-embedding 法とは異なるアプローチで算出誤差を解決する方法が提案されている。代表的な例としては、伝送線路の物理現象に基づいて数値フィッティングにより $\frac{1}{2}\lambda$ を超える算出を可能とする方法 [26, 27] がある。一般的なマイクロストリップ線路などの単純な伝送線路の物理現象は明確である。例えば、 R_s であれば表皮効果、 L_s であれば表皮効果による導体内部の電流量の変化に基づいて、周波数 f の平方根により周波数特性を表現できる。関連して、物理現象や解析結果をもとに C_s と G_s の周波数特性を推定し、算出誤差の影響を受けにくい γ を使用することで、 $\frac{1}{2}\lambda$ を超える算出を実現する方法 [29] がある。この手法は、二次定数の γ と伝送線路の RLGC 等価回路に並列に存在する C_s 、 G_s を用いて実験的算出を可能とすることから、総称で、ガンマシャントゼット (Gamma-Shunt-Z: GSZ) 法と呼ばれている。

一方で、TDR 応答を用いた実験的算出法 [23] では、周波数応答を用いた実験的算出法とは異なり算出制約は発生しないが、周波数分散により時間応答が一定の損失量で増加せず、立ち上がり鈍るような伝送線路では適用不可能であることがわかっている。

2.3.2 周波数分散を持つ伝送線路へ適用する際の問題点

第1章でも説明した通り、薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した際の、一次・二次定数に発現する周波数分散の物理現象は不明確であり、これまで知られている一般的な伝送線路の物理現象とは異なることが明らかとなっている。まずは既存の実験的算出法が適用可能かを確認する必要がある。さらに、“Ag 0.1 μm ”を実装した際に発現する周波数分散は GHz 帯で発現することもわかっている。そのため、適用する実験的算出法は、VNA のように広帯域な測定が可能である測定機器を用いた実験的算出法である必要がある他、算出制約の観点から、線路長を短くするなどの工夫が必要となる。

一方で、実験的算出法が適用できたとしても、制約の打開策である物理現象に基づいた数値フィッティング法や GSZ 法は、物理現象が不明確である現段階では適用することができない。

算出誤差を抑制するための De-embedding 法においては、不要成分の特性を実験的または解析的に予め推測する手法や、周波数での測定結果を一時的に時間応答に変換し、線路長に応じたゲーティングをかけることで取り除く手法が主流となっている。薄い導体シールドに起因する周波数分散を持つ伝送線路では、時間応答も大きく値が変化することがわかっており、正確なゲーティングの設定が困難となる。関連して、TDR 応答を用いた実験的算出法についても、時間に応じて値が変化する他、立ち上がりが大きく鈍ることから、薄い導体シールドに起因した周波数分散の算出には適用できないことがわかっている。

薄い導体シールドに起因する周波数分散に対応した定量的評価手段として、新たな実験的算出法および不要成分の補正手法の提案が必要である。

第 3 章

周波数分散を持つ伝送線路の一次・二次定数の実験的算出法

3.1 はじめに

.....

第 2 章の周波数分散を持つ伝送線路へ実験的算出法を適用する際の問題点に基づき、周波数分散を持つ伝送線路に対応した新たな実験的算出法と不要成分の補正手法を提案する。提案手法と電磁界解析結果との比較から、先行研究で明らかとなった周波数分散特性の妥当性を実証する。また、提案手法の制約についても検証する。

.....

薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した際に発現する、一次・二次定数の周波数分散特性に対応した実験的算出法および不要成分の補正手法を提案する。第 2 章では、実験的算出法と不要成分の補正手法に関する先行研究について説明した。従来の実験的算出法は、単純なマイクロストリップ線路などの物理現象が明確である伝送線路へ適用を前提として研究開発が進められてきた。そのため、本論文で取り扱う周波数分散に対応した実験的算出法の提案が必要となる。

さらに、従来の不要成分の補正手法では、電磁界解析の併用や、時間応答への変換およびゲーティング処理など、複雑なプロセスを踏む必要がある。伝送線路理論に基づいた行列計算のみで De-embedding を実現し、実験的算出法に組み込むことが可能なシンプルな手法を提案する。

3.2 一次・二次定数の実験的算出法の提案

高速信号伝送を取り扱う伝送線路の一次・二次定数の評価を実現するため、先行研究でも採用されている数十 GHz 帯までの広帯域にわたる測定データが取得可能な、VNA および散乱行列（周波数応答）をベースとした実験的算出法を提案する。

線路長 l の損失のある伝送線路における \mathbf{F} と \mathbf{S} との関係は、式 (2.8) と同様に次のように示せる。

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_{0,DM} \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_{0,DM}} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ B &= \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} Z_s \\ C &= \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \frac{1}{Z_s} \\ D &= \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{aligned} \quad (3.2)$$

であり [40], Z_s はポートの基準インピーダンスである。 \mathbf{F} の各要素の関係から、二次定数である特性インピーダンス（差動インピーダンス） $Z_{0,DM}$ および複素伝搬定数 γ は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} Z_{0,DM} &= \sqrt{\frac{AB}{CD}} \\ \gamma &= \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{BC}{AD}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

ここで、複素伝搬定数 γ の虚部である位相定数 β は主値（principal value）として求まるため、位相接続処理（unwrapping）が必要となる。

$Z_{0,DM}$ と γ は、従来法の式 (2.9), (2.10), (2.11) のように、一部の要素の関係式だけでも導出が可能である。しかし、絶対値的には物理的に正しい値を算出できるものの、 γl 項に対する双曲線関数の符号の取り方によっては位相が負の値となり、非物理的な算出結果となることが明らかとなった。さらに、行列の非対称性が考慮されておらず、算出誤差が大きくなる要因となっていた。そのため、本論文では全ての要素 A, B, C, D を使用することで、こうした位相角の算出問題を回避すると同時に、伝送線路構造の僅かな非対称の影響を平均化することで、実験的算出法の算出誤差を抑えることが可能となる。

位相速度 v_p は次式で求められる.

$$v_p = \frac{\omega}{\text{Im}(\gamma)} \quad (3.4)$$

最後に、二次定数と一次定数の関係は、式 (2.1) と同様に次式で表すことができる.

$$\begin{aligned} \gamma Z_{0,DM} &= R_s + j\omega L_s \\ \frac{\gamma}{Z_{0,DM}} &= G_s + j\omega C_s \end{aligned} \quad (3.5)$$

よって、一次定数であるレジスタンス R_s 、インダクタンス L_s 、コンダクタンス G_s 、キャパシタンス C_s は、式 (2.2) と同様に次式のように求められる.

$$\begin{aligned} R_s &= \text{Re}(Z_{0,DM}\gamma) \quad [\Omega/\text{m}] \\ L_s &= \frac{\text{Im}(Z_{0,DM}\gamma)}{\omega} \quad [\text{H}/\text{m}] \\ G_s &= \text{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_{0,DM}}\right) \quad [\text{S}/\text{m}] \\ C_s &= \frac{\text{Im}\left(\frac{\gamma}{Z_{0,DM}}\right)}{\omega} \quad [\text{F}/\text{m}] \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.3 不要成分の補正手法の提案

不要成分の補正手法としては、先行研究でも採用されている、長さの異なる2種類の伝送線路モデルの差分を用いる方法をベースとした手法を提案する

伝送線路の一次定数および二次定数を散乱行列 S を用いて実験的に算出する場合、算出結果には VNA と DUT とを接続するコネクタ等の不要な特性が含まれることになる。不要成分のうち、テストポートケーブル（同軸ケーブル）の影響については、VNA の校正時に予め補正される。一方で、コネクタやアダプタといった不要成分の補正には De-Embedding 法が必要となる。一般的な De-Embedding では、専用の校正デバイスやソフトウェアを必要とする他、時間応答を用いるなど複雑な処理を必要とする手法が多い。

本研究では実験的算出法に組み込むことも考慮し、新たな De-Embedding 法として、伝送線路理論に基づいた行列計算を用いた簡易的な補正手法を提案した。実験的算出法に不要成分の補正手法を組み込むことで、不要成分に影響されない一次・二次定数の算出を可能とする。

例として、図 3.1 にマイクロストリップ線路における不要成分（ここでは SMA コネクタ）の補正手法の模式図を示す。図 3.1 (a) は長さ l_m の一般的な伝送線路であり、長さ l の DUT と、両端にある長さ $\frac{l_0}{2}$ の不要成分によって構成されている。図 3.1 (b) は、図 3.1 (a) の長さ $\frac{l_0}{2}$ の不要成分のみで構成された長さ l_0 の補正モデルである。

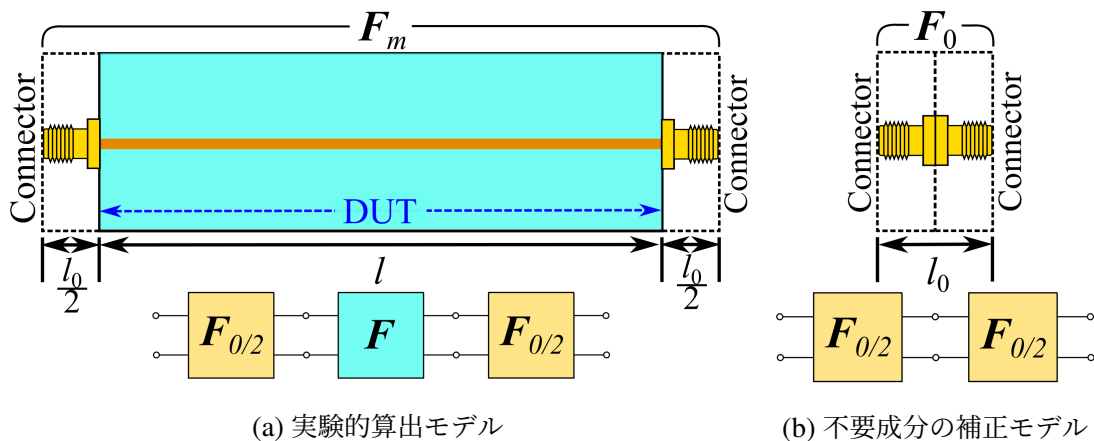


図 3.1 不要成分の補正手法の模式図

DUT の特性は、図 3.1 (a) から (b) の特性を補正することで算出する。ここで、算出される DUT の長さは $l = l_m - l_0$ である。まず VNA により、図 3.1 (a), (b) それぞれの散乱行列が実験的に測定され、それぞれの縦続行列が F_m , F_0 として求まっていると仮定する。すると図 3.1 (a) の縦続行列 F_m は次式のような縦続行列の縦続接続で表すことができる。

$$F_m = F_0 F F_0 \quad (3.7)$$

ここで F_0 は長さ $\frac{l_0}{2}$ の不要成分の縦続行列、 F は DUT の縦続行列である。DUT の縦続行列 F を算出するために、次式に示すような縦続行列 F_0 から F_0 を求めることを考える。

$$F_0 = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

ここで、伝送線路構造が左右鏡面对称であり、2 等分できると仮定すれば、縦続行列 F_0 は次式のように表すことができる。

$$F_0 = F_0 F_0 = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ここで、二等分された縦続行列 F_0 の各要素は、式 (3.8), (3.9) の関係から次式のように表される。

$$\begin{aligned} A_0^2 + B_0 C_0 &= A_0 \\ B_0 C_0 + D_0^2 &= D_0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} A_0 B_0 + B_0 D_0 &= B_0 \\ A_0 C_0 + C_0 D_0 &= C_0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

また、この伝送線路は受動回路網であることから次式の関係が成り立つ。

$$A_0 D_0 - B_0 C_0 = A_0 D_0 - B_0 C_0 = 1 \quad (3.12)$$

式 (3.10), (3.12) より、

$$\frac{D_0}{A_0} = \frac{D_0 + 1}{A_0 + 1} \quad (3.13)$$

式 (3.11) より

$$\begin{aligned} A_{\frac{0}{2}} B_{\frac{0}{2}} \left(\frac{D_{\frac{0}{2}}}{A_{\frac{0}{2}}} + 1 \right) &= B_0 \\ A_{\frac{0}{2}} C_{\frac{0}{2}} \left(\frac{D_{\frac{0}{2}}}{A_{\frac{0}{2}}} + 1 \right) &= C_0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

の関係となるから、式 (3.14) を式 (3.13) に代入すれば次式が得られる。

$$\begin{aligned} A_{\frac{0}{2}} B_{\frac{0}{2}} &= \frac{B_0(A_0 + 1)}{A_0 + D_0 + 2} \\ A_{\frac{0}{2}} C_{\frac{0}{2}} &= \frac{C_0(A_0 + 1)}{A_0 + D_0 + 2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

ここで、縦続行列の各要素について着目すれば、 A と D は無次元、 B はインピーダンスの次元、 C はアドミタンスの次元を表している。この関係を用いると、上式は次式のように分解することができる

$$\begin{aligned} A_{\frac{0}{2}} \cdot B_{\frac{0}{2}} &= \frac{(A_0 + 1)}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \cdot \frac{B_0}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \\ A_{\frac{0}{2}} \cdot C_{\frac{0}{2}} &= \frac{(A_0 + 1)}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \cdot \frac{C_0}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

よって、式 (3.13), (3.16) より、 $\mathbf{F}_{\frac{0}{2}}$ の各要素は次のように決定できる。

$$\begin{aligned} A_{\frac{0}{2}} &= \frac{A_0 + 1}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \\ B_{\frac{0}{2}} &= \frac{B_0}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \\ C_{\frac{0}{2}} &= \frac{C_0}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \\ D_{\frac{0}{2}} &= \frac{D_0 + 1}{\sqrt{A_0 + D_0 + 2}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

式 (3.12) について確認すれば、これらの要素で構成される縦続行列 $\mathbf{F}_{\frac{0}{2}}$ は、受動素子の構成条件を満足していることが確認できる。

$$A_{\frac{0}{2}} D_{\frac{0}{2}} - B_{\frac{0}{2}} C_{\frac{0}{2}} = \frac{(A_0 + 1)(D_0 + 1) - B_0 C_0}{A_0 + D_0 + 2} = 1 \quad (3.18)$$

最後に、不要成分が補正された長さ l の DUT における縦続行列 \mathbf{F} は、次のように算出できる。

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\frac{0}{2}}^{-1} \mathbf{F}_m \mathbf{F}_{\frac{0}{2}} \quad (3.19)$$

3.4 マイクロストリップ線路への提案手法の適用

3.4.1 検討モデルと測定系

伝送線路の分散性が小さく十分無視できるような実証モデルとして、単純なマイクロストリップ線路に対して提案手法を適用する。図 3.2 にマイクロストリップ線路における実験的算出モデルと、不要成分の補正モデルを示す。FR-4 (Flame Retardant Type 4) 基板上に、シングルエンド伝送の単純なマイクロストリップ線路を作製し、基板幅 50 mm、線路幅 2 mm、基板厚 1.53 mm、銅箔厚 35 μm 、比誘電率 4.4、線路長 25, 50, 100, 200 mm の 4 種類のモデルについて提案手法の妥当性を検証した。なお、コネクタ（不要成分）の補正には、図 3.2 (b) のようにコネクタを直結したモデルを用いた。

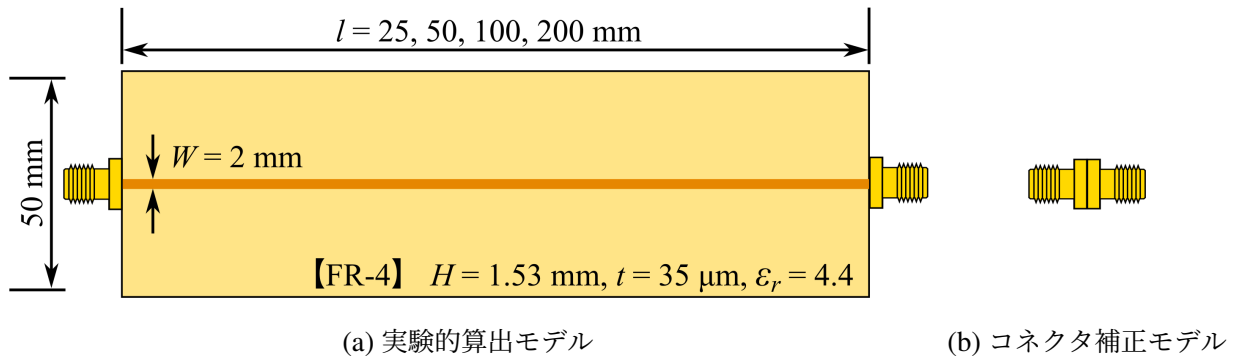


図 3.2 マイクロストリップ線路モデル

3.4.2 提案手法の制約

図 3.3 に、代表として線路長 200 mm のマイクロストリップ線路における散乱行列の測定結果を示す。図 3.3 のように、VNA で測定された散乱行列には測定誤差や製造誤差による非対称 ($S_{11} \neq S_{22}$, $S_{12} \neq S_{21}$) が存在することがわかる。

このような散乱行列の非対称性が、一次・二次定数の実験的算出にどのような影響を与えるのかを明確にするために、次の i) ~ iv) の条件で実験的算出に用いる散乱行列を変化させて検証した。図 3.4 は、図 3.3 の散乱行列から提案手法を用いて一次・二次定数を実験的に算出した結果である。

- i) 図 3.4 青線: 反射特性のみを等しくした場合 ($S_{22} = S_{11}$)
- ii) 図 3.4 赤線: 透過特性のみを等しくした場合 ($S_{21} = S_{12}$)
- iii) 図 3.4 緑線: 反射特性, 透過特性それぞれの平均値を使用した場合 (average values)
- iv) 図 3.4 黒線: 測定値をそのまま用いた場合 (actual measured values)

図 3.4 に示すように, 実験的算出結果は線路長の $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ で算出誤差が生じており, 散乱行列の非対称は実験的算出に直接影響することがわかる. 特に, 反射特性が非対称 ($S_{11} \neq S_{22}$) である影響が大きく, 測定した反射特性, 透過特性それぞれの平均値を用いることで, $\frac{1}{4}$ で生じる算出誤差については取り除くことができることがわかった. これは従来手法である, インピーダンスアナライザとオープンショート法を用いた二次定数の実験的算出法の算出限界 $\frac{1}{4}$ を超え, $\frac{1}{2}$ までの算出が可能であることを意味する. ただし, 従来の VNA を用いた実験的算出法と同様に, 算出限界は $\frac{1}{2}$ のままである.

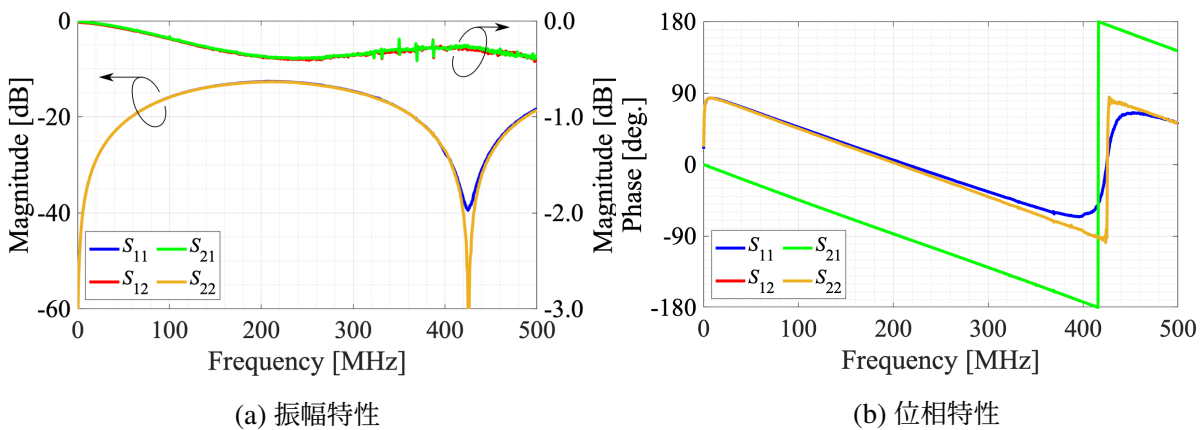


図 3.3 散乱行列の測定結果 ($l = 200$ mm)

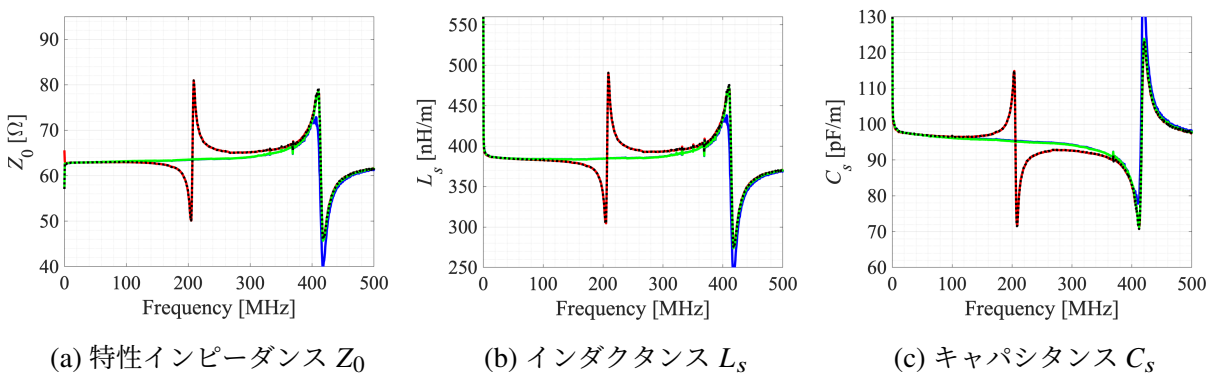


図 3.4 条件の異なる一次・二次定数の算出結果

次に半波長共振での制約について、不要成分の補正手法を併用した場合にどのような影響があるのかを明確にするため、次の2種類の不要成分の補正モデルについて検討した。図3.5と図3.6は、それぞれ実験的算出法から不要成分の影響を取り除くための条件が異なる補正グループである。それぞれ(b)を不要成分の補正モデルとして使用し、(a)から(b)の影響を取り除くことで、DUT 100 mmにおける一次・二次定数を実験的に算出する。補正グループAは、補正グループBと異なり、コネクタを含む長さ100 mmの伝送線路を不要成分とみなし補正する。

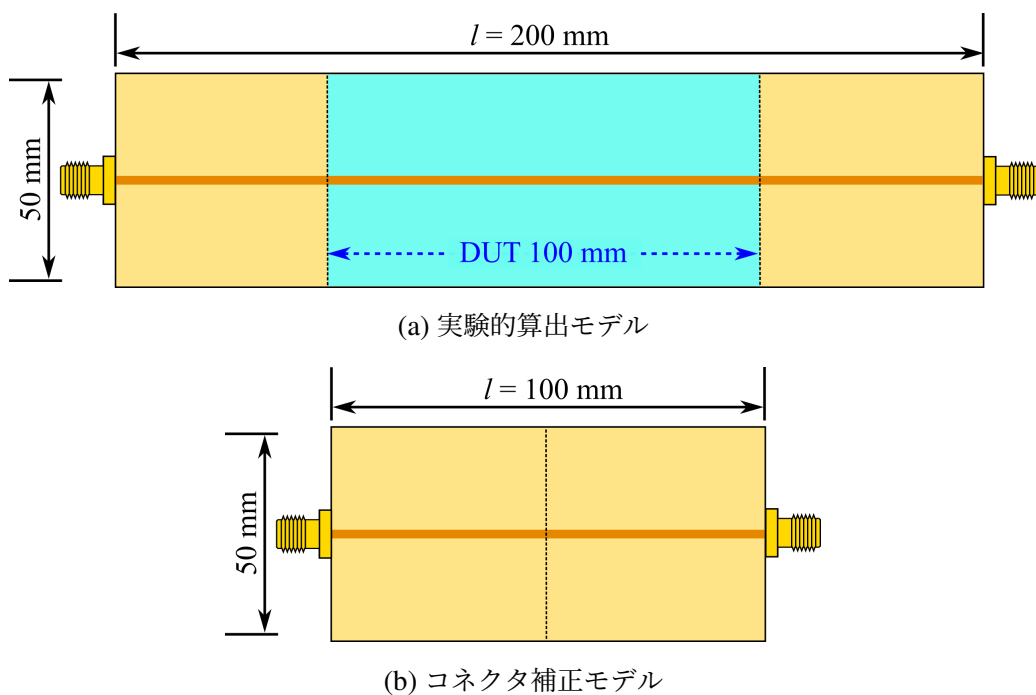


図 3.5 不要成分の補正グループ A

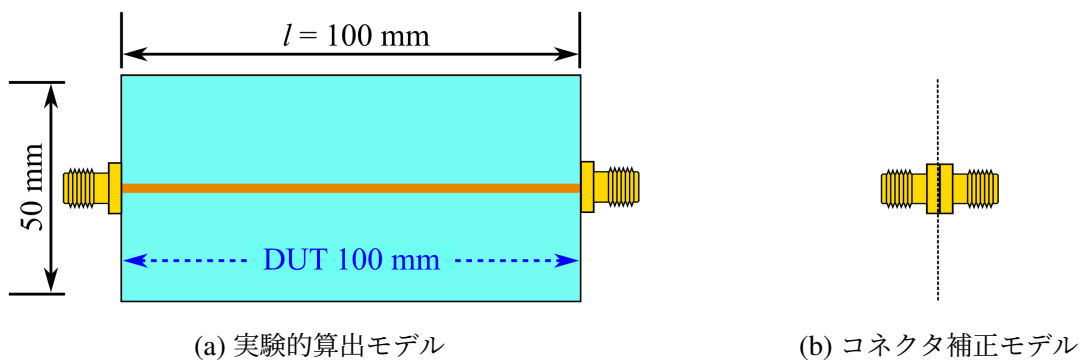


図 3.6 不要成分の補正グループ B

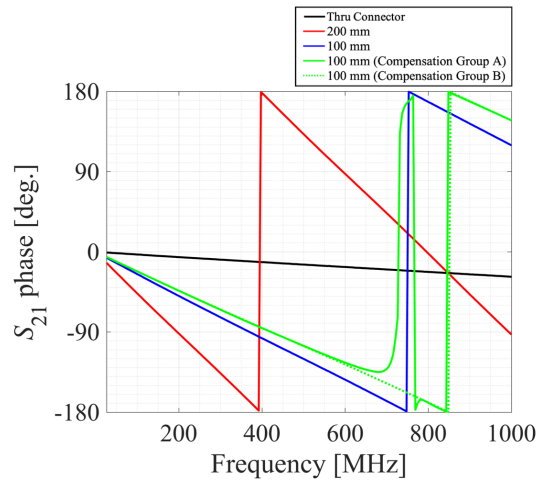
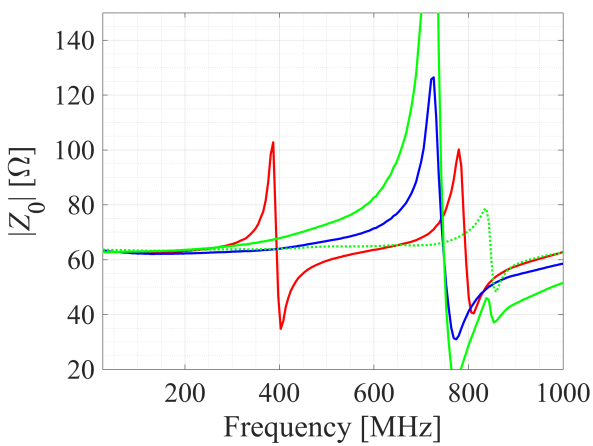
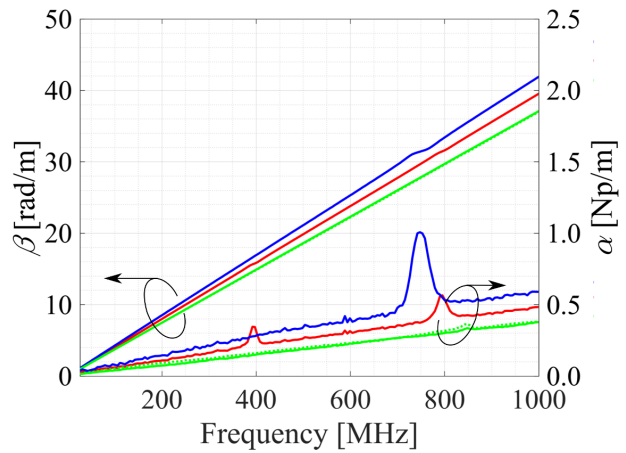


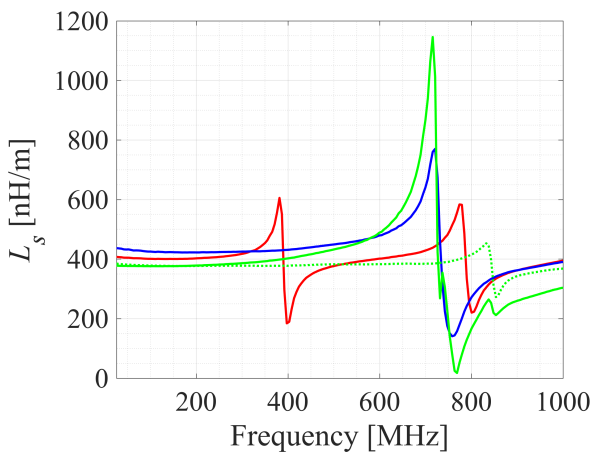
図 3.7 測定結果および不要成分補正後の位相特性 S_{21}



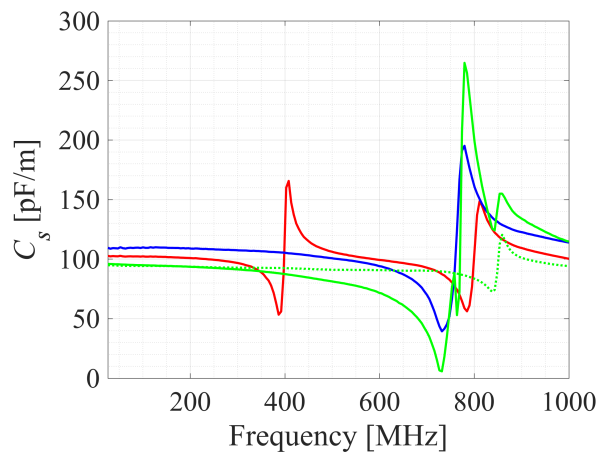
(a) 特性インピーダンス $|Z_0|$



(b) 伝搬定数 γ (減衰定数 α ・位相定数 β)



(c) インダクタンス L_s



(d) キャパシタンス C_s

図 3.8 不要成分の補正グループ A

図 3.7 に、線路長 200, 100 mm のマイクロストリップ線路モデルとコネクタ直結モデルそれぞれの位相特性 S_{21} を示す。この位相特性から、200 mm モデルは 392 MHz, 100 mm モデルは 747 MHz, コネクタ直結モデルは 6.5 GHz にそれぞれ半波長共振を持つことがわかった。

図 3.8 に、それぞれの不要成分の補正モデルを使用した実験的算出結果を示す。図 3.5 の補正グループ A を用いた算出結果は、補正モデルである線路長 100 mm モデルの半波長共振 (747 MHz) が制約になっていることが確認できる。この時、算出モデルである線路長 200 mm モデルの半波長共振 (392 MHz) を超えて算出が可能であることがわかる。一方で、図 3.6 の補正グループ B を用いた算出結果は、補正モデルであるコネクタ直結モデルの半波長共振周波数 (6.5 GHz) までは算出できていないものの、算出モデルである線路長 100 mm モデルの半波長共振 (747 MHz) を超えた 847 MHz が制約となっている。図 3.7 の位相 S_{21} の逆算結果から、この周波数は不要成分を含まない DUT 100 mm における半波長共振であるといえる。

以上から提案手法の制約となる最大周波数 f_{limit} は、不要成分の補正モデルが持つ半波長共振を f_{comp} , DUT の半波長共振を f_{dut} とすれば次のように決まる。

$$f_{limit} = \min\{f_{comp}, f_{dut}\} \quad (3.20)$$

ただし補正グループ A のように、DUT に対して不要成分の占める割合が大きい場合には、半波長共振における算出誤差は大きくなり、有効な算出帯域は式 (3.20) の値よりも狭くなる。伝送線路の共振周波数は線路長によって変化するため、より広帯域の定数を実験的に算出するためには、モデルの線路長を物理的に短くするなど、最小構成での算出が好ましいといえる。

3.4.3 周波数分散を十分無視できる伝送線路に対する提案手法の妥当性検討

図 3.9 に、不要成分の補正手法を適用しない場合の一次・二次定数の実験的算出結果を示す。図 3.9 の周波数応答は線路長によって異なる値となっていることがわかる。特に線路長が短いほど大きく異なる結果となっており、線路長に対して不要成分 (コネクタ) の占める割合が大きいほど不要成分の影響が無視できなくなることがわかる。位相定数 β についても線路長に比例した値となっていないことがわかる。

図 3.10 は、不要成分の補正手法を適用した場合の一次・二次定数の実験的算出結果である。図 3.10 の周波数応答は線路長に関わらず良く一致していることがわかる。算出可能な帯域は半波長共振点よりも低い周波数であることには変わりはないが、不要成分の補正手法を適用することにより、線路長が短い場合でも不要成分に影響されない広帯域の算出が可能となる。

表 3.1 に、提案手法により求めた半波長共振点から十分に離れた 200 MHz での定数と、ベンチマークとして 2 次元電磁界解析ソフト (Maxwell SV, MMTL TNT) により求めた定数との比較を示す。表 3.1 より、提案手法との最大誤差は L_s で 5.0%, C_s で 5.3% であった。作製した伝送線路モデルには加工精度や左右コネクタの半田付けの違いなど、数多くの不確かさを含む。また、電磁界解析ソフトによっても結果のばらつきがあることから、提案手法による実験的算出結果は妥当な値であるといえる。

一次・二次定数の算出精度は、線路長に対して不要成分の割合が大きいほど低下するため、線路長が短いほど不要成分の補正は重要で、必要不可欠なものであるといえる。

表 3.1 提案手法と電磁界解析による計算値との比較 (200 MHz)

	Z_0 [Ω]	v_p [m/s]	L_s [nH/m]	C_s [pF/m]
25mm(補正後)	62.6	1.64×10^8	382.3	97.4
50mm(補正後)	63.2	1.65×10^8	382.3	95.7
100mm(補正後)	63.5	1.68×10^8	377.2	93.6
200mm(補正後)	63.2	1.68×10^8	375.8	94.1
Maxwell SV	60.7	1.67×10^8	363.2	98.5
MMTL TNT	61.9	1.70×10^8	362.9	94.8

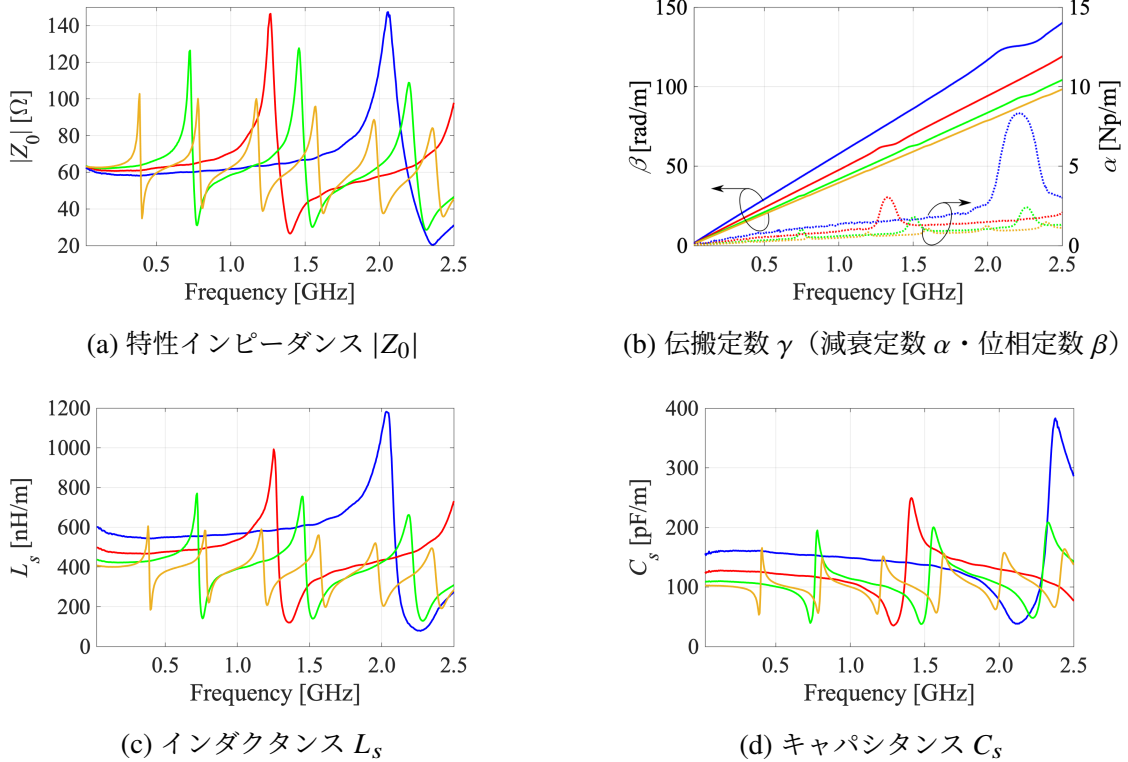


図 3.9 不要成分を補正していない場合の一次・二次定数の実験的算出結果
(青：25 mm，赤：50 mm，緑：100 mm，黄：200 mm)

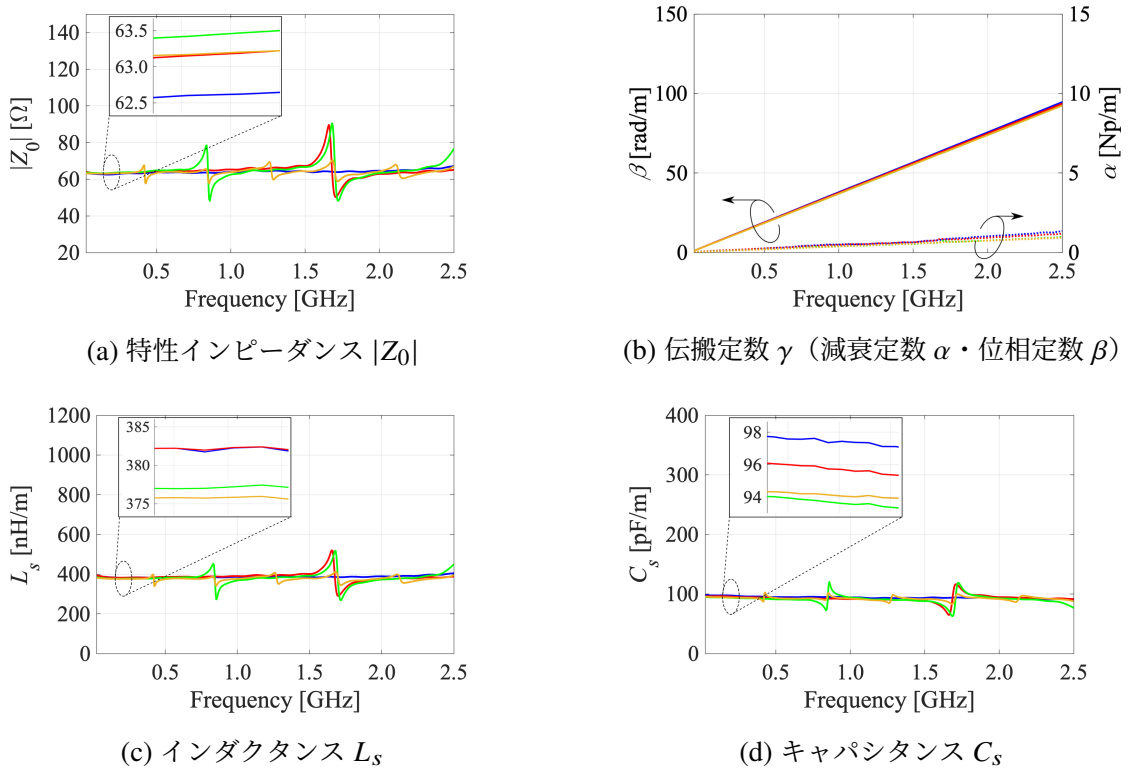


図 3.10 不要成分を補正した場合の一次・二次定数の実験的算出結果
(青：25 mm，赤：50 mm，緑：100 mm，黄：200 mm)

3.5 薄い導体シールドを実装した FPC への提案手法の適用

伝送線路の分散性が大きな実証モデルとして、Shielded-FPC に対して提案手法を適用する。シングルエンド伝送 Shielded-FPC モデルによる周波数分散の評価と、差動伝送 Shielded-FPC モデルによる差動伝送系における一次・二次定数の実験的算出について、それぞれのモデルにおける妥当性を検証する。

3.5.1 検討モデルと測定系（シングルエンド伝送モデル）

図 3.11 および表 3.2 に、シングルエンド伝送の Shielded-FPC モデルの断面構造を示す。信号を励振するための、線路幅 $w_t = 100 \mu\text{m}$ 、線路間隔 $s = 100 \mu\text{m}$ の 5 本の信号線（Ground-Ground-Signal-Ground-Ground）があり、端から 2 mm の位置にはシールド接続のための幅 $500 \mu\text{m}$ の GND が設けられている。線路近傍には FPC 両面に、導体シールドとして $0.1 \mu\text{m}$ 厚の銀シールド“Ag $0.1 \mu\text{m}$ ”，または $5.5 \mu\text{m}$ 厚の銅シールド“Cu $5.5 \mu\text{m}$ ”が実装されている。ここで銀と銅の導電率 σ はそれぞれ $\sigma_{\text{Ag}} = 61.4 \times 10^6 \text{ S/m}$ 、 $\sigma_{\text{Cu}} = 59.0 \times 10^6 \text{ S/m}$ 、その差は約 4% であることから、シールド厚のみの影響を検討可能である。Shielded-FPC の線路長は 50 mm, 100 mm, 基板幅 10 mm である。このモデルは、高密度配線である実用的な FPC レイアウトを想定し、 w_t と s が $100 \mu\text{m}$ となるように優先的に設計されている。そのため、シールドを実装していない FPC 単体の特性インピーダンス Z_0 は 50Ω となるようには設計されていない。

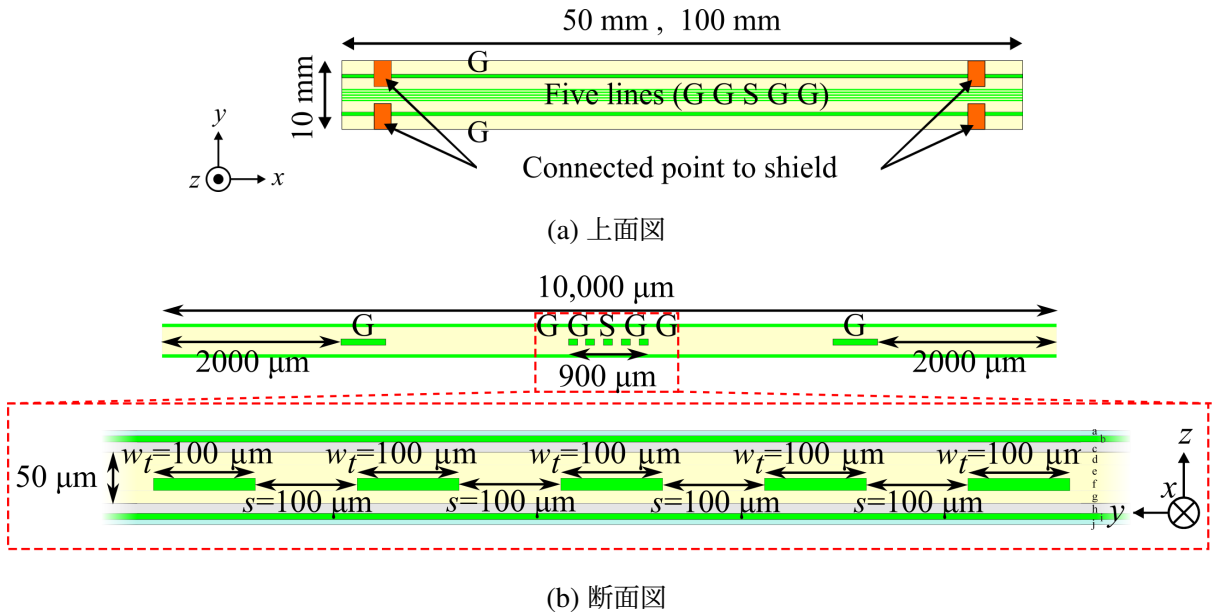


図 3.11 シングルエンド伝送 Shielded-FPC モデル

表 3.2 シングルエンド伝送 Shielded-FPC モデルの断面構造

		0.1 μm 厚 Ag シールド “Ag 0.1 μm ”	5.5 μm 厚 Cu シールド “Cu 5.5 μm ”
シールド	a: 保護層	5 μm	
	b: シールド	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	c: 接着層	10 μm	9 μm
FPC	d: カバーレイ	ポリミイド 12.5 μm	
	e: 接着層	25 μm	
	f: 配線	Cu ホイル 12 μm + 銀メッキ 6 μm	
	g: 基板	ポリミイド 12.5 μm	
シールド	h: 接着層	10 μm	9 μm
	i: シールド	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	j: 保護層	5 μm	

図 3.12 に、シングルエンド伝送の FPC における伝送特性の測定系を示す。VNA と FPC との接続には FPC アダプタを用いた。FPC の信号線 5 本のうち外側 4 本はショートコネクタを接続し、中心の信号線 1 本に対して 2 ポートシングルエンド測定を行う。なお同軸ケーブルの影響は校正により除去される。ここで、測定された散乱行列 S は、SMA コネクタおよび FPC アダプタの不要な特性を含む。そのため線路長 50 mm の FPC 測定データを本手法の補正データとして使用し、線路長 100 mm の FPC 測定データに対して補正をかけることで、FPC ($l = 50$ mm) のみの一次・二次定数を算出した。提案手法の妥当性を確認するためのベンチマークには、モーメント法 (Method of Moments: MoM, 商用ソフトウェア SONNET) を使用した。

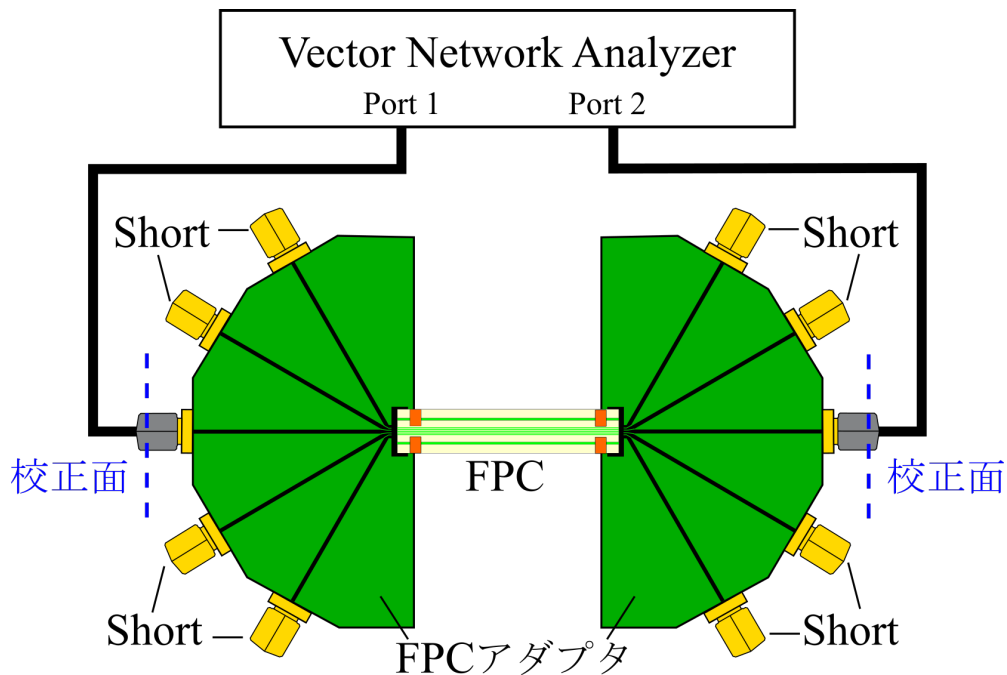


図 3.12 シングルエンド伝送 Shielded-FPC モデルにおける散乱行列の測定系

3.5.2 周波数分散が大きな伝送線路に対する提案手法の妥当性検証 (シングルエンド伝送モデル)

図 3.13 に、特性インピーダンス Z_0 、真空中の光速 c_0 で正規化した位相速度 v_p 、一次定数 (R_s, L_s, G_s, C_s) の算出結果および、ベンチマークとして MoM による解析結果との比較を示す。ここで、使用した FPC アダプタ固有の $\frac{1}{2}\lambda$ は 350 MHz 程度であったことから、式 (3.20) より、算出可能な帯域は 350 MHz より低い周波数となる。 $\frac{1}{2}\lambda$ の算出誤差の影響が広範囲に及ぶことから、図 3.13 の算出結果は影響を受けない 110 MHz までの周波数特性である。

シールドを線路近傍に実装した FPC では、1 GHz 以下の周波数において、線路から発生する近傍電界は抑制可能であるが近傍磁界は抑制できないことが明らかとなっている。この磁界漏れが原因で、周波数が低くなるほど L_s が増加し、特性インピーダンス Z_0 の増加と位相速度 v_p の低下を引き起こす。 C_s については近傍電界の抑制効果によって一定、 G_s については基板材料の誘電損失に応じて増加、 R_s はシールドの薄さに起因して損失が増加する。

提案手法による算出結果は、線路近傍にシールドを実装した FPC 特有の周波数分散を再現していることが確認できる。MoM と比較した結果は、 L_s が大きき方向にずれる傾向にあり、これは特性インピーダンス Z_0 および位相速度 v_p の解析結果とのずれに大きく影響している。このずれの要因は、解析モデルにシールドの厚さや表皮荒さなどの製造誤差を考慮できていないためであると考えられる。

次にシールドの厚みに対する周波数応答の変化量 Δ について検討するため、基準を“Ag 0.1 μm ” ($\Delta = \text{“Ag 0.1 } \mu\text{m”} - \text{“Cu 5.5 } \mu\text{m”}$) として求めた結果を図 3.14 に示す。MoM による変位量 Δ と、提案手法によって算出した変位量 Δ の傾向は一致しており、“Ag 0.1 μm ” と、“Cu 5.5 μm ” のシールドの厚さに起因する分散特性の違いも再現できていることが確認できる。

提案手法により不要成分を補正することで算出した、半波長共振以下の周波数における一次・二次は妥当であることが確認でき、分散を持つ伝送線路に対しても適用可能であることを示した。

ただし、先行研究の妥当性を実証するには、少なくとも“Ag 0.1 μm ” で周波数分散が発現している 1 GHz を超える周波数までの実験的算出が必要である。

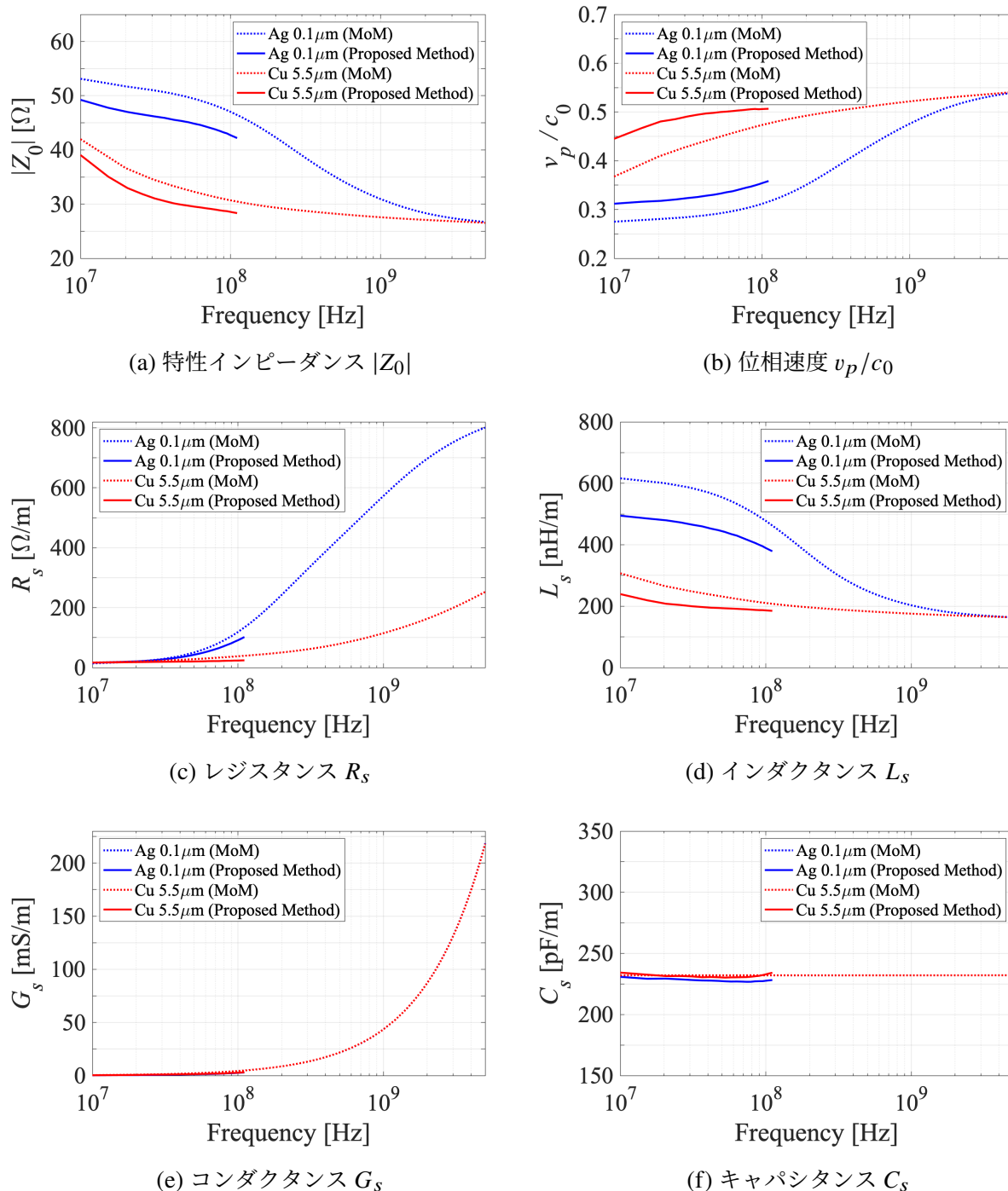


図 3.13 提案手法とモーメント法による一次・二次定数の周波数応答

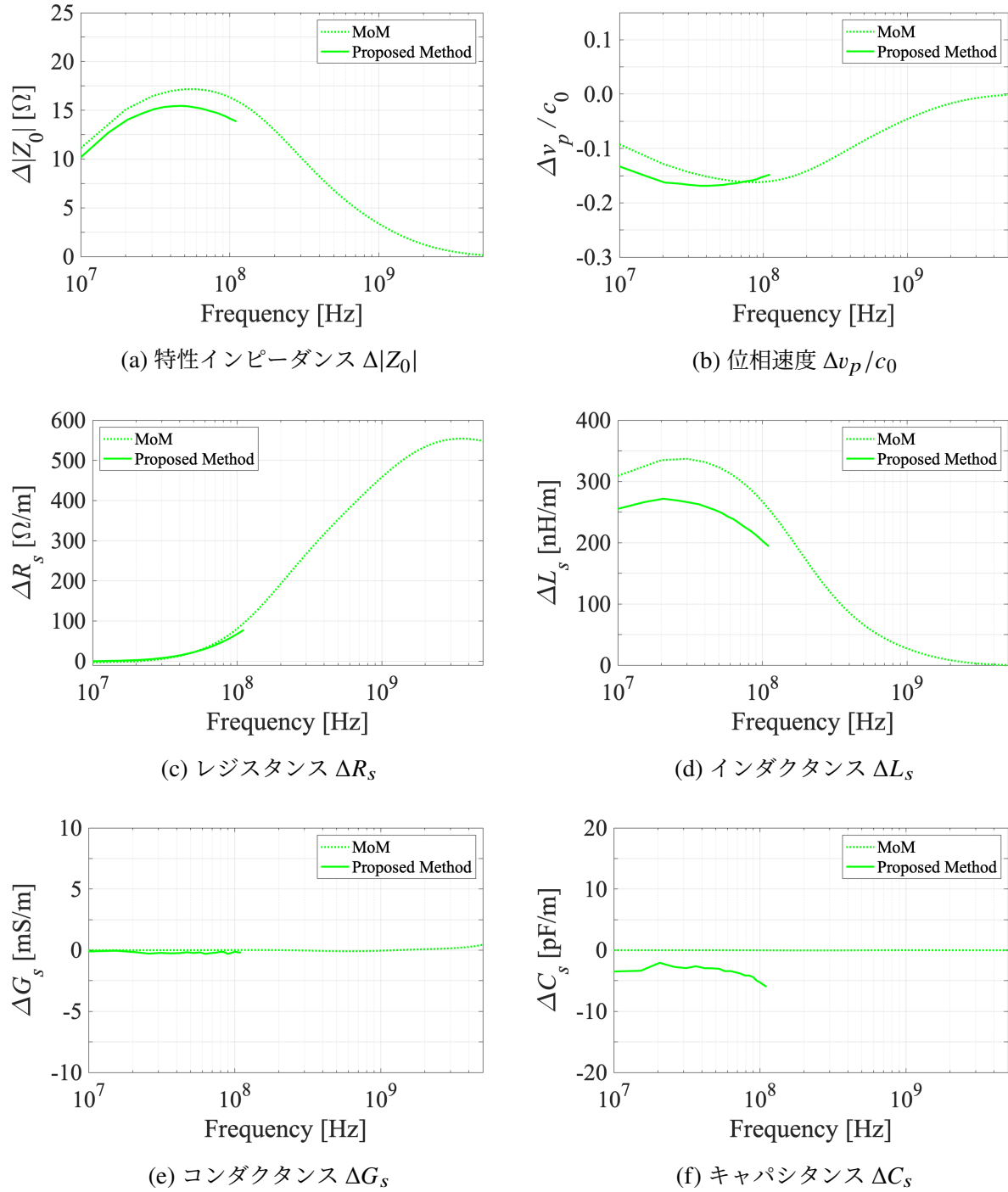


図 3.14 シールドの厚みに対する周波数応答の変化量 ($\Delta = \text{Ag } 0.1 \mu\text{m} - \text{Cu } 5.5 \mu\text{m}$)

3.5.3 検討モデルと測定系（差動伝送モデル）

差動伝送 Shielded-FPC モデルでの実験的算出の検証には，上記シングルエンド Shielded-FPC モデルでの問題点の改善も含まれる．1 GHz を超える周波数分散特性を実験的に算出するために，Shielded-FPC の物理長が短いモデルを新たに製作すると同時に，マイクロプローブを用いた直接測定を採用した．さらに，電磁界解析結果と実験的算出結果のずれの要因が，本当に製造誤差によるものなのかを確認するために，Shielded-FPC 製作時に断面形状観察をし，解析モデルに落とし込むことで検証した．

図 3.15 および表 3.3 に，差動伝送の Shielded-FPC モデルの断面構造を示す．差動信号を励振するための，線路幅 $w_t = 50 \mu\text{m}$ ，線路間隔 $s = 100 \mu\text{m}$ の 4 本の信号線（Ground-Signal-Signal-Ground）があり，端から 2 mm の位置にはシールド接続のための幅 $500 \mu\text{m}$ の GND 線が設けられている．線路近傍には両面に，導体シールドとして $0.1 \mu\text{m}$ 厚の銀シールド“Ag $0.1 \mu\text{m}$ ”，または $5.5 \mu\text{m}$ 厚の銅シールド“Cu $5.5 \mu\text{m}$ ”が実装されている．Shielded-FPC の線路長は 25 mm，100 mm，基板幅 10 mm である．このモデルは，高密度配線である実用的な FPC レイアウトを想定し， w_t と s がそれぞれ $50 \mu\text{m}$ ， $100 \mu\text{m}$ となるように優先的に設計されている．そのため，シールドを実装していない FPC 単体の Z_{DM} は 100Ω となるようには設計されていない．

図 3.16 に，差動伝送の FPC における散乱行列の測定系を示す．本モデルの測定にはマイクロプローブを使用した．FPC の信号線 4 本のうち外側 2 本をショートし，中心の信号線 2 本に対して 2 ポート差動測定を行う．なお同軸ケーブルおよびマイクロプローブの影響は校正により除去される．ここで，測定された散乱行列 S_{std} は，マイクロプローブ測定用のパットの特性を含む．そのため線路長 25 mm の FPC 測定データを本手法の補正データとして使用し，線路長 50 mm の FPC 測定データに対して補正をかけることで，FPC ($l = 25 \text{ mm}$) のみの一次・二次定数を算出した．なお，測定される伝送特性はミックスドモード S パラメータ S_{mm} である． S_{mm} のうち，差動伝送系（DM）である散乱行列 S_{dd} から，DM における一次・二次定数を算出した．

差動伝送 Shielded-FPC モデルの製作にあたり，走査型電子顕微鏡（Scanning Electron Microscope: SEM）による断面形状観察をした．より実物に近い解析モデルでの評価をするため，この断面観察データを用いて図 3.17 に示す解析モデルを構築した．実際の伝送線路の断面形状は，スパッタによる形成の影響を受け台形形状となっていた．提案手法の妥当性を確認するためのベンチマークには，このような複雑なモデルでも精度よく解析可能な有限要素法

(Finit Element Method: FEM, 商用ソフトウェア ANSYS 2D Extractor) を使用した。

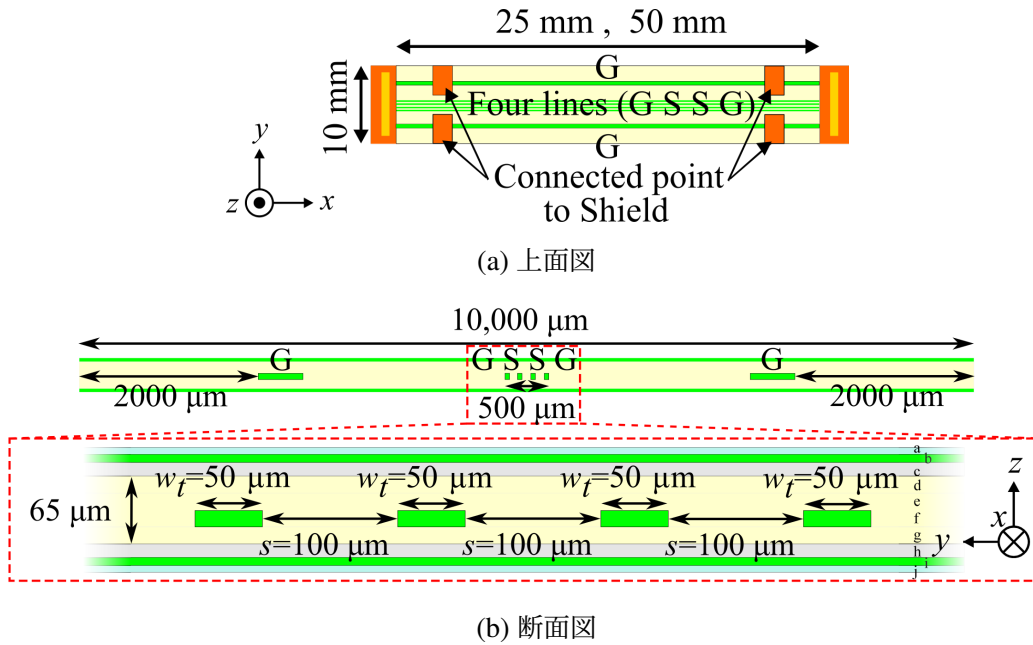


図 3.15 差動伝送 Shielded-FPC モデル

表 3.3 差動伝送 Shielded-FPC モデルの断面構造

		0.1 μm 厚 Ag シールド “Ag 0.1 μm ”	5.5 μm 厚 Cu シールド “Cu 5.5 μm ”
シールド	a: 保護層	5 μm	
	b: シールド	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	c: 接着層	10 μm	
FPC	d: カバーレイ	ポリミイド 12.5 μm	
	e: 接着層	27.5 μm	
	f: 配線	Cu ホイル 12 μm + 銀メッキ 6 μm	
	g: 基板	ポリミイド 25 μm	
シールド	h: 接着層	10 μm	
	i: シールド	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	j: 保護層	5 μm	

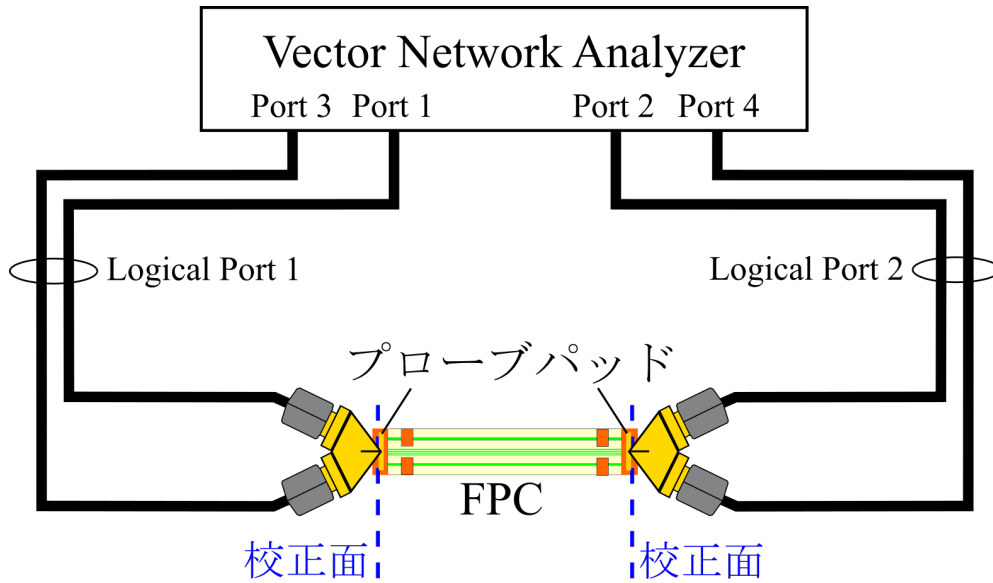
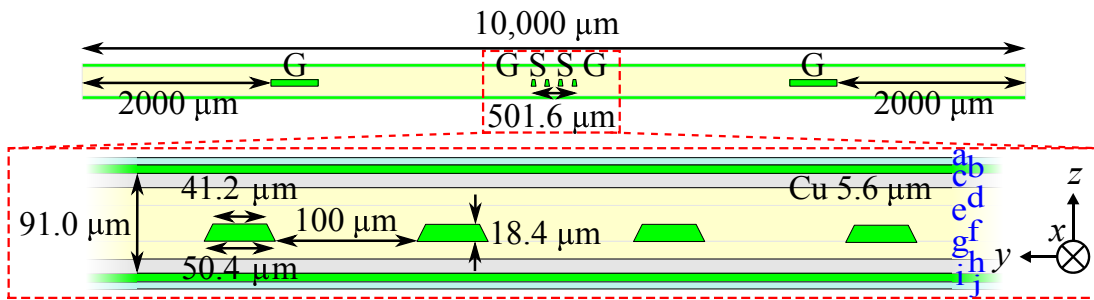
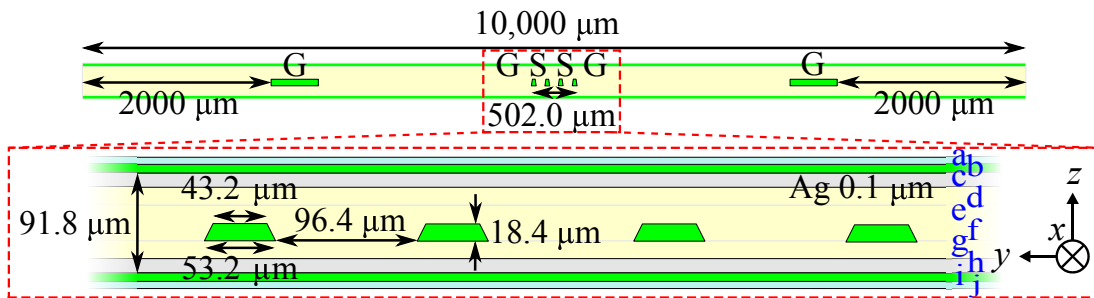


図 3.16 差動伝送 Shielded-FPC モデルにおける散乱行列の測定系



(a) Cu 5.5 μm モデル



(b) Ag 0.1 μm モデル

図 3.17 電子顕微鏡による観察データに基づく解析モデルの断面構造

3.5.4 周波数分散が大きな伝送線路に対する提案手法の妥当性検証 (差動伝送モデル)

図 3.18 に、差動インピーダンス Z_{DM} 、真空中の光速 c_0 で正規化した位相速度 v_p 、一次定数 (R_s, L_s, G_s, C_s) の算出結果および、ベンチマークとして有限要素法 (FEM, ANSYS 2D Extractor) による解析結果との比較を示す。なお算出結果は、FPC の共振周波数に対して十分低い 1 GHz までの周波数特性である。

差動伝送系の散乱行列 S_{dd} を用いて実験的に算出した一次・二次定数の周波数特性についても、Shielded-FPC 特有の周波数分散を再現した。さらに、断面形状を電磁界解析に組み込んだことで、実験的算出法との絶対値の差が大幅に小さくなることが確認できた。わずかなずれは残るもの、解析モデルに考慮できていない形状以外の違いが要因であり、未評価である接着層や保護層の誘電率の考慮や、伝送線路の表面荒さなどがあげられる。Shielded-FPC のようにマイクロオーダーで設計された伝送線路では、わずかな製造誤差の影響が周波数分散に大きく現れるため、実験的算出法は解析的手法に比べ製造誤差を考慮した高精度な評価を実現できる。

図 3.19 に、シールドの厚みに対する周波数応答の変化量 Δ を示す。変化量 Δ についても、“Ag 0.1 μm ” と、“Cu 5.5 μm ” の導体厚みに起因する分散特性の違いを再現できていることが確認できる。

以上の結果から、差動伝送系による一次・二次定数の実験的算出についても同様に可能であり、分散を持つ伝送線路における RLGC 等価回路を実験的に構築可能であることを示した。

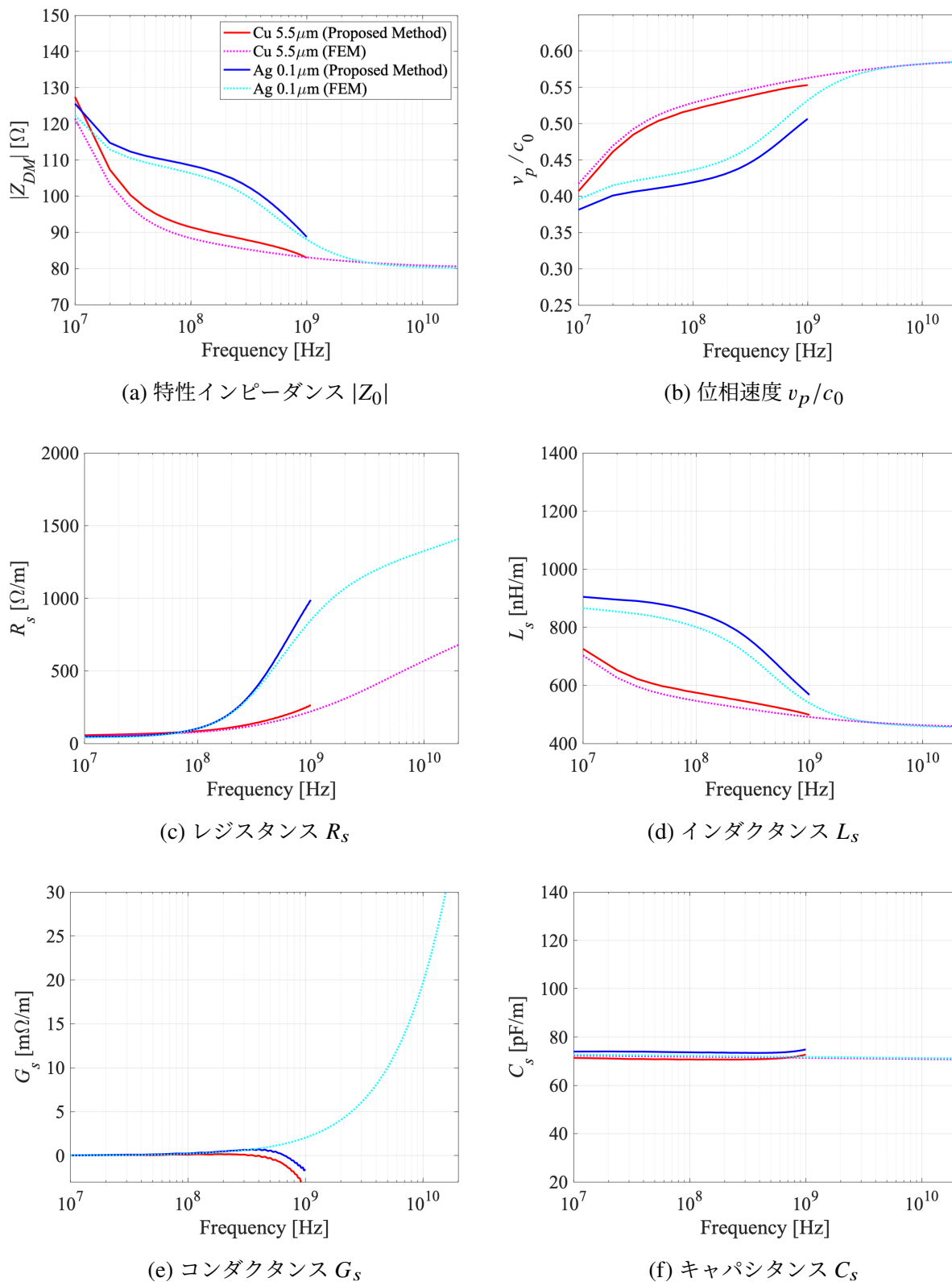


図 3.18 提案手法と有限要素法による一次・二次定数の周波数応答

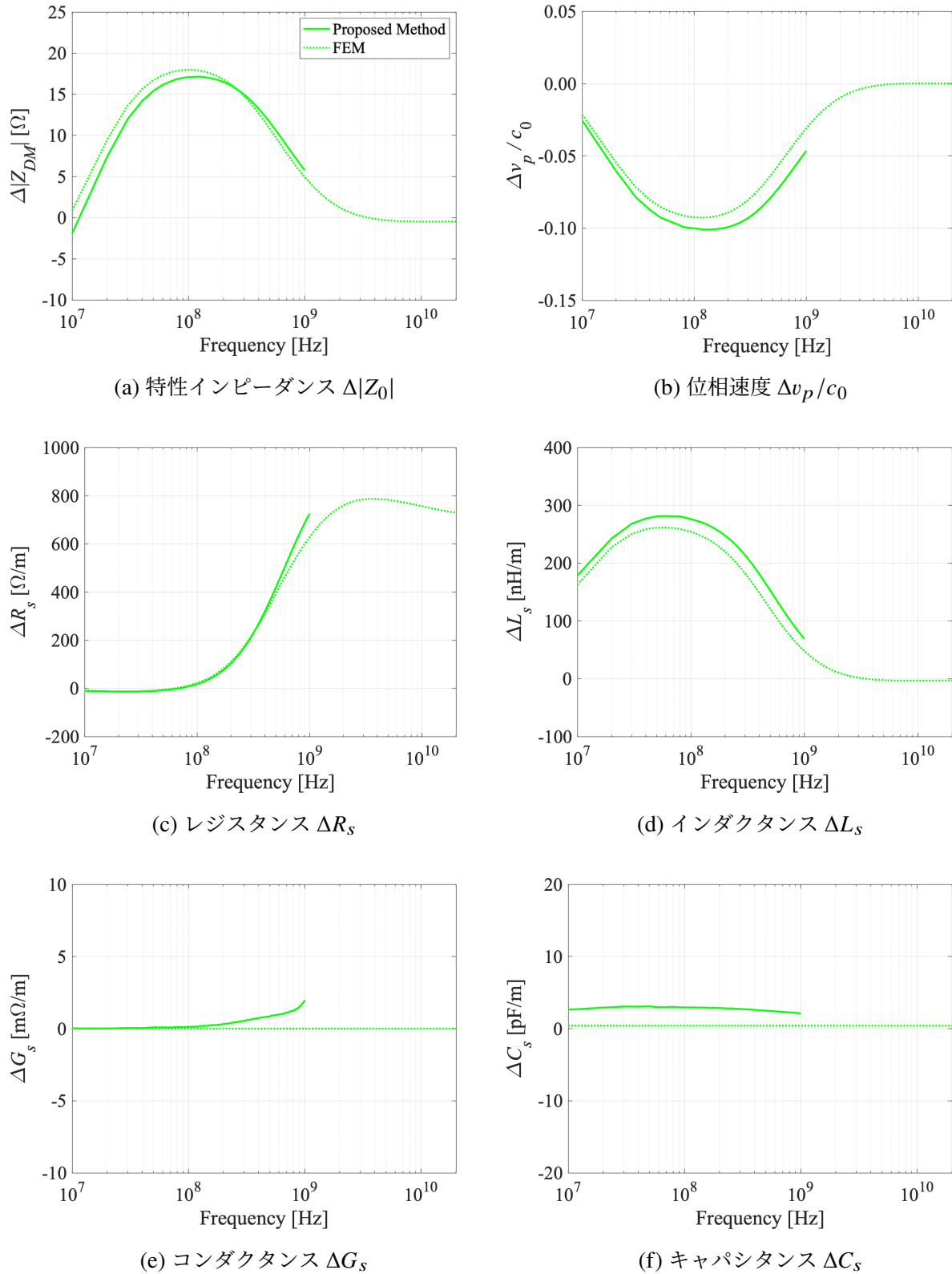


図 3.19 シールドの厚みに対する周波数応答の変化量 ($\Delta = \text{Ag } 0.1 \mu\text{m} - \text{Cu } 5.5 \mu\text{m}$)

3.6 まとめ

信号の完全性を保ちつつ EMI を抑制可能な導体シールドの開発、先行研究で不明確となっている Shielded-FPC の周波数応答と時間応答の対応関係についての定量的評価を目的として、一次・二次定数の実験的算出法を提案し、その妥当性について検討した。実験的に算出する際に問題となる不要成分の補正手法を組み込むことで、線路長の半波長以下の周波数帯域で、線路長 l に関わらず不要成分に影響されない実験的算出が可能となり、算出可能な周波数の広帯域化が可能となった。また、シングルエンド・差動伝送の線路だけでなく、分散を持つ伝送線路に対しても提案手法は適用可能であることを示した。提案手法において最も重要なのは、分散特性を考慮した RLGC 等価回路モデルを実験的に構築可能であり、構築した RLGC 等価回路モデルと伝送線路理論に基づいた定量的評価が可能となる点である。

提案手法における一次・二次定数を実験的に算出可能な帯域は、既存手法であるオープンショート法と比較して 2 倍となった。また提案手法は VNA で測定した散乱行列を用いるため、インピーダンスアナライザと比較してもより広帯域の評価が可能である。ただし、従来の一般的な物理現象が明らかな伝送線路への適用を前提とした実験的算出法と同じく、算出可能帯域は $\frac{1}{2}$ である。

提案手法によって実験的に構築した、周波数分散を考慮した RLGC 等価回路モデルによる定量的評価は、今後のシールド設計において有効な評価手法の 1 つとなる。Shielded-FPC の分散特性が周波数・時間応答に与える影響を定量的に評価し、シールド設計・評価におけるガイドラインを構築していくことが、今後の大きな課題となる。

本章では、マイクロプローブを用いた直接測定および短い伝送線路モデルを用いることで、1 GHz までの実験的算出を可能とした。ただし、どのようなモデルでも直接的な測定ができるわけではなく、半波長共振を高周波にシフトさせるために伝送線路の物理長を短くするのにも限界がある。そのため、提案手法の制約となっている $\frac{1}{2}$ での誤差要因の更なる追求や、制約をうけない広帯域実験的算出法の提案も必要である。

一次・二次定数の周波数応答と近傍磁界のシールド効果との関係から、分散特性の数式的表現が構築でき、シールドの厚さや FPC の各種パラメータから分散特性が予測できるようになることも、シールド設計において解決しなければならない課題である。

第 4 章

実験的算出法の制約の打破

.....

第 3 章で提案した, Shielded-FPC の周波数分散に対応した新たな実験的算出法および不要成分の補正手法の確立により, 先行研究および電磁界解析結果の妥当性が示された. これにより, 周波数分散が発現している支配的な一次定数のパラメータが明らかとなった. 本章では, 実験的算出法の算出誤差の要因と打開策を既存手法を基に検証し, 支配的周波数分散成分と Shielded-FPC の構造的特性を考慮した, 算出制約を受けない新たな広帯域実験的算出法を提案する.

.....

4.1 実験的算出法の算出誤差の要因とその打開策

3 章 4 節 2 項において, VNA で測定された線路長 200 mm のシングルエンド伝送のマイクロストリップ線路では, 散乱行列 \mathbf{S} パラメータの非対称 ($S_{11} \neq S_{22}$, $S_{12} \neq S_{21}$) が存在し, この非対称が実験的算出に直接影響することを説明した. また, 半波長共振周波数において S_{11} と S_{21} で位相の反転周波数が異なっていることがわかっている.

一方で, シリコンウェハー上の集積回路を評価する半導体分野でも測定時の不要成分の影響が問題となっており, 測定ウェハー (DUT) と測定プローブ先端から DUT 間 (不要成分) の形状や誘電率の違いが, 測定精度の低下を招くことが明らかとなっている [38]. また, その測定精度の低下が, 実験的算出そのものに大きく影響することも示されている [27]. これらの先行研究ではこの対策として, 不要成分の影響を 3D 電磁界シミュレータによりモデル化することでプローブ先端の寄生容量 c_p を決定し, 伝送線路理論に基づいて c_p の影響を取り除く

De-Embedding 手法が使用されている。

以上から算出誤差の要因について、3章4節1項の伝送線路の周波数分散が小さく十分無視できるモデルを用い、a) 模擬的な位相ずれ補正による算出誤差の抑制 と、b) 模擬的な寄生容量 c_p 補正による算出誤差の抑制 の2つについて検討した。

4.1.1 模擬的な位相ずれ補正による算出誤差の抑制

図4.1に、 S_{11} と S_{21} の位相の反転周波数を変化させた場合の実験的算出結果を示す。この結果から、位相の反転周波数を一致させることで算出誤差は最小となり、 S_{11} 、 S_{21} のどちらが低い周波数なのか高い周波数なのかによって算出誤差の傾きが変わることがわかる。 $\frac{\lambda}{2}$ での算出誤差は非対称性を考慮して位相を補正したとしても、完全には取り除くことができないことが明らかとなった。

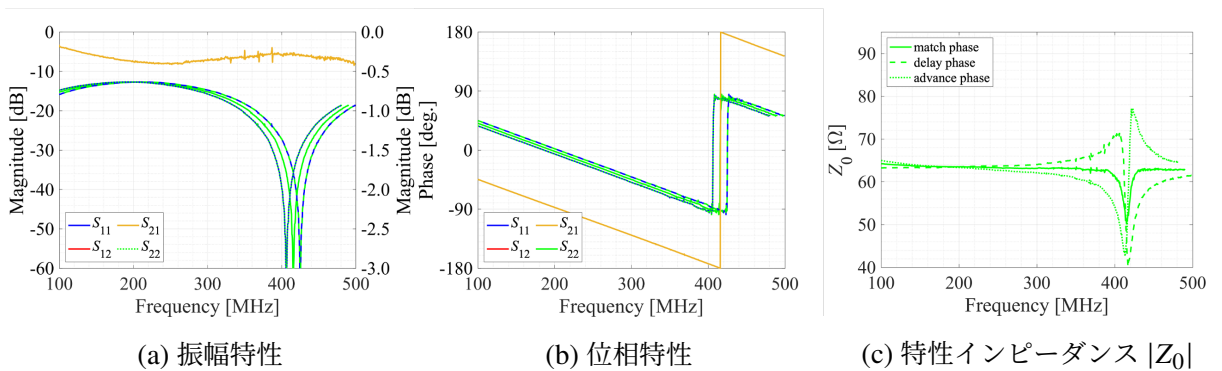


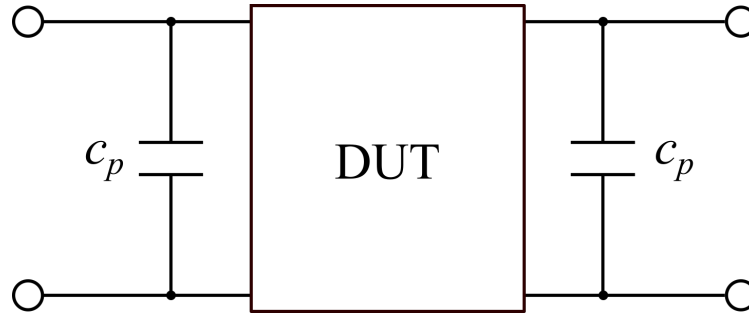
図4.1 位相の反転周波数を変化させた場合の実験的算出結果

4.1.2 模擬的な寄生容量補正による算出誤差の抑制

ここでは、伝送線路のコネクタやハンダ付けにより、DUT 両端に寄生容量 c_p が生じていると仮定し、 c_p を模擬的に組み込むことで半波長共振での算出誤差がどのように変化するかを検討した。

図4.2に、マイクロストリップ線路の両端に、 c_p の影響を考慮した場合の集中定数回路を示す。この時、損失のある長さ l の DUT における伝送線路表現は次式で与えられる。

$$\mathbf{F}' = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

図 4.2 c_p の影響を組み込んだ集中定数回路

よって c_p の影響を含む全体の縦続行列 \mathbf{F} は次式となる.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega c_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega c_p & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

逆行列を使用し, \mathbf{F}' について整理すれば次式のような形となる.

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - Bj\omega c_p & B \\ -Aj\omega c_p - Dj\omega c_p + C - B\omega^2 c_p^2 & D - Bj\omega c_p \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

ここで,

$$\begin{aligned} A' &= \cosh \gamma l = A - Bj\omega c_p \\ B' &= Z_0 \sinh \gamma l = Z_0 \sinh\{\cosh^{-1}(A - Bj\omega c_p)\} = B \\ C' &= \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l = \frac{1}{Z_0} \sinh\{\cosh^{-1}(A - Bj\omega c_p)\} \end{aligned} \quad (4.4)$$

であるから, $A = D$ であるとすれば c_p の影響を考慮した二次定数は次式のように決定できる [27].

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{B'}{C'}} = \frac{B}{\sinh\{\cosh^{-1}(A - Bj\omega c_p)\}} \\ \gamma &= \frac{1}{l} \cosh^{-1} \sqrt{A'D'} = \frac{1}{l} \cosh^{-1}(A - Bj\omega c_p) \end{aligned} \quad (4.5)$$

測定データには, 測定やその他の不確かさのため, この c_p の影響が不足または過剰に含まれてしまっている可能性があり [27], c_p の値は負の可能性もある. 提案手法の制約である半波長共振での誤差要因と c_p との関係を明らかにするため, c_p の影響を模擬し, 値を変化させることで実験的に算出した.

図 4.3 に, c_p を変化させた場合の特性インピーダンス Z_0 の算出結果を示す. 約 $c_p = 103$ fF で半波長共振における変動誤差が最小となることを確認した. fF (10^{-15} F) という極僅かなキャパシタンスにより, 半波長共振での誤差は大きく変化することがわかる.

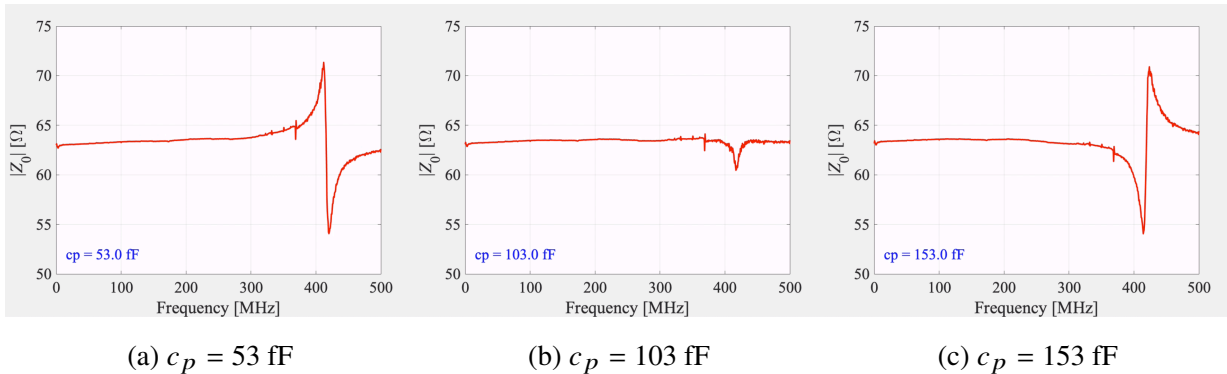


図 4.3 c_p を変化させた場合の実験的算出結果

次に、散乱行列パラメータの位相ずれとの関係を検討するために、提案手法である $c_p = 0$ fF の場合と、算出誤差が最小となる $c_p = 103$ fF の場合とで結果を比較する。図 4.4 に一次・二次定数の算出結果、図 4.5 に散乱行列の逆算結果を示す。

図 4.4, 図 4.5 より、 c_p の影響を考慮した実験的算出により半波長共振での算出誤差が小さくなると同時に、散乱行列についても変化が確認できる。図 4.5 (e) の位相特性の比較により、お互いの半波長共振における反転周波数が、位相 0 で交差するように補正されていることがわかる。これは、前項で模擬的に位相を変化させた場合と同じ結果であり、測定された散乱行列の位相ずれの要因は c_p の影響に起因したものであるといえる。

先行研究では、 c_p は測定プローブ先端から DUT 間（不要成分）の形状や誘電率の違いによる寄生キャパシタンスであると説明されている。本論文の不要成分は、同軸ケーブルとマイクロストリップ線路とを接続するためのコネクタである。コネクタの影響は、提案手法である不要成分の補正手法によって取り除かれるが、唯一コネクタから漏れる電界 E については考慮されていない。電界 E はキャパシタンスとして表すこともでき、伝送線路の共振周波数では電界の放射が強まる。このモデルにおける c_p とは、コネクタから生じる極僅かな電界 E を意味すると考えられる。

この結果からシングルエンド伝送における単純なマイクロストリップ線路においては、 c_p による影響を考慮することで半波長共振での誤差要因を最小限に抑えることができることを示した。しかし、位相補正と同様に、完全には算出誤差をなくすことはできないことが明らかとなった。ただし、 $\frac{1}{2}$ の倍数で生じている全ての算出誤差が抑えられるため、適用前よりは、広帯域にわたり特性傾向を正しく掴めるようになる。

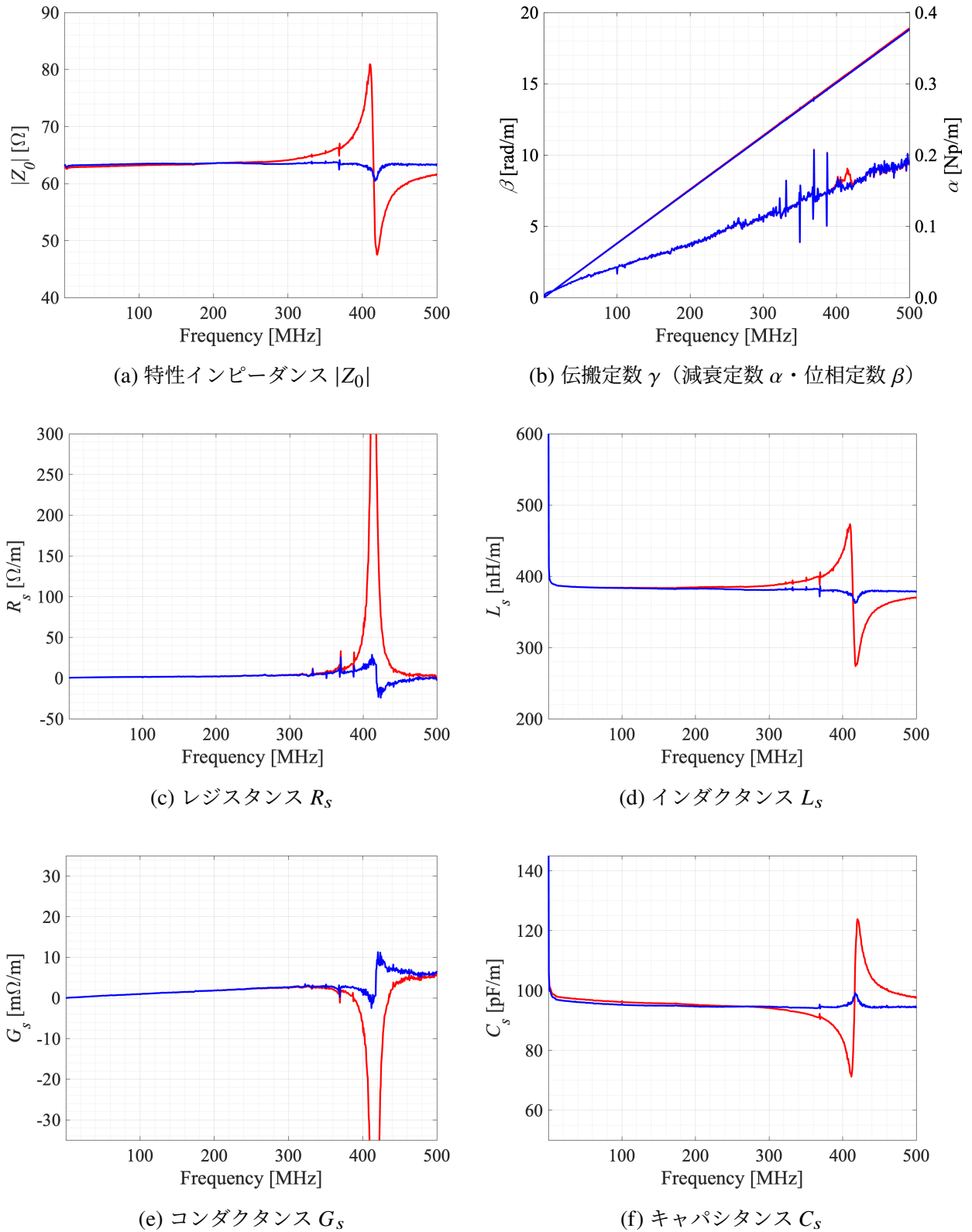
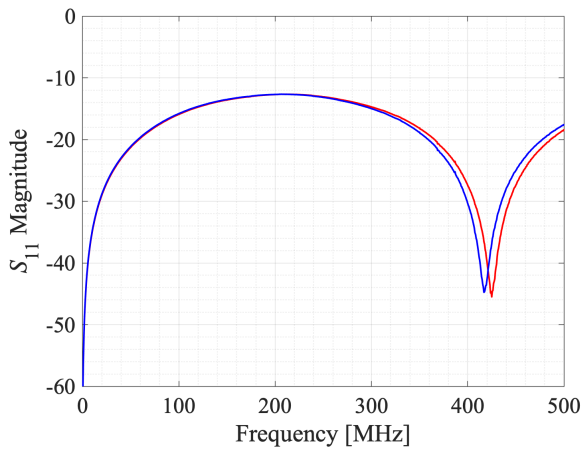
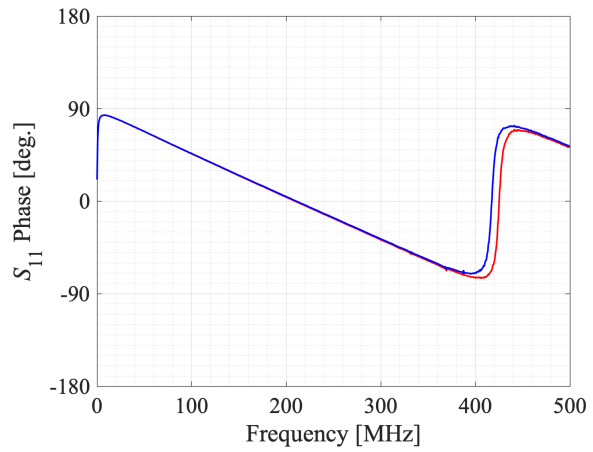
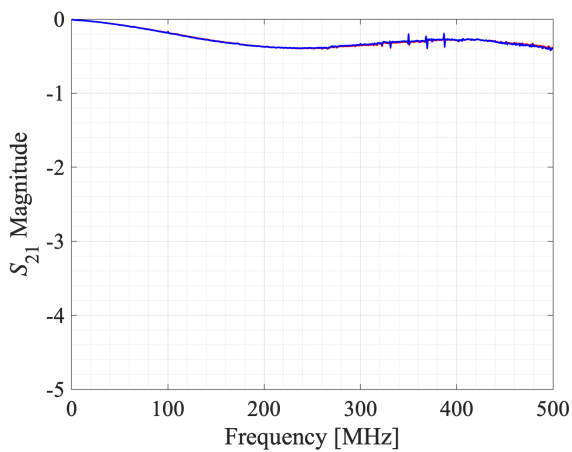
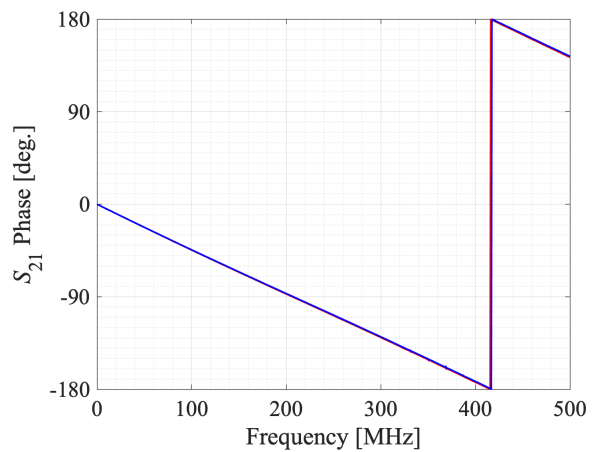
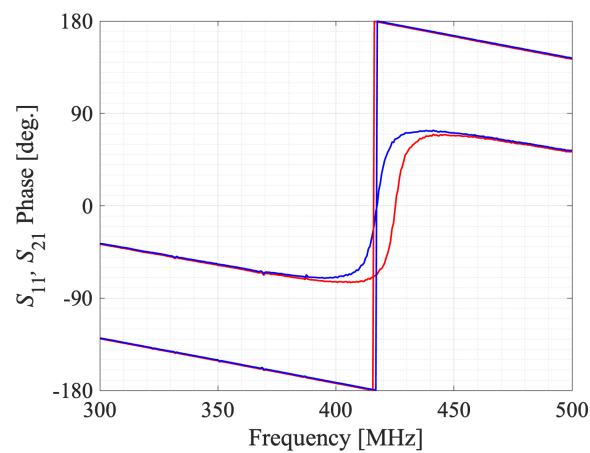


図 4.4 c_p の有無による一次・二次定数の実験的算出結果 (赤: $c_p = 0$, 青: $c_p = 103$ fF)

(a) 振幅特性 S_{11} (b) 位相特性 S_{11} (c) 振幅特性 S_{21} (d) 位相特性 S_{21} 

(e) 透過・反射特性の位相比較

図 4.5 c_p の有無による散乱行列の逆算結果 (赤: $c_p = 0$, 青: $c_p = 103$ fF)

4.1.3 薄い導体シールドに起因する周波数分散での問題点

本論文の Shielded-FPC のような周波数分散を持つ伝送線路では、一般的な伝送線路とは大きく異なる点がある。それは、 L_s などのパラメータが周波数によって大きく変化するため、波長短縮効果 [41] により伝送線路が持つ共振周波数が単純な波長の倍数とはならないという点である。

つまり、前述の a) 模擬的な位相ずれ補正による算出誤差の抑制、b) 模擬的な寄生容量 c_p 補正による算出誤差の抑制で検討した、単純な位相補正および寄生容量補正による算出誤差の抑制ができないことを意味する。b) の検討のように一定の値の寄生容量素子を用いて補正した場合、 $\frac{1}{2}$ の算出誤差は抑制できたとしても、高次の共振周波数 (λ , $\frac{3}{2}\lambda$, ...) では補正されず逆に算出誤差が大きくなってしまう。

そのため、先行研究同様に電磁界解析を用いて不要成分の等価回路を推定したり、これまで同様に De-embedding 法を適用しなければ、周波数分散を持つ伝送線路に対する実験的算出法の算出誤差は抑制できない。

実験的算出法の制約を完全に打破するためには新たなアプローチが必要である。

4.2 算出誤差による算出帯域の制約を受けない実験的算出法

ここで、実験的算出法に関して、従来手法、提案手法を含めもう一度整理する。

VNA を用いた伝送線路の一次・二次定数の実験的算出法は、伝送線路の半波長共振周波数 ($\frac{\lambda}{2}$) で算出誤差が生じるため、算出可能な帯域は $\frac{\lambda}{2}$ 以下の周波数に制限される。この制約の打開策として、大別すると De-Embedding 法によって伝送線路の不要成分を除去して測定精度を向上させる方法 [36] と、物理現象に基づいて数値フィッティングする方法 [26, 27] の 2 通りがある。前者は実験的算出法の精度向上には必要不可欠な技術であるが、第 3 章および前節の検証により、 $\frac{1}{2}$ の算出誤差を完全に取り除くことができないことが明らかとなった。後者は一般的な伝送線路の物理現象を基に、一次定数が周波数 f の関数でフィッティングできることを利用して $\frac{\lambda}{2}$ を超える算出を可能とする。関連して、ガンマシャントゼット (Gamma-Shunt-Z: GSZ) 法 [29] についても説明したが、一次定数のコンダクタンス G_s とキャパシタンス C_s の周波数特性を、理論解析等を用いて予め推定する必要がある。

このように、従来の手法は物理現象が明確である伝送線路への適用を前提としており、これまで Shielded-FPC の周波数分散の物理現象は不明確であったことからこれらの既存手法の適

用は困難であった。しかし、第3章の実験的算出法の提案によって、薄い導体シールドに起因する周波数特性は、 R_s 、 L_s 成分の周波数分散が支配的であることが明らかなものとなり、こうした従来手法を拡張し、高周波まで算出できる可能性がでてきた。

本章では、FPCの主要使用周波数である1 GHz前後の高速デジタル信号に着目し、高調波成分も十分に考慮した20 MHz～10 GHzの帯域において、 $\frac{1}{2}$ の算出制約を受けない一次・二次定数の実験的算出法を提案する。第3章で提案した実験的算出法に対して、Shielded-FPCの周波数分散特性と構造的な特性を考慮したGSZ法を組み込むことで検討した。

4.2.1 Shielded-FPC モデルと測定系

図4.6および表4.1にShielded-FPCモデルの上・断面図および断面構造を示す。基板幅10 mmのFPCの中央には差動信号を励振するための線路幅 w_t が50 μm 、線路間隔 s が100 μm の4本の信号線（Ground-Signal-Signal-Ground: GSSG）があり、端から2 mmの位置には導体シールド接地のための幅500 μm のGND線が設けられている。伝送線路近傍にはFPC両面に“Cu 5.5 μm ”または“Ag 0.1 μm ”の導体シールドが実装され、導体シールドはFPCの始端と終端で幅500 μm のGNDに接続される。なお、AgとCuの導電率 σ の差は約5%であるため、導電性シールドの厚みだけの影響を検討できる。また、導体シールドを実装することによって生じる平行平板モードと、接地することによって生じる導波管モードは、本論文の一次・二次定数の算出には影響しないことをあらかじめ確認している。

このモデルは、高密度配線として実用的なレイアウトを想定しているため、導体シールド未実装時のFPC単体の差動インピーダンス Z_{DM} は100 Ω には設計されていない。Shielded-FPCのc～e層は比誘電率 $\epsilon'_r = 2.6$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.002$ 、g～h層は $\epsilon'_r = 3.3$ 、 $\tan \delta = 0.007$ の誘電体である。線路長は200 mmと100 mmの2種類であり、実験的算出の際にDe-Embedding法により不要特性を取り除くために使用される。

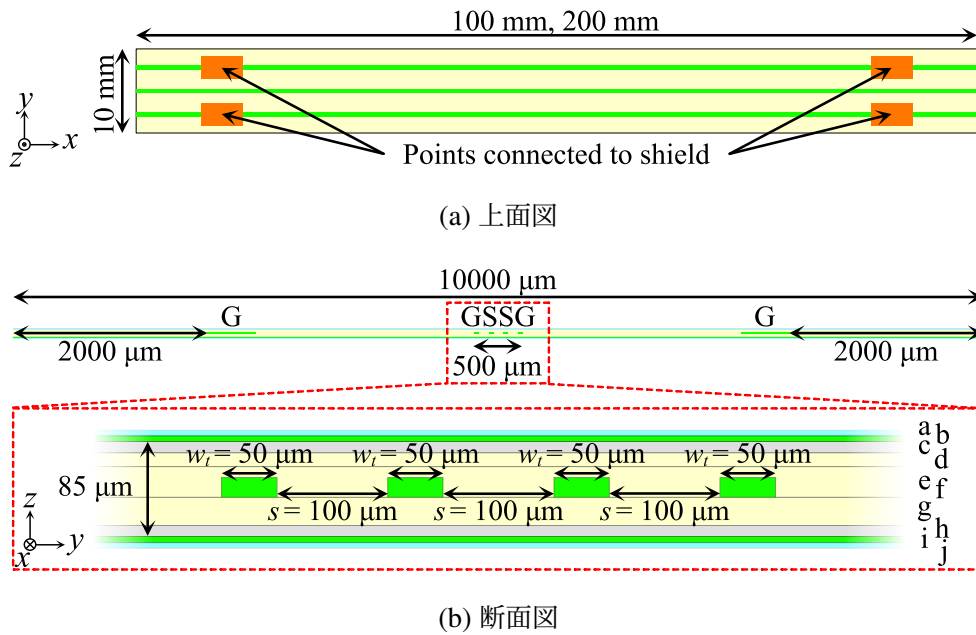


図 4.6 Shielded-FPC の断面図

表 4.1 Shielded-FPC の断面構造

		0.1 μm -thick Ag shield “Ag 0.1 μm ”	5.5 μm -thick Cu shield “Cu 5.5 μm ”
Shield	a: passivation	5 μm	
	b: shield	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	c: adhesion	10 μm	
FPC	d: cover lay	Polyimide 12.5 μm	
	e: adhesion	27.5 μm	
	f: pattern	Cu foil 12 μm + Thin coating 6 μm	
	g: substrate	Polyimide 25 μm	
Shield	h: adhesion	10 μm	
	i: shield	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	j: passivation	5 μm	

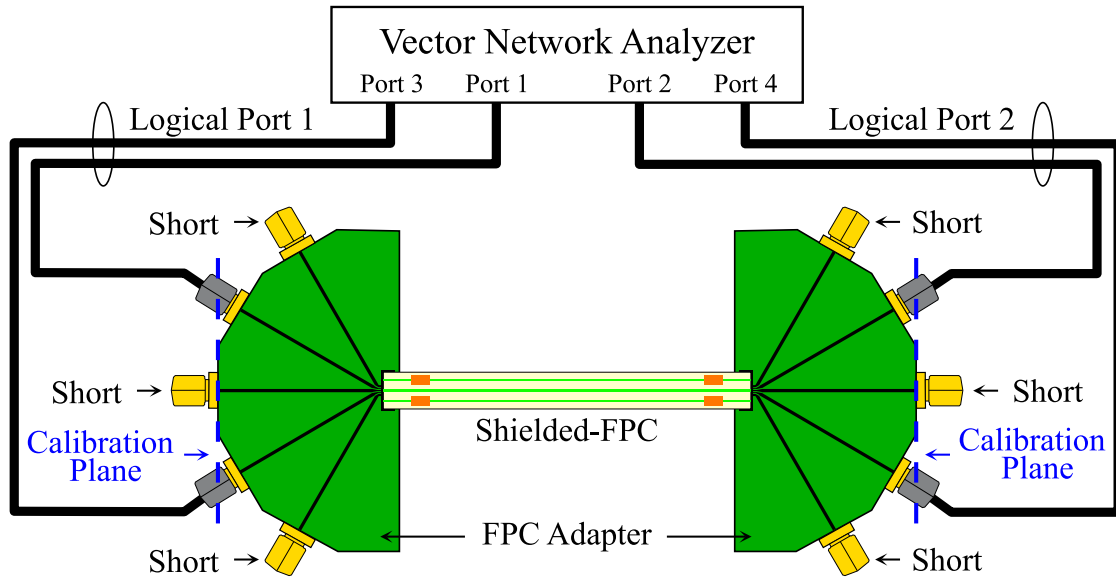


図 4.7 Shielded-FPC の伝送特性の測定系

図 4.7 に Shielded-FPC の散乱行列の測定系を示す。Shielded-FPC の両端には、同軸ケーブルと FPC とを接続するためのテストフィクスチャである FPC アダプタが接続される。FPC アダプタの未使用ポートは、不要な反射を抑えるためにショートコネクタで GND に短絡される。4 ポート測定をした後、ミックスド・モード S パラメータに変換することで、実験的算出に必要な差動モード散乱行列が得られる。ここで VNA の校正面は同軸ケーブルの先端である。コネクタや FPC アダプタ自体の不要特性は、実験的算出プロセス内の De-Embedding 法により除去される。De-Embedding 法では、線路長 200 mm と 100 mm モデルの測定系全体の特性の差分として、不要成分が除去された Shielded-FPC 単体 100 mm に相当する S が抽出できる。

この新たな実験的算出手法の検証に、FPC Adapter を使用し、かつ伝送線路の物理長が長いモデルを利用するのは理由がある。第 3 章でも述べているように、FPC Adapter を利用した場合には固有の共振によって 100 MHz 程度に算出可能な帯域が制限され、さらに、物理長が長いほど共振周波数が低い周波数となるためである。

このような実験的算出にとって悪条件な場合においても、算出誤差による制約なく広帯域に算出できるかを検証する。

4.2.2 一次・二次定数の広帯域実験的算出法の提案

図 4.8 に周波数分散を持つ伝送線路の一次・二次定数の実験的算出フローチャートを示す。“Conventional”は第 3 章で提案した実験的算出法である。初めに、校正済みのベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer: VNA) を用いて、Shielded-FPC の散乱行列 S を測定する。ここで、 S には測定の際に必要な不可欠であるテストフィクスチャなどの不要特性が含まれている。そのため、伝送線路理論に基づく De-Embedding 法を適用することで、長さの異なる 2 つの伝送線路から線路のみの純粋な S を抽出する。次に、De-Embedding された S と F 行列の伝送線路表現から、二次定数である Z_{DM} と複素伝搬定数 γ を算出する。この二次定数の積と商の関係から、一次定数である R_s , L_s , G_s , C_s を直接算出することが可能となる。この方法では算出誤差の影響が大きいため $\frac{1}{2}$ が算出限界となる。そのため高い周波数まで算出するためには、物理的に線路長が短いモデルを製作するか、不要特性の影響を限りなく小さくするために、マイクロプローブを用いて直接 S を測定する必要があった。

そこで、“Conventional”に GSZ 法を組み込むことで実験的算出の広帯域化を検討した。“Proposed”は、Shielded-FPC の周波数分散と構造的特性、実験的算出結果において γ の算出誤差が小さいことを利用した手法である。GSZ 法を組み込むことにより、 $\frac{1}{2}$ の算出誤差の影響が取り除かれた差動インピーダンス Z'_{DM} は次式で与えられる [29]。

$$Z'_{DM} = \frac{\gamma}{G'_s + j\omega C'_s}, \text{ where } G'_s = \omega C'_s \tan \delta \quad (4.6)$$

ここで、 G'_s と C'_s は半波長共振の影響が取り除かれたコンダクタンスとキャパシタンスであり、 G'_s は角周波数 ω および C'_s と基板材料の $\tan \delta$ から決定できる。

問題となるのは、 C'_s をどのように決定するかである。マイクロストリップ線路などの一般的な伝送線路では、実効比誘電率の影響により、周波数が高くなるほど C_s が低下する周波数特性を持つ。Shielded-FPC に着目すると、FPC 両面には導体シールドが実装されており、電界は FPC 内部に集中した状態である。そのため、第 3 章の実験的算出結果と電磁界解析結果からも確認できるように、検討周波数である 20 MHz ~ 10 GHz では C_s は一定であり、実効比誘電率による周波数特性を十分無視できることが明らかとなった。以上から、本論文では実験的算出によって得られた $\frac{1}{2}$ よりも低い周波数での C_s の値を基に、10 GHz まで一定の補正データを生成することで C'_s を決定した。

一方で、図 4.6 の Shielded-FPC モデルのように、複数種類の誘電体で構成された複合基板

材料の場合では、 G'_s の算出に必要な $\tan \delta$ をどのように決定するかも問題である。本論文の $\tan \delta$ には物理モデル [42] を用い、誘電体基板各層の相加平均により求めた基板材料全体の等価的な誘電正接 $\tan \delta'$ を使用した。

最終的に、 G'_s と C'_s を用いた GSZ プロセスにより $\frac{\lambda}{2}$ の制約を受けない Z'_{DM} が算出され、二次定数である Z'_{DM} と γ から、一次定数である R'_s , L'_s が直接算出できる。

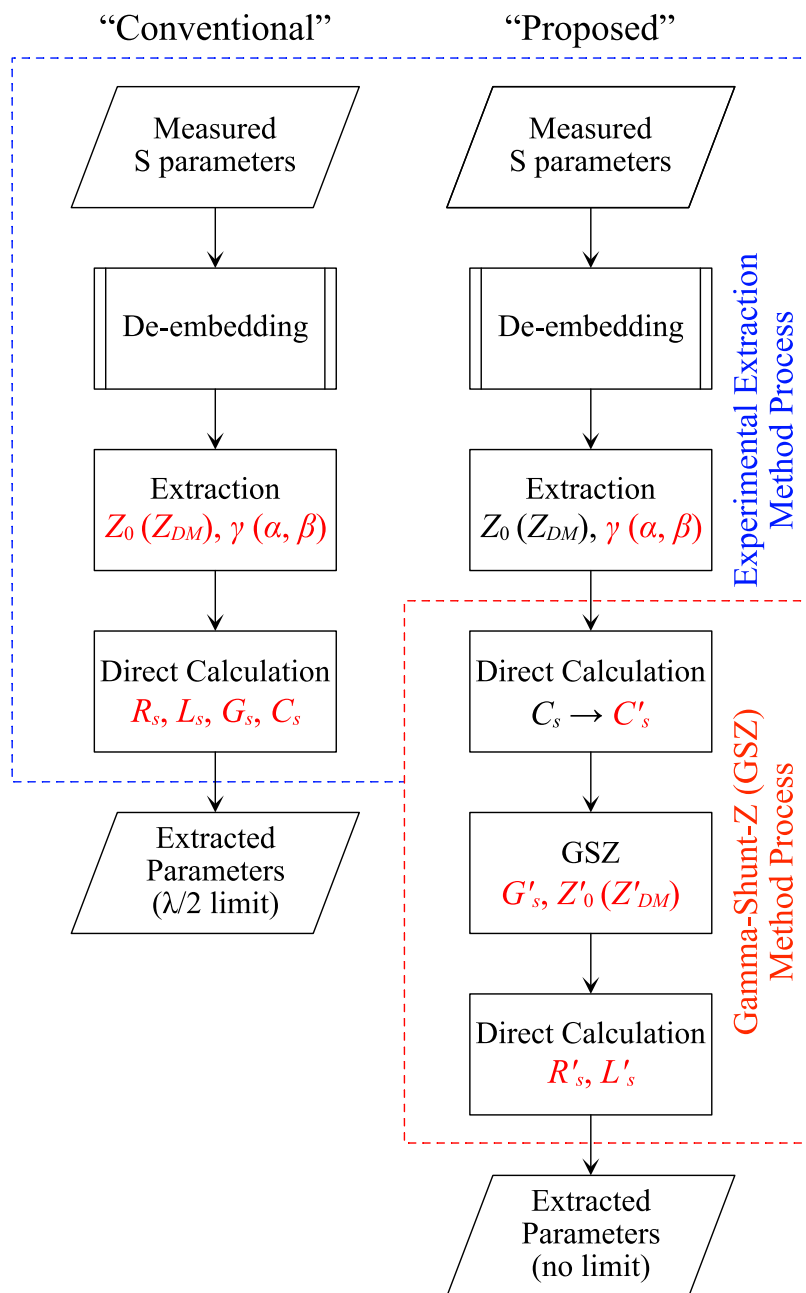


図 4.8 実験的算出フローチャート

4.2.3 広帯域実験的算出結果の妥当性検証

図 4.9 に “Conventional” および “Proposed” による一次・二次定数の実験的算出結果と、結果の妥当性の検証のため、FEM による電磁界解析（商用ソフトウェア ANSYS 2D Extractor）結果との比較を示す。FPC アダプタを使用して S を測定した場合、第 3 章のシングルエンド Shielded-FPC モデルのように、実験的算出可能な帯域は FPC アダプタ固有の共振により 100 MHz 程度に制限されてしまうことがわかっている。これと同様に、この検討モデルにおいても、“Conventional” では 350 MHz 付近の $\frac{1}{2}$ の影響を受け、100 MHz よりも高い周波数での算出精度が著しく低下し、実験的算出が困難となっていることが確認できる。一方、“Proposed” では、実験的算出と FEM の結果に絶対値の差が生じているものの、シングルエンド Shielded-FPC モデルのように、線路長が長く FPC アダプタを使用する悪条件であっても、従来の 100 倍にあたる測定対象の 10 GHz まで、Shielded-FPC 特有の一次・二次定数の周波数分散が算出できていることが確認できる。ここで、図 4.9 (b) に示す位相速度 v_p は “Conventional” と “Proposed” で同一であるが、これは GSZ 法の仕様上、“Conventional” の γ を使用して “Proposed” の一次・二次定数を算出しているためである。

第 3 章では、SEM で観察した実際の断面形状を基に解析モデルを構築することで、実験的算出法と解析結果の絶対値の差を埋めることができることを実証した。本章では Shielded-FPC が持つ一次・二次定数の周波数分散特を広帯域に算出する手法の提案とその妥当性の検証に主眼を置いているため、絶対値の差については検証しない。FPC のようにスケールが小さく微細な伝送線路モデルになるほど、製造誤差を無視した電磁界解析では正確な特性評価は困難となる。実験的算出法であれば、サンプルの伝送特性測定のみで、実際の製造誤差等を考慮した正確な一次・二次定数の評価が可能となる。

本手法により、測定系や Shielded-FPC の物理長にとらわれず、広帯域にわたり実験的に周波数分散を持つ一次・二次定数を算出可能となったことで、製造誤差を考慮した正確な特性の把握や定量的評価への貢献が期待できる。

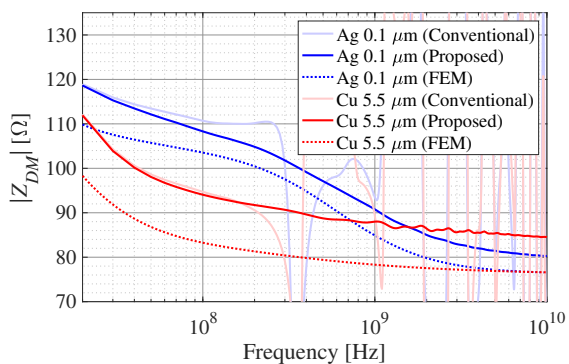
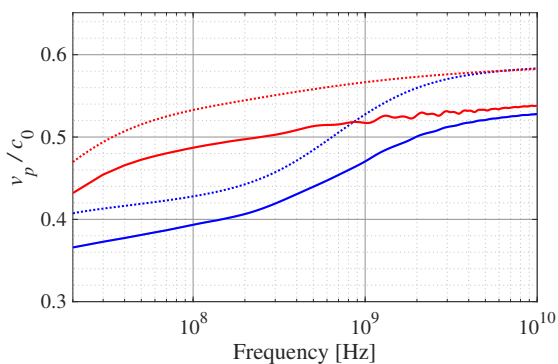
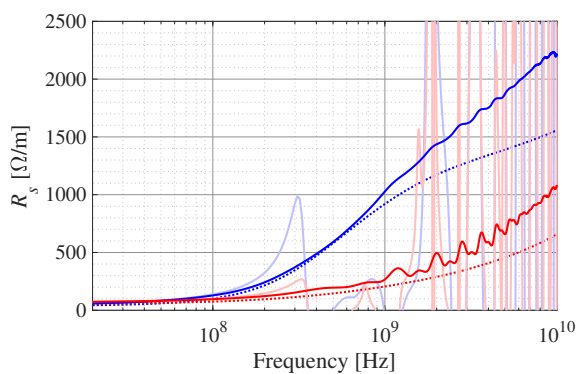
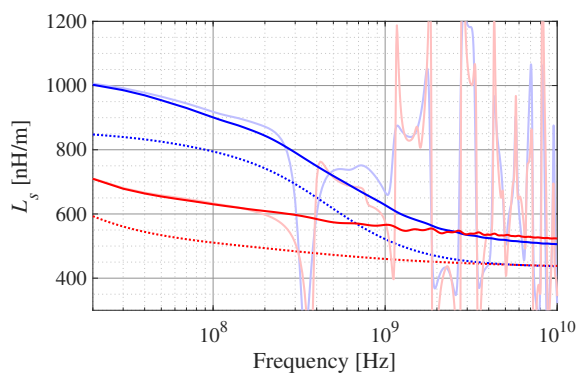
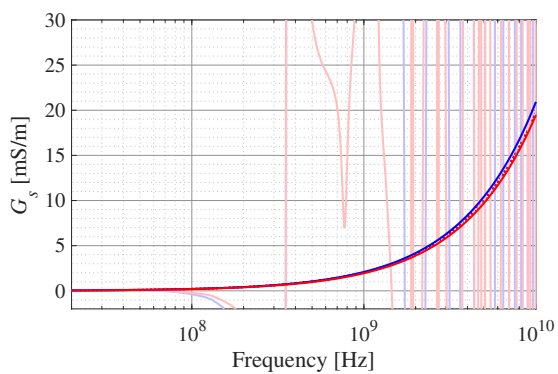
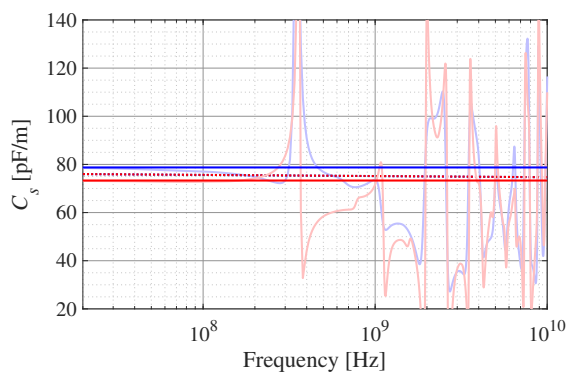
(a) 差動インピーダンス $|Z_{DM}|$ (b) 光速 c_0 で正規化した位相速度 v_p (c) レジスタンス ΔR_s (d) インダクタンス ΔL_s (e) コンダクタンス ΔG_s (f) キャパシタンス ΔC_s

図 4.9 第3章提案手法と第4章提案手法による一次・二次定数の実験的算出結果と有限要素法との比較

4.3 まとめ

本論文では、高速伝送線路を想定した 20 MHz ~ 10 GHz に着目し、薄い導体シールドに起因した周波数分散のための、半波長共振での算出制約を受けない一次・二次定数の実験的算出法を提案した。従来手法では、算出誤差の影響により算出帯域は半波長共振以下の周波数である必要があった。そこで、Shielded-FPC の周波数分散と構造的特性を考慮した GSZ 法を組み合わせた新たな実験的算出法を検討することで、算出制約の打開を図った。これまで物理現象が不明確であった Shielded-FPC の周波数分散特性において、周波数分散の支配的成分が R_s と L_s であること、構造的特性により C_s が一定と見做せることが明らかとなったことで、これまで不可能であった実験的算出法に対する GSZ 法の適用が実現され、半波長共振での算出制約を超えた広帯域にわたる周波数分散の実験的算出が可能となった。

これにより、先行研究で解析的に示されていた Shielded-FPC の一次・二次定数の周波数分散の妥当性が、全ての帯域で確実なものとなった。実験的算出法の確立により、解析と実測両面からの定量的評価が可能となったことで、製造誤差等を考慮した高精度な評価を実現できる。

しかし、実験的算出法と電磁界解析による評価は、指定された特定の設計条件または試作モデルにしか適用できない。伝送線路の信号品質を保ちつつ、不要電磁放射を抑制可能な薄い導体シールドを線路近傍に実装した伝送線路を設計するためには、周波数分散の物理現象を解明し、物理現象が明らかである一般的な伝送線路と同様に、定量的表現を用いた特性の予測ができるようになる必要がある。

第 5 章

薄い導体シールドに起因する一次定数の周波数分散特性の定量的表現

5.1 はじめに

.....

周波数分散を考慮した伝送線路設計を実現するためには、周波数分散を定量的に表現できる手法が必要となる。本章では、物理現象が不明確である薄い導体シールドを実装することで生じる周波数分散について、近傍磁界のシールド効果と紐付けて検証する。検証結果から、周波数分散が定量的にどのように表現できるのかを事実の根拠から示し、物理現象に基づいた定量的表現手段を構築する。

.....

実験的算出法の提案および先行研究の妥当性の実証により、実測と解析両面からの定量的評価が可能であることを示した。本章以降の検証では、周波数分散特性に大きく影響する、製造誤差や金属導体の表面荒さ等の影響を除外するため、主に電磁界解析の理想的なモデルに基づいて、数式を用いた定量的表現を構築する。

5.2 周波数分散特性と近傍磁界との対応関係

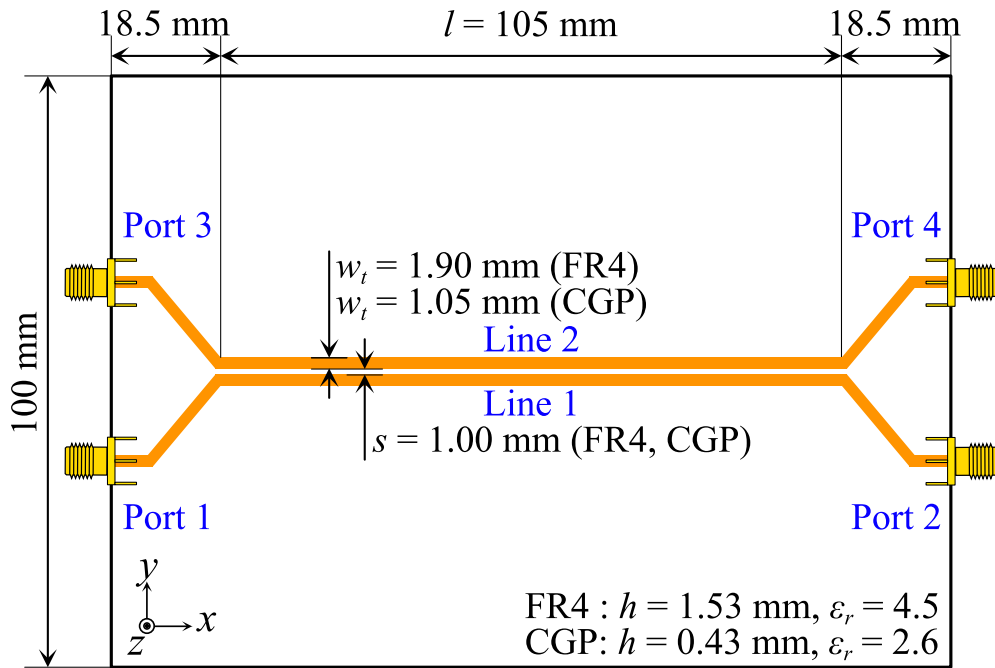
一次・二次定数の周波数分散を定量的に表現するためには、一次定数の周波数分散の要因である近傍磁界およびシールド効果との対応関係を明確にし、どのように表現されるのかを検証する必要がある。ここでは、伝送線路上の近傍磁界の主成分 H_y に着目し、シールド効果の観点から一次定数である L_s は定量的にどのように表現できるのかを議論する。

近傍磁界を測定するにあたり、これまで実験的に検討してきた Shielded-FPC モデルは、寸法がマイクロオーダーであるため測定が非常に難しい。そのため本検討では、FR-4 基板上に差動線路を実装した、ミリオーダーの一般的な PCB モデルを使用し、薄い導体シールドを PCB 上に実装した際の近傍磁界を測定した。さらにベンチマークとして、有限要素法 (Finite Element Method: FEM) による電磁界解析 (商用ソフトウェア ANSYS[43]) 結果とも比較した。

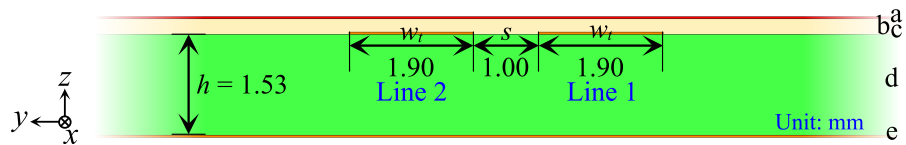
5.2.1 Shielded-PCB モデル

図 5.1 および表 5.1 に、薄い導体シールドを差動線路近傍に実装した PCB (以下, Shielded-PCB) モデルの断面図および断面構造を示す。基板幅 100 mm の PCB の中央には、差動信号を励振するための線路幅 w_t が 1.9 mm, 線路間隔 s が 1.0mm の差動線路がある。差動線路の左右には、コネクタを接続するための、18.5 mm のガイドラインが設けられている。線路近傍には、厚み 200 μm の発泡樹脂シートを介して、“Cu 5.5 μm ” または “Ag 0.1 μm ” の導体シールドが実装されている。ここで、Cu には 5.8×10^7 S/m, Ag には 6.1×10^7 S/m のバルクの導電率を用いた。Cu と Ag の導電率 σ の差は約 5% であり、透磁率 μ の差も約 0.001% と非常に小さいため、導電性シールドの厚さのみの影響を検討できる。なお、薄い導体シールドは後付けによる簡易的な実装を想定しているため、GND には接地されず基板表面に浮いた状態であるが、GND 接地の有無に関わらず結果が変わらないことを予め確認している。

“Cu 5.5 μm ” は 140 MHz より高い周波数で表皮深さよりも厚く、近傍磁界 SE が期待できる一般的な厚みの導体シールドである。一方、“Ag 0.1 μm ” は本論文の検討周波数 20 MHz ~ 10 GHz において表皮深さよりも薄く、近傍磁界 SE が不十分であると同時に、高速信号伝送時に周波数分散による伝送線路不整合等によって EMI の影響が大きいと想定される非常に薄い厚みの導体シールドである。



(a) 上面図



(b) 断面図

図 5.1 Shielded-PCB モデル

表 5.1 Shielded-PCB の断面構造

	Shielded-PCB
a: shield	0.1 μm -thick Ag shield “Ag 0.1 μm ” or 5.5 μm -thick Cu shield “Cu 5.5 μm ”
b: insulation	Foam resin sheet 200 μm
c: pattern	Cu 35 μm
d: substrate	FR-4 1.53 mm
e: ground	Cu 35 μm

5.2.2 近傍磁界およびシールド効果の評価系

図 5.2 に近傍磁界の測定系を示す。近傍磁界の測定には、4 ポート VNA および近傍磁界プローブを用いた。2つの物理ポートを Shielded-PCB に接続することで論理ポート 1 を構築し、もう 1つの物理ポートを近傍磁界プローブに接続することで論理ポート 2 を構築した。この論理ポート間の伝送特性 $|S_{sd21}|$ を測定することで、近傍磁界を間接的に測定することができる。なお、Shielded-PCB は 50Ω で終端し、近傍磁界プローブで線路直上の主成分 H_y を測定した。測定点は線路直上かつ導体シールドから 0.1 mm 上空とした。

図 5.3 に近傍磁界の解析モデルを示す。解析モデルも実測と同様に、線路直上かつ導体シールドから 0.1 mm 上空の磁界主成分 H_y を電磁界解析 FEM を用いて算出した。なお、金属導体内部にもメッシュを設定し、表皮効果による影響を正しく評価可能であることを予め確認している。

測定誤差やモデルの製造誤差の影響を避けるため、Shielded-PCB の一次・二次定数の周波数分散についても、FEM を用いて算出した結果を使用する。

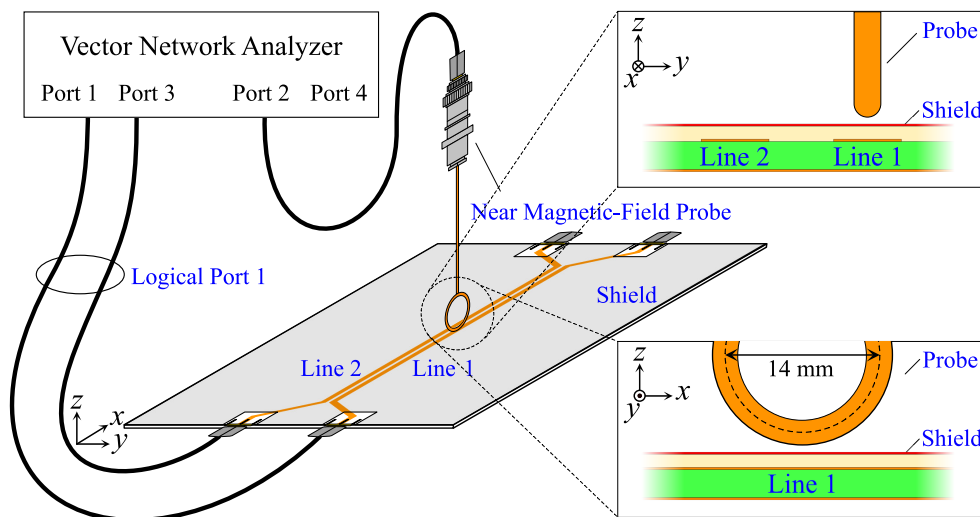


図 5.2 近傍磁界の測定系

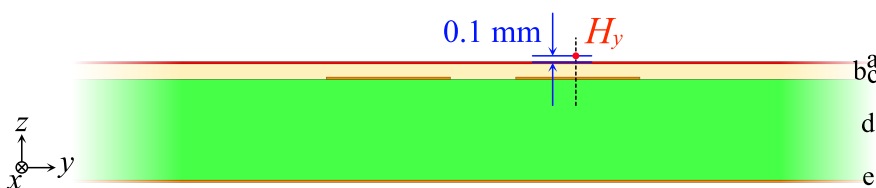


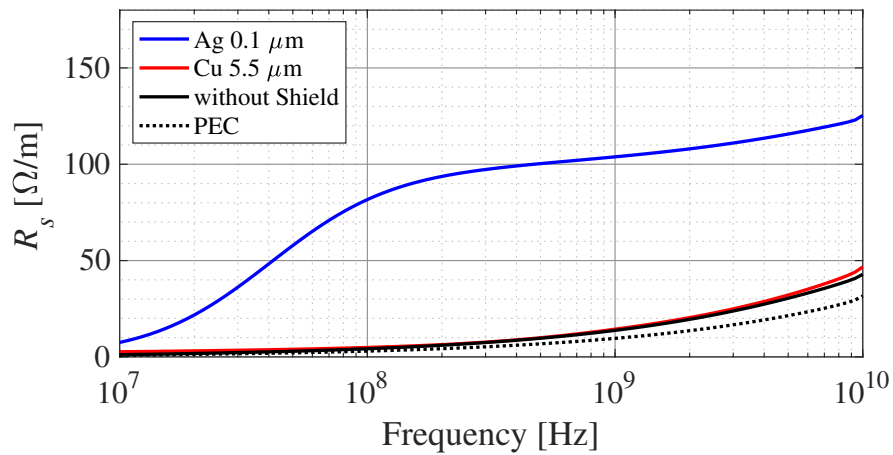
図 5.3 近傍磁界の解析モデル

H_y において、導体シールド実装時を“with Shield” H_y , 導体シールド未実装時を“without Shield” H_y とすれば、近傍磁界 SE である SE_{H_y} は次式で求められる。

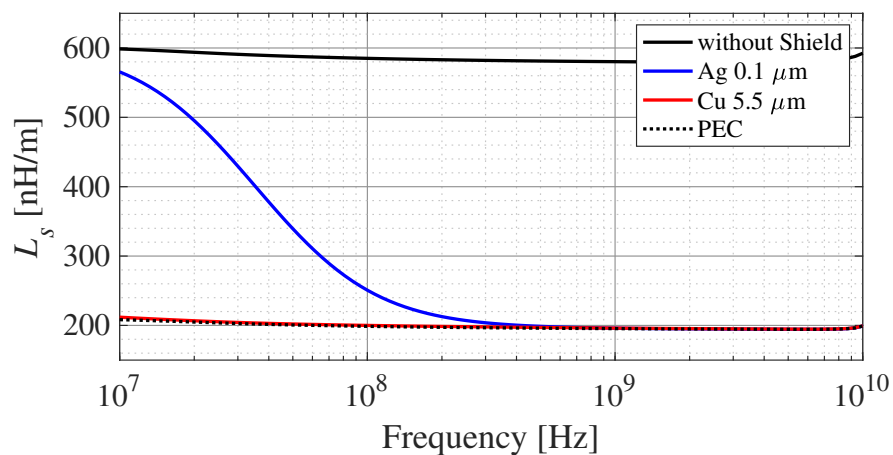
$$SE_{H_y} = 20 \log_{10} \left(\frac{\text{“without Shield” } H_y}{\text{“with Shield” } H_y} \right) \quad [\text{dB}] \quad (5.1)$$

5.2.3 周波数分散と近傍磁界シールド効果の対応

図 5.4 に FEM により算出した、shielded-PCB の一次定数の周波数分散特性 R_s , L_s を示す。



(a) R_s



(b) L_s

図 5.4 shielded-PCB の周波数応答

ここでは、近傍磁界と密接に関係している一次定数の L_s に着目する。さらに、薄い導体シールドに起因する影響を検討するために、導体シールドの解析条件を、完全導体 “perfect electric conductor: PEC” とした場合についても解析し、“with Shield” と “without Shield” それぞれの周波数応答と “PEC” との差分を、新たに ΔL_s と再定義した。

図 5.5 に、 ΔL_s の周波数応答を示す。この結果から、“Ag 0.1 μm ” のように薄い導体シールドを実装した場合には、上限を “without Shield”，下限を “Cu 5.5 μm ” とし、S 字曲線的に変化するような周波数応答を持つことが確認できる。

“Cu 5.5 μm ” は “PEC” との差分が 0、いわゆる周波数分散を持たず、“Ag 0.1 μm ” にのみ S 字曲線的に変動するような周波数分散が発現するのかを検討するため、それぞれのシールド条件における近傍磁界のシールド効果 SE_{H_y} を、実測および電磁界解析により評価した。

図 5.6 に、実測および電磁界解析を用いて算出した近傍磁界シールド効果 SE_{H_y} を示す。ここで、VNA および近傍磁界プローブによって測定可能な最低周波数は 30 MHz である。また、測定結果の Background Noise はフロアノイズを意味しており、本実験環境での測定限界である。“Cu 5.5 μm ” のシールド効果は、全ての周波数帯域で Background Noise に埋もれるほど十分なシールド効果を発揮しているのに対し、“Ag 0.1 μm ” のシールド効果は、低い周波数ではほとんどシールド効果がなく、周波数が高くなるにつれシールド効果が高くなっていることがわかる。特に、“Ag 0.1 μm ” のシールド効果は、ノイズフロアより低い周波数で実測・解析共に非常によく一致する結果であり、どちらでも評価が可能であることがわかる。

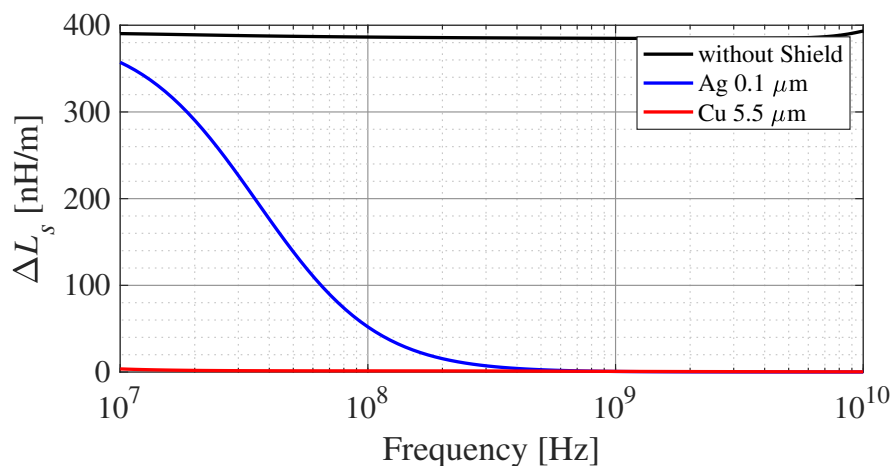


図 5.5 薄い導体シールドに起因した周波数分散特性 ΔL_s

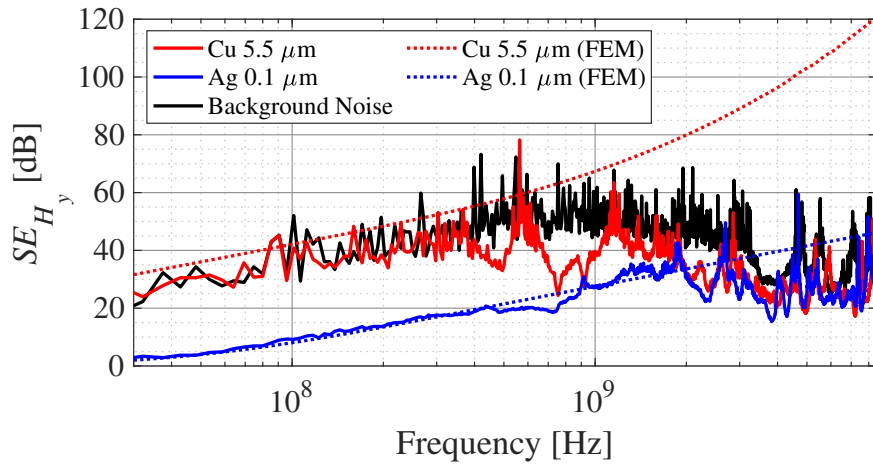
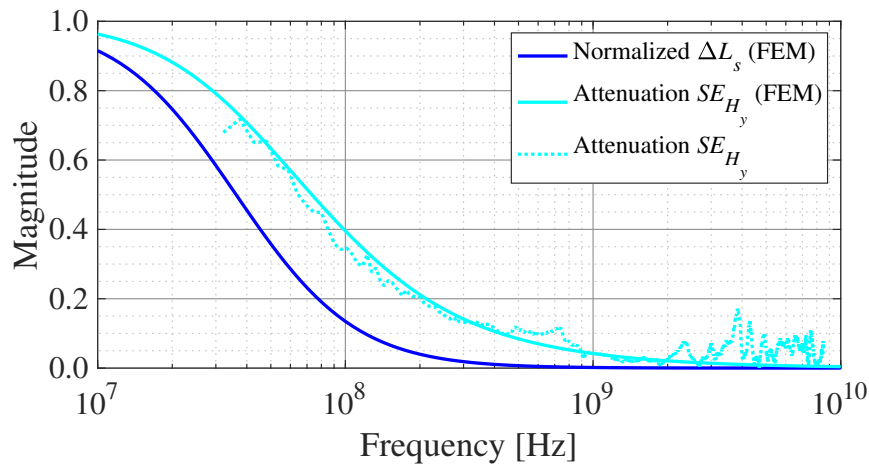


図 5.6 実測および解析による近傍磁界シールド効果の比較

図 5.7 正規化した ΔL_s と近傍磁界の減衰量との関係

この“Ag 0.1 μm ”の SE_{H_y} を使用して、真数の逆数を求めた。図 5.7 に、 ΔL_s の周波数分散特性と SE_{H_y} の真数の逆数を示す。ここで ΔL_s については、“Ag 0.1 μm ”を“without Shield”で正規化した値である。結果から、減衰量 SE_{H_y} においても ΔL_s 同様に S 字曲線的に変化していることが確認できる。発現している周波数や S 字曲線の傾きに違いが見られるが、これは SE 自体が本検討のようにある 1 点で決まるわけではなく、伝送線路構造に対する幾何学的な平均として決まるためであると考えられる。

以上から、薄い導体シールドに起因した周波数分散は、近傍磁界の抑制効果の影響を受けて S 字曲線的に変化するような周波数応答を持つことが明らかとなった。 ΔL_s の周波数特性は、低い周波数では“without Shield”と同様であり、周波数が高くなるほど“Cu 5.5 μm ”に漸近する。このことは、SE の観点からも読み取ることができ、低い周波数では SE がほとんどなく、周波数が高くなるほど“Cu 5.5 μm ”と同等の SE が発揮される。 ΔL_s は導体シールドに起因した成分であるため、導体シールドを貫通する磁界量に変化しているといえる。つまり ΔL_s だけでなく ΔR_s の周波数分散についても、S 字曲線に関係する形で表現できる可能性がある。

これらの知見を基に、次の節では、Shielded-FPC の一次定数が持つ周波数分散を、S 字曲線的に変化するシグモイド関数を用いて定量的に表現する手段を構築する。

5.3 定量的表現を検証する Shielded-FPC の一次・二次定数

5.3.1 Shielded-FPC モデル

本モデルは、第3章の実験的算出法検証モデルと同様である。しかし、製造誤差などの断面形状の影響を除外するため、解析モデルは矩形形状の理想的なモデルを使用する。

図 5.8 および表 5.2 に Shielded-FPC モデルの断面図および断面構造を示す。基板幅 10 mm の FPC の中央には差動信号を励振するための線路幅 w_t 、線路間隔 s がそれぞれ 100 μm の 4 本の信号線 (Ground-Signal-Signal-Ground: GSSG) があり、端から 2 mm の位置には導体シールド接地のための幅 500 μm の GND 線が設けられている。線路近傍には FPC 両面に“Cu 5.5 μm ”，または“Ag 0.1 μm ”の導体シールドが実装され、導体シールドは FPC の始端と終端で幅 500 μm の GND に接続される。なお導体シールドを実装することによって生じる平行平板モードと、グラウンドへ接地することで生じる導波管モードは、本論文の一次・二次定数の抽出には影響しないことを予め確認している。ここで、Cu には 5.8×10^7 S/m、Ag には 6.1×10^7 S/m のバルクの導電率を用いた。Cu と Ag の導電率 σ の差は約 5% であり、透磁率 μ の差も約 0.001% と非常に小さいため、導電性シールドの厚さのみの影響を検討できる。“Cu 5.5 μm ”は 140 MHz より高い周波数で表皮深さよりも厚く、近傍磁界 SE が期待できる一般的な厚みの導体シールドである。一方、“Ag 0.1 μm ”は本論文の検討周波数 20 MHz ~ 10 GHz において表皮深さよりも薄く、近傍磁界 SE が不十分であると同時に、高速信号伝送時に周波数分散による伝送線路不整合等によって EMI の影響が大きいと想定される非常に薄い厚みの導体シールドである。このモデルは、高密度配線として $w_t = s = 100 \mu\text{m}$ の実用的なレイアウトを想定しているため、導体シールド未実装時の Z_{DM} は 100 Ω で設計されていない。

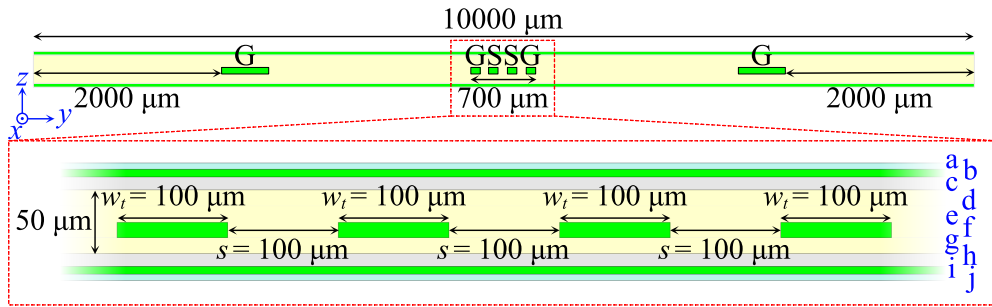


図 5.8 Shielded-FPC の断面図

表 5.2 Shielded-FPC の断面構造

		0.1 μm-thick Ag shield “Ag 0.1 μm”	5.5 μm-thick Cu shield “Cu 5.5 μm”
Shield	a: passivation	5 μm	
	b: shield	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	c: adhesion	10 μm	9 μm
FPC	d: cover lay	Polyimide 12.5 μm	
	e: adhesion	25 μm	
	f: pattern	Cu foil 12 μm + Thin coating 6 μm	
	g: substrate	Polyimide 12.5 μm	
Shield	h: adhesion	10 μm	9 μm
	i: shield	Ag 0.1 μm	Cu 5.5 μm
	j: passivation	5 μm	

5.3.2 Shielded-FPC の周波数分散

一次・二次定数は、モーメント法 (Method of Moments: MoM) による電磁界解析 (商用ソフトウェア SONNET[44]) により得られた S パラメータから算出した。算出の際の伝送線路長による共振の影響を避けるため、Shielded-FPC の伝搬方向の長さは検討最大周波数の $\frac{1}{2}$ 波長以下となるようにモデル化した。図 5.9 に抽出した一次・二次定数の周波数特性を示す。

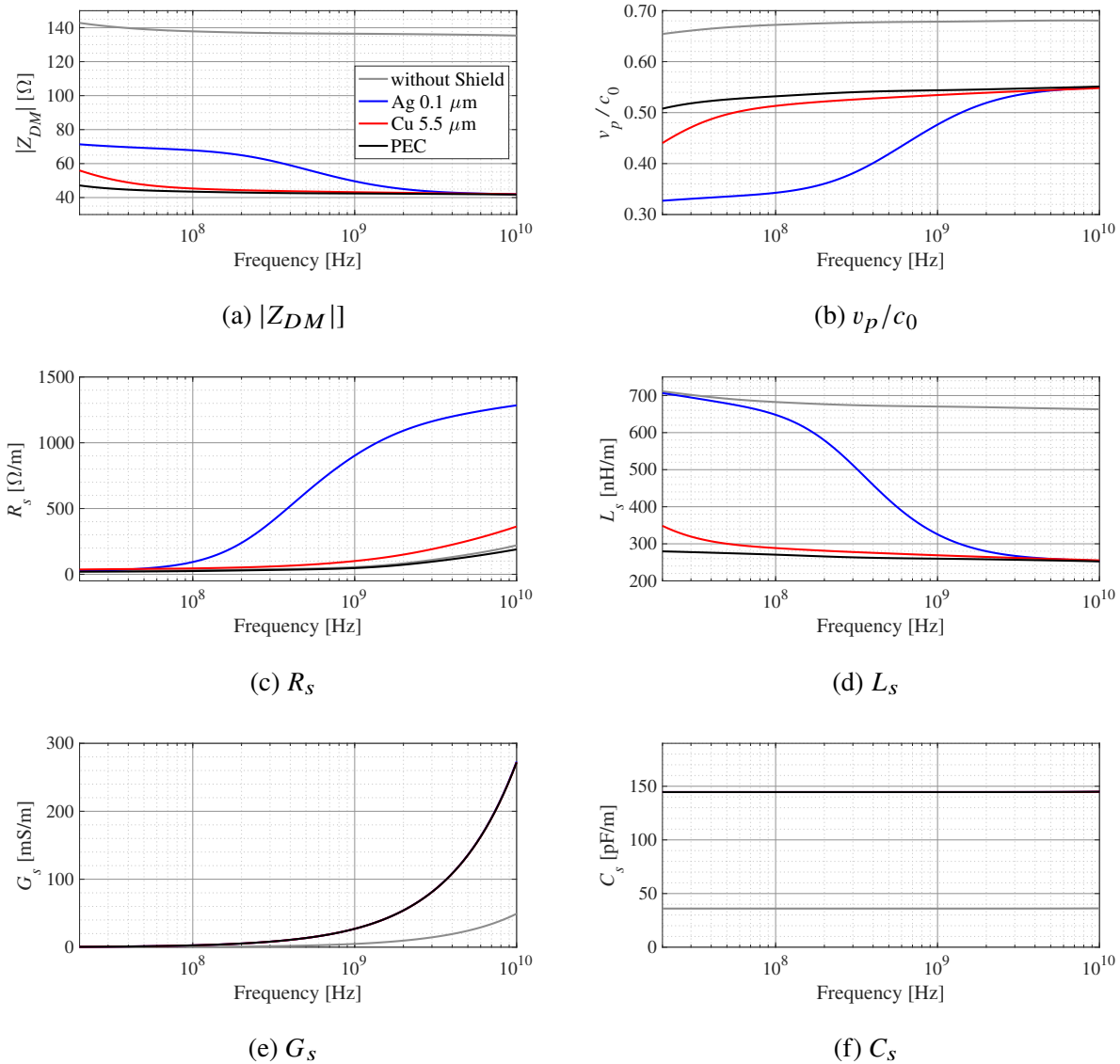


図 5.9 Shielded-FPC の一次・二次定数の周波数分散

電磁界解析により算出した一次・二次定数の妥当性は第 3 章および第 4 章の実験的算出法によって実証されているが、より実測に近い一次・二次定数を算出するためには、線路断面形状等の製造誤差を解析モデルに組み込む必要がある。本論文ではこの製造誤差や材料の表面荒さ等の影響を除外するために、図 5.8 に示す理想的な解析モデルを用いた。さらに層構成については、表 5.2 に示す導体シールド間の全ての誘電体を、比誘電率 $\epsilon_r = 3.3$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.03$ のポリイミドで統一した。なお、保護層である a, j 層については解析モデルに考慮していない。f 層においては、実際の評価モデルでは元となる $12 \mu\text{m}$ の長方形導体をスルーホールメッキで $6 \mu\text{m}$ 厚みを増したものとなっているが、本解析では $18 \mu\text{m}$ 厚の Cu でモデル化している。シールド条件としては、“Cu $5.5 \mu\text{m}$ ” と “Ag $0.1 \mu\text{m}$ ” に加えて、導体シールド

未実装 “without Shielded” とした場合と、導体シールドを完全導体 (Perfect Electric Conductor: “PEC”) とした場合の、計 4 つの条件について一次・二次定数を抽出した。なお、図 5.9 (b) は位相速度 v_p を光速 c_0 で正規化した算出結果である。

前節より、“Cu 5.5 μm ” の場合は近傍磁界に対して、Background ノイズに埋もれる程の優れた SE を持つのに対し、“Ag 0.1 μm ” では低い周波数で近傍磁界 SE が不十分となることが示されている。そのため、薄い導体シールドの不十分な近傍磁界 SE に起因して、3 GHz 以下の周波数で L_s が増加し、その結果 Z_{DM} は増加、 v_p は低下する。 R_s は、 ΔL_s の増加により導体シールドに流れる電流が増え、高い周波数では導体シールド厚みに起因した損失により急激に増加する。近傍電界は、周波数によらず優れた SE により導体シールド内に閉じこもるため C_s は一定、 G_s は、一般的な物理現象と同様に、誘電体材料の誘電損失により周波数に従って増加する。ここで、1 GHz 以上の周波数において “PEC” よりも “without Shield” の R_s がわずかに大きくなっている要因としては、“without Shield” の場合は損失のある GSSG 線路に電磁界が集中するのに対し、“PEC” の場合は GSSG の信号導体とその近傍に実装された PEC シールド間に電磁界が集中することで GSSG の GND 導体に電流が流れず、その分損失が少ないためと考えられる。

5.4 Shielded-FPC の周波数分散の定量的表現の検討

5.4.1 ΔR_s , ΔL_s の物理現象としての区分化

図 5.10 に “Cu 5.5 μm ” および “Ag 0.1 μm ” の導体シールドに起因した ΔR_s , ΔL_s の周波数特性を示す。なお、図 5.10 (a), (b) の ΔR_s については、次式 [45] で与えられる導体シールドの直流抵抗 R_{DC} および表皮効果による抵抗 R_{AC} の理論計算値を、図 5.10 (c) の ΔL_s については “without Shield” の抽出結果を同時に示している。

$$R_{DC} = \frac{1}{\sigma w t} \quad (5.2)$$

$$R_{AC} = \frac{1}{\sigma w \delta} \quad \text{where} \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\mu \sigma \omega}} \quad (5.3)$$

ここで、 σ は導体シールドの導電率、 w は電磁界解析の電流密度から求めた等価幅、 t は導体シールドの厚み、 δ は表皮深さ、 μ は透磁率、 ω は角周波数である。

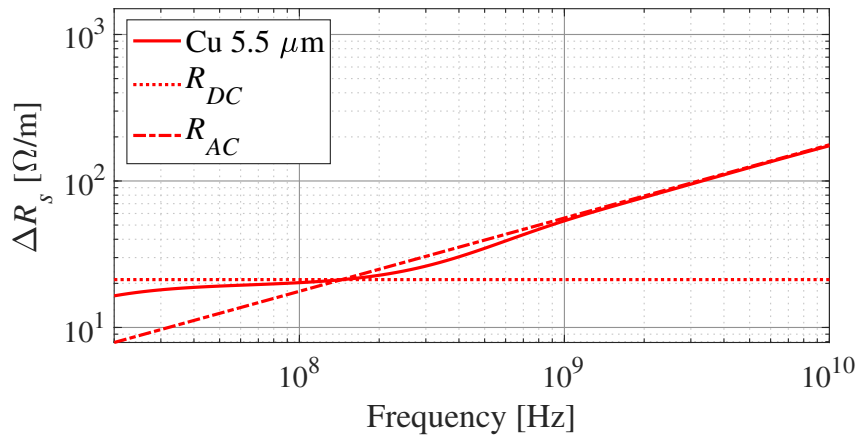
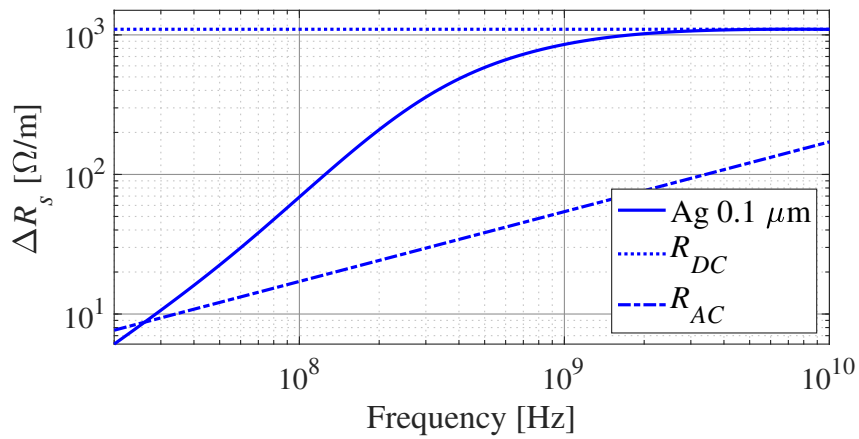
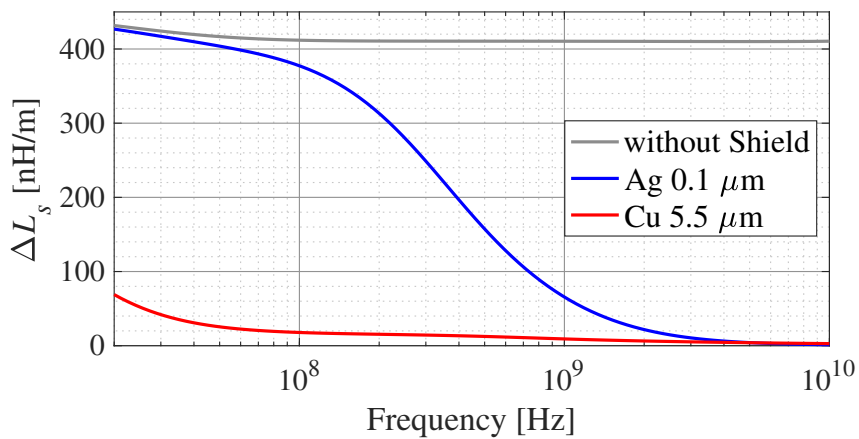
(a) ΔR_s "Cu 5.5 μm "(b) ΔR_s "Ag 0.1 μm "(c) ΔL_s 図 5.10 薄い導体シールドに起因した周波数特性 ΔR_s , ΔL_s

図 5.10 (a) より、表皮深さよりも厚い“Cu 5.5 μm ”の場合、 R_{DC} と $R_{AC}(f)$ に従うような一般的な伝送線路と同様の周波数特性を持っていることが確認できる.. 一方で、図 5.10 (b) の表皮深さよりも薄い“Ag 0.1 μm ”の場合、 R_{DC} となる 3 GHz よりも低い周波数で S 字曲線的に変動していることが確認できる. この ΔR_s の S 字曲線的な特性は、 ΔL_s とほぼ同じ帯域で発現しており、図 5.10 (c) に示す ΔL_s において、30 MHz 付近では“without Shield”に、3 GHz 付近では“Cu 5.5 μm ”に漸近していることが確認できる.

ΔR_s に着目することで、“Cu 5.5 μm ”、“Ag 0.1 μm ”の結果および RLGC 等価回路モデルに基づく物理現象の解釈から、薄い導体シールドに起因した周波数分散は、図 5.11 と表 5.3 に示すように 4 つの大きな周波数帯域に区分できると仮定した.

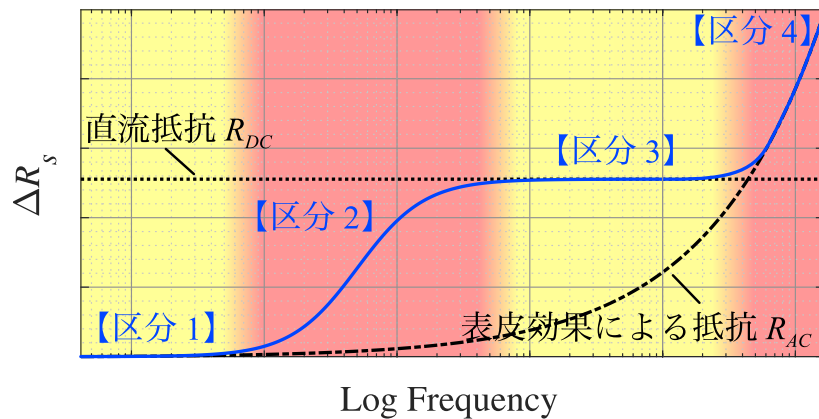


図 5.11 ΔR_s の物理現象としての区分化

表 5.3 ΔR_s の物理現象としての区分化

区分	物理現象	定量的表現
区分 1	近傍磁界 SE なし	$\Delta R_s = 0$
区分 2	近傍磁界 SE が不十分	$\Delta R_s = \zeta(f)$
区分 3	近傍磁界 SE が十分	$\Delta R_s = R_{DC}$
区分 4	表皮効果の発現	$\Delta R_s = R_{AC}(f)$

区分1は近傍磁界のSEがとても小さい低周波帯域であると想定される。これは、前節の SE_{H_y} および図5.10(c)の ΔL_s の周波数特性からも読み取ることができる。低周波帯域において表皮深さよりも薄い金属導体では近傍磁界に対する吸収損がとても小さくなる。さらに反射損においては、金属導体の波動インピーダンスが 1Ω 以下と非常に小さな値なのに対し、近傍磁界が支配的な空間の波動インピーダンスもとても小さな値となるため、十分な反射損を得ることができない[45], [46]。そのため“without Shield”とほぼ等しい状態となることから ΔR_s は0となる。区分2は近傍磁界のSEが徐々に効き始める周波数帯域であると想定される。この周波数帯域では区分1から3にかけてS字曲線的に変動することが確認できる。区分3は近傍磁界のSEが十分となる周波数帯域であると想定され、 ΔR_s は導体シールドの R_{DC} と等しくなる。区分4は近傍磁界のSEが十分かつ導体シールドの表皮効果を考慮しなければならない周波数帯域であると想定され、 ΔR_s は $R_{AC}(f)$ で増加する。この4つの帯域区分の妥当性については第6章で検討する。

一般的な伝送線路では、区分3, 4の物理現象のみを考えればよく、対応する R_{DC} と $R_{AC}(f)$ を用いて数値フィッティングが可能である。一方でShielded-FPCの場合、区分3, 4に対応する導体シールドの R_{DC} , R_{AC} に加えて、区分1から3にかけて近傍磁界SEに起因した周波数分散が生じる。つまり、物理現象が不明確である区分1から3のS字型曲線の数値フィッティングを検討することにより、全周波数帯域で ΔR_s , ΔL_s を定量的に表現することが可能となる。

5.4.2 周波数分散の定量的表現

これまでの検討により、仮定した帯域区分1から3では、 ΔR_s , ΔL_s 共にS字曲線的に変動するような周波数分散を持つことが明らかとなった。本論文では、このS字曲線的に変動する特性と同様の特性を持った、次式に示す周波数 f を関数とするシグモイド関数 $\zeta(f)$ で表現できないかを検証した。

$$\zeta(f) = \frac{K}{1 + e^{\alpha(f_m - f)}} \quad (5.4)$$

ここで、 K は $\zeta(f)$ の正規化定数、 α は $\zeta(f)$ のゲイン、 f_m は $\zeta(f)$ の変曲点である。 K については、これまでの議論から、 ΔR_s の場合は導体シールド厚みに対する R_{DC} 、 ΔL_s の場合は“without Shield”の $\Delta L_s(f)$ として決定できる。区分1から3の周波数分散 ΔR_s , ΔL_s それぞれを K で正規化し、周波数軸を10の対数として表すことで、複雑に見えた周波数分散を、上限1、下限0のシンプルな $\zeta(f)$ で表現することができる。

図 5.12 および表 5.4 に, “Ag 0.1 μm ” における, 正規化した ΔR_s , ΔL_s それぞれの $\zeta(f)$ によるフィッティング結果を示す. ここで, フィッティング定数である $\zeta(f)$ の α および f_m は様々な近似方法で推定可能であるが, 本論文では粒子群最適化法 (Particle Swarm Optimization: PSO) [47] を用いて探索した. 結果から, ΔR_s は正, ΔL_s は負の α を持つ $\zeta(f)$ によってフィッティング可能であることがわかる. ただし, その関係は完全な鏡面对称ではなく, α および f_m が若干異なる値となった. なお, PSO フィッティングの際に周波数軸を対数で表しているため, 実際の ΔR_s , ΔL_s の f_m の差は約 80 MHz と大きい. フィッティング精度としては, $\zeta(f)$ の傾きを制御する α に対し, $\zeta(f)$ の中心周波数を決める f_m の方が重要である. 0.1 μm 厚の導体シールドが表皮厚みとなる周波数は約 440 GHz であり, 薄い導体シールドを線路近傍に実装することで生じる周波数分散は, 物理現象が明らかであるこれまでの一般的な伝送線路の周波数分散とは大きく異なる.

以上の物理現象に基づいた周波数帯域の区分化と, シグモイド関数を用いたフィッティングにより, 従来では不可能であった薄い導体シールドに起因した周波数分散の定量的表現が可能となることを示した.

次章では, 本章での帯域区分の妥当性の検証を検証するため, 導体シールドの厚みが異なる場合の周波数分散の変化 “周波数分散特性の導体厚み依存性” と, 断面構造により支配的な電磁結合が異なった場合の周波数分散の変化 “電磁結合依存性” について, 近傍磁界との対応関係から明らかにする.

表 5.4 PSO 手法を用いたシグモイド関数のフィッティング定数

フィッティング定数	ΔR_s	ΔL_s
最大値 K	R_{DC}	“without Shield” $\Delta L_s(f)$
ゲイン α	3.960	-4.047
変曲点 f_m	8.668 (465.3 MHz)	8.585 (384.6 MHz)

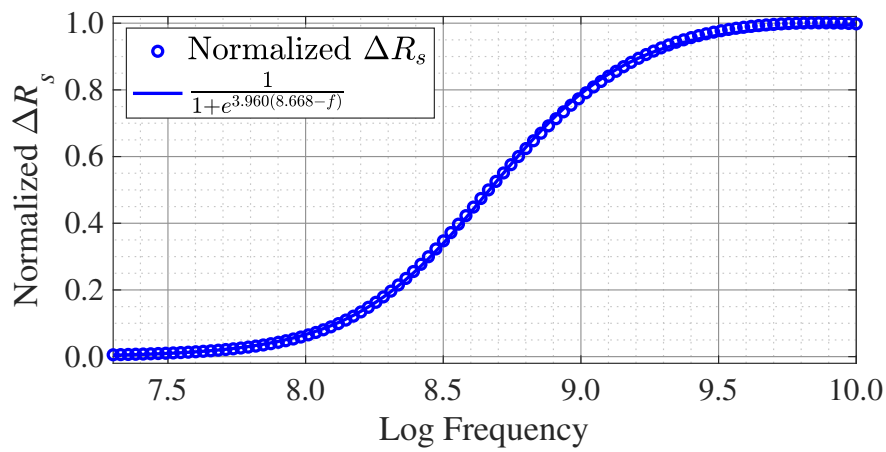
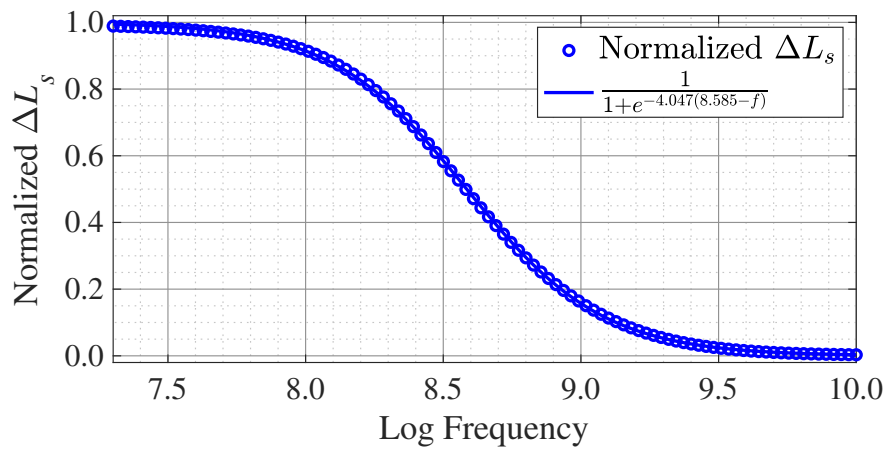
(a) 正規化した ΔR_s (b) 正規化した ΔL_s

図 5.12 PSO 手法を用いたシグモイド関数による周波数特性のフィッティング結果

第 6 章

薄い導体シールドに起因する 一次定数の周波数分散特性と 近傍磁界 SE との関係

6.1 はじめに

.....

第 5 章で仮定した，薄い導体シールドに起因した周波数分散特性の定量的表現の帯域区分について，近傍磁界との対応関係から妥当性を実証する．さらに，シグモイド関数を用いた定量的表現を基に，周波数分散の導体厚み依存性と電磁結合依存性を評価し，結果から設計ガイドライン構築に向けたノウハウについて整理する．

.....

6.2 Shielded-FPC の周波数分散および近傍磁界 SE の導体厚み依存性

6.2.1 検討モデルと近傍磁界の解析

検討モデルは、第5章と同じ断面構造を持つ Shielded-FPC モデルである。図 6.1 および表 6.1 に、Shielded-FPC の断面図および断面構造を示す。異なる導体厚みに対する周波数分散の変化を検討するために、導体シールドの材料を銅 (Cu) に固定し、導体厚み t のみ $0.01 \sim 0.10 \mu\text{m}$ までを $0.01 \mu\text{m}$ 刻み、 $0.10 \sim 1.00 \mu\text{m}$ までを $0.10 \mu\text{m}$ 刻みで、計 19 パターン変化させた時の ΔR_s , ΔL_s を、MoM を用いて算出した。

図 6.2 に示すように、近傍磁界および SE の解析には FEM を使用し、観測点は信号線直上かつ導体シールドから 0.1 mm 上空とした。

これら検討に電磁界解析結果を使用するのは、金属の表面荒さなどの製造誤差の影響を除外するためである。一次・二次定数は MoM、近傍磁界は FEM と、電磁界解析の種類が異なっているが、これは MoM では近傍磁界 SE を評価するための磁界分布が観測できない事、FEM では薄い導体シールドに起因する成分 Δ を算出するために必要となるシールド条件“PEC”の解析設定ができない (PEC と異なる材料を共通の GND に設定できない) 事が関係している。なお、2 種類のシミュレータを併用するにあたり、算出した一次・二次定数が同じとなることをあらかじめ確認している。さらに、FEM では金属内部にもメッシュを生成し、電流密度分布より表皮深さなどが正しく解析できることも確認している。

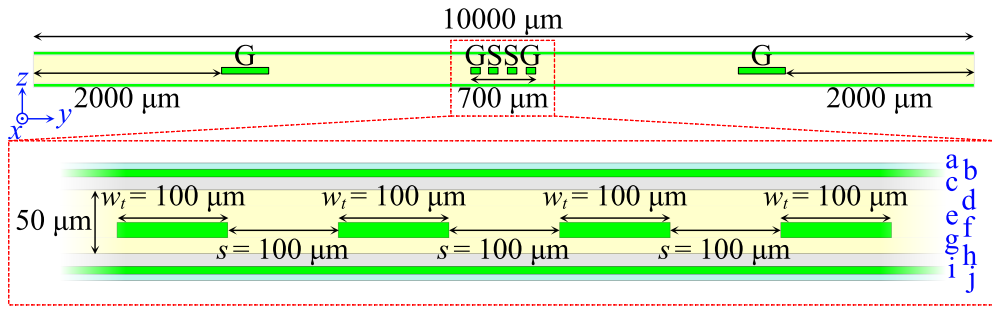


図 6.1 Shielded-FPC の断面図

表 6.1 Shielded-FPC の断面構造

		$t \mu\text{m-thick Ag shield}$
Shield	a: passivation	$5 \mu\text{m}$
	b: shield	$\text{Cu } t \mu\text{m}$
	c: adhesion	$10 \mu\text{m}$
FPC	d: cover lay	Polymide $12.5 \mu\text{m}$
	e: adhesion	$25 \mu\text{m}$
	f: pattern	$\text{Cu foil } 12 \mu\text{m} + \text{Thin coating } 6 \mu\text{m}$
	g: substrate	Polymide $12.5 \mu\text{m}$
Shield	h: adhesion	$10 \mu\text{m}$
	i: shield	$\text{Cu } t \mu\text{m}$
	j: passivation	$5 \mu\text{m}$

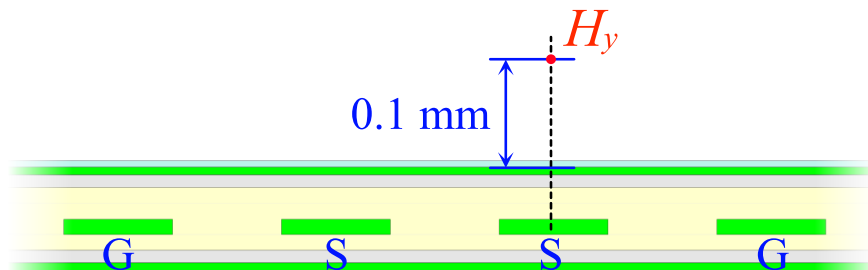


図 6.2 Shielded-FPC の近傍磁界解析モデル

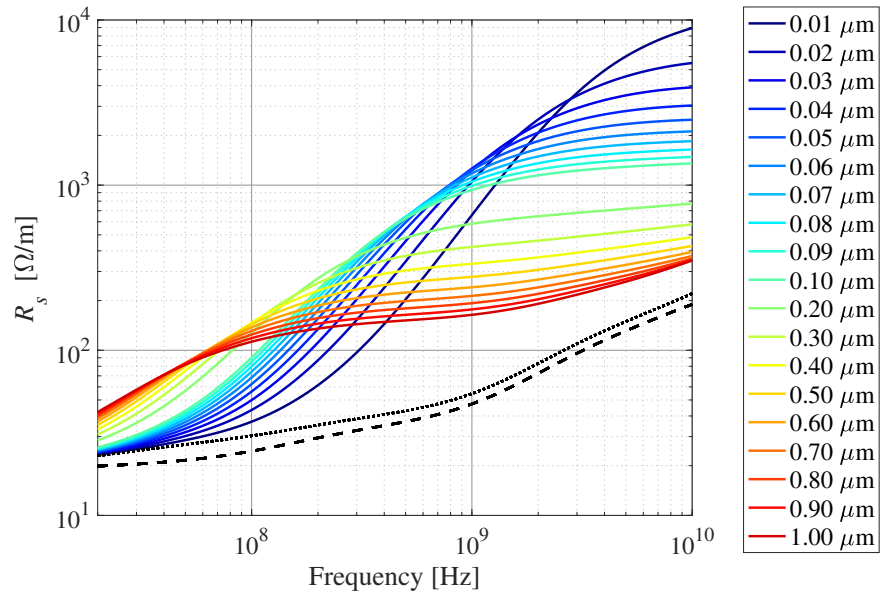
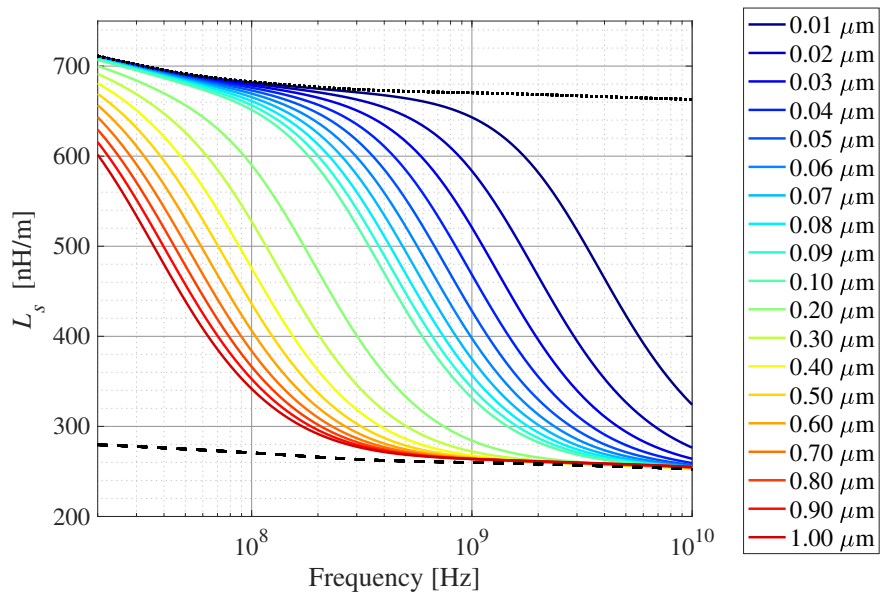
6.2.2 周波数分散の導体厚み依存性

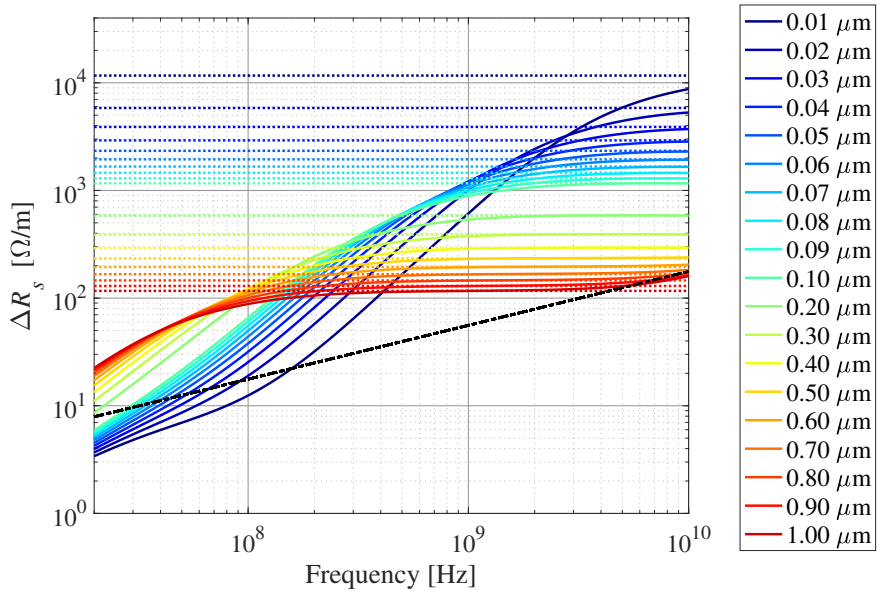
図 6.3 に、MoM により算出した支配的な周波数分散成分 R_s , L_s の導体厚み依存性を示す。ここで、 R_s については見やすいように両対数グラフとし、電磁界解析の電流密度から求めた等価幅から求めた R_{DC} と R_{AC} についても同時にプロットしている。結果から、 R_s , L_s 共に、導体厚みに応じて周波数分散が大きく変化していることが確認できる。

図 6.3 の周波数応答から、薄い導体シールドに起因した周波数分散 ΔR_s , ΔL_s を算出するため、“PEC”との差分を求めた結果を図 6.4 に示す。金属の直流抵抗 R_{DC} は厚みが薄くなるほど高くなっていくが、 ΔR_s はシールド厚みに応じた R_{DC} より小さくなる周波数で、 ΔL_s は“without Shield”より小さくなる周波数でシグモイド関数的に変動していることが確認できる。

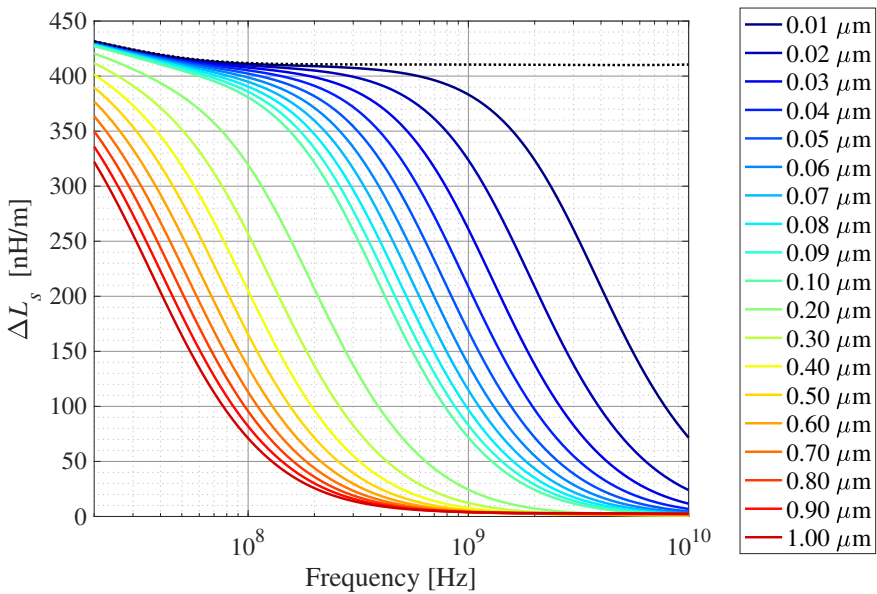
さらにわかりやすくするために、図 6.5 に、 ΔR_s を R_{DC} , ΔL_s を“without Shield” ΔL_s でそれぞれ正規化した結果を示す。すると、導体厚みに応じて周波数分散が徐々に周波数シフトしていくような傾向が確認できる。これは、周波数分散の帯域区分 1 から 3 が、導体厚みに応じて変化していることを意味する。

ΔR_s において、0.1 mm よりも厚い導体シールドでは途中で特性が途切れている。これは、正規化した値が 1 以上、つまり帯域区分 4 の表皮効果による損失増加の影響を徐々に受け始めているためである。

(a) R_s (b) L_s 図 6.3 周波数分散特性 R_s , L_s の導体厚み依存性 (破線: “without Shield”, 点線: “PEC”)

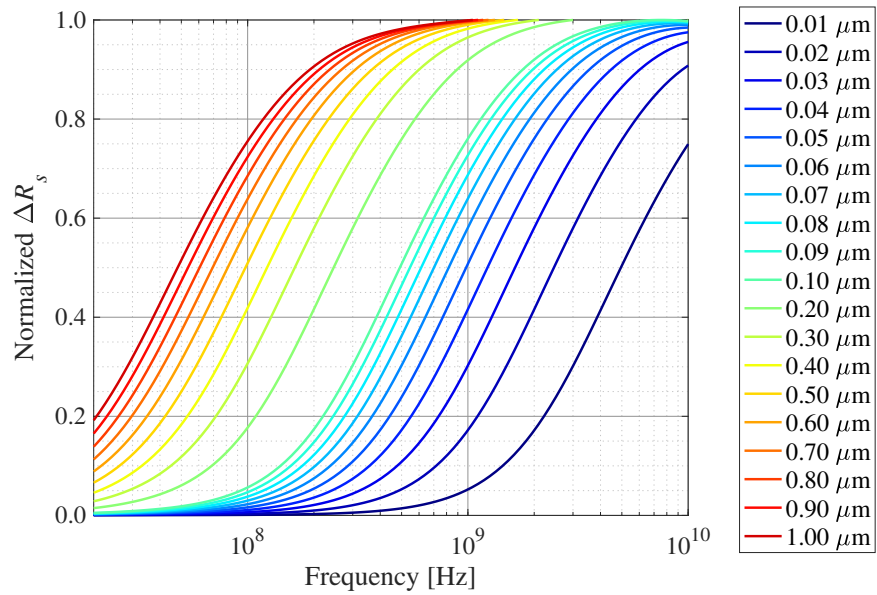
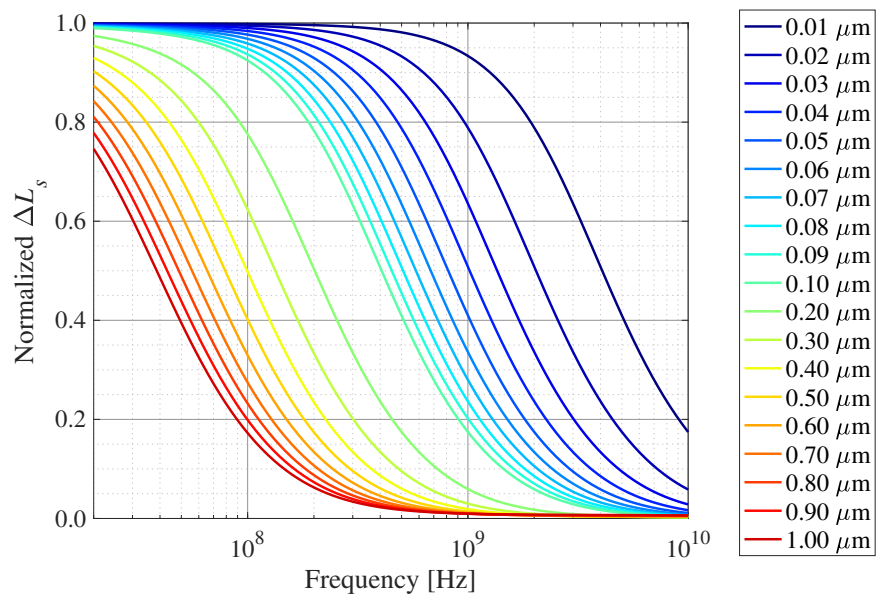


(a) ΔR_s (破線: R_{DC} , 一点鎖線: R_{AC})



(b) ΔL_s (破線: "without Shield")

図 6.4 薄い導体シールドに起因した周波数分散特性 ΔR_s , ΔL_s の導体厚み依存性

(a) Normalized ΔR_s (b) Normalized ΔL_s 図 6.5 正規化した ΔR_s , ΔL_s の導体厚み依存性

6.2.3 周波数分散の導体厚み依存性およびフィッティング定数との関係

図 6.6 に、式 (5.4) のシグモイド関数 $\zeta(f)$ および PSO を用いて探索した、フィッティング定数 α , f_m の導体厚み依存性を示す。

フィッティング定数 α は $\zeta(f)$ の傾きを制御するパラメータである。フィッティング結果より ΔR_s , ΔL_s 共に、 α については、導体シールド厚みが薄くなるほど傾きが急になっていく傾向があることが確認できる。一方、フィッティング定数 f_m は $\zeta(f)$ の中心周波数を制御するパラメータである。フィッティング結果と同時にべき関数による近似結果も示している。この結果から、 ΔR_s , ΔL_s 共に、 f_m は導体シールド厚み t に -1 でほぼ反比例していることが確認でき、ある一定の対応関係があるといえる。

6.2.4 Shielded-FPC の周波数分散と近傍磁界 SE との対応関係

第 5 章で仮定した 4 つの帯域区分に対する物理現象を明確にするため、近傍磁界 SE との対応関係についても検討する。図 6.7 に、線路直上 0.1 mm における近傍磁界 H_y および SE_{H_y} の導体厚み依存性を示す。ここで、図 6.7 (a) において、導体シールド厚みに応じて“without Shield”が変化しているのは、厚みに応じて観測点の高さも変化しているためである。式 (5.1) より求めた SE_{H_y} は、図 6.7 (b) のように規則正しい結果となった。導体厚みによらず、低い周波数では近傍磁界 SE は小さく、ある程度の SE が確保されると一定の傾きで増加することが確認できる。

図 6.6 と図 6.7 の比較から、 ΔR_s が R_{DC} , ΔL_s が 0 にそれぞれ漸近する、つまり帯域区分 3 となる時に、全ての導体シールド厚みで SE が 20 dB 程度であることが確認できる。つまり、周波数分散が発現する周波数は SE が 20 dB より低い周波数であることを意味し、SE が 20 dB より高い周波数では十分に磁界が閉じ込められ、一般的な伝送線路の物理現象と変わらないことを意味している。

この周波数分散と近傍磁界 SE の導体厚み依存性の対応関係から、第 5 章の、帯域区分 1 から 3 の物理現象の解釈およびシグモイド関数を用いた定量的評価の妥当性が実証された。

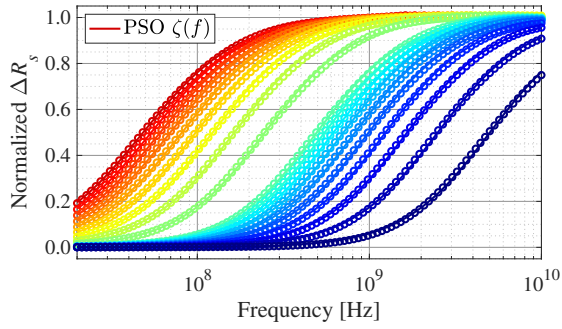
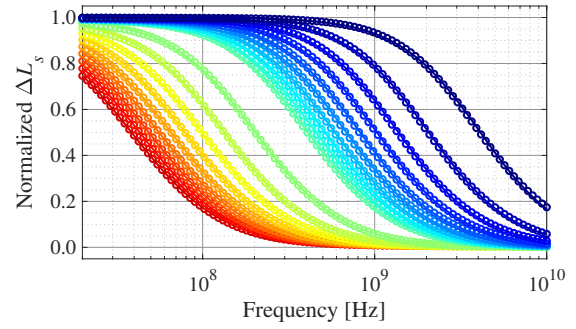
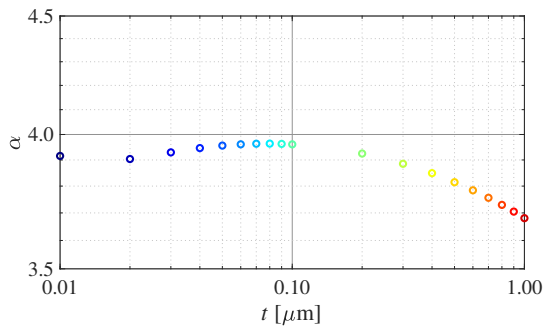
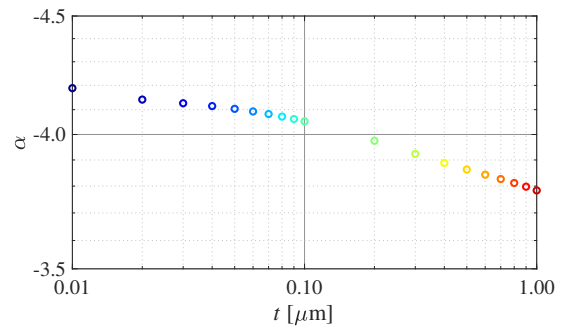
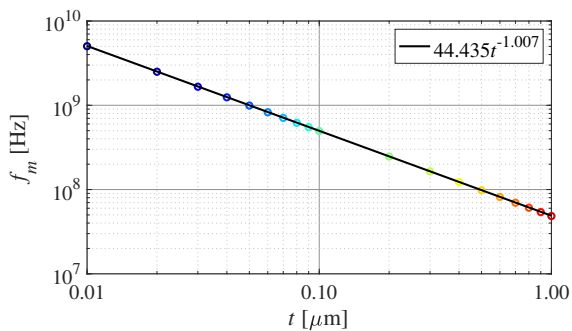
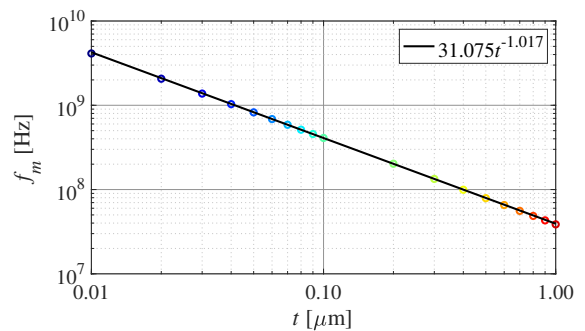
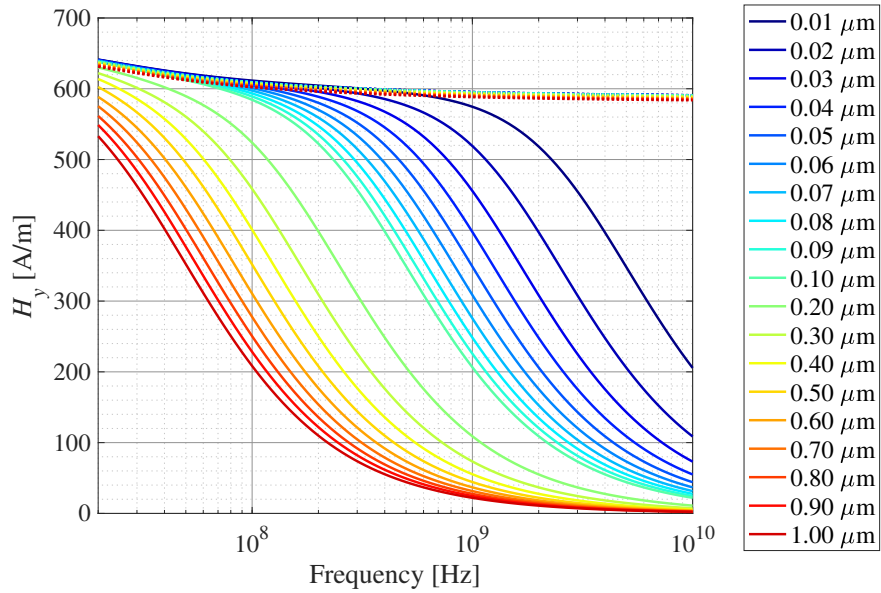
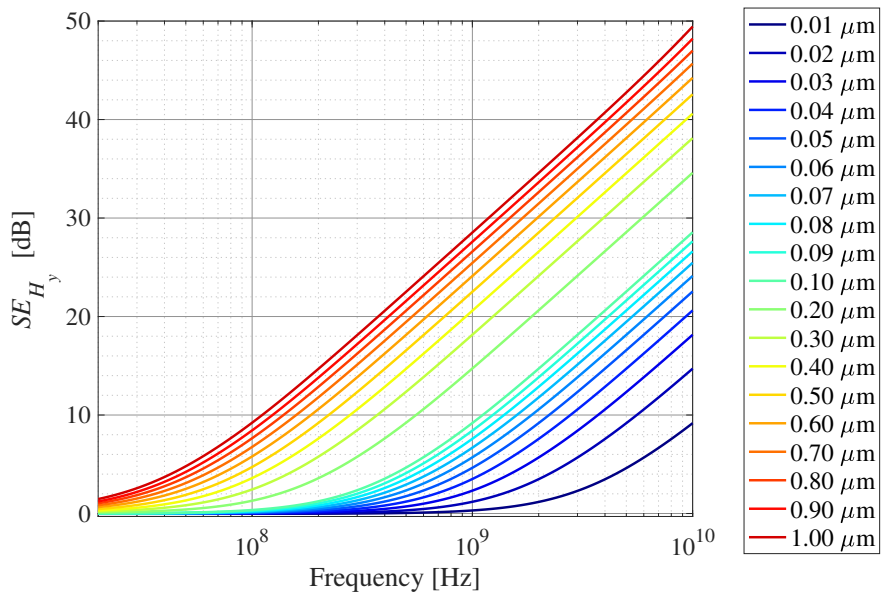
(a) 正規化した ΔR_s (b) 正規化した ΔL_s (c) ΔR_s のフィッティング定数 α (d) ΔL_s のフィッティング定数 α (e) ΔR_s のフィッティング定数 f_m (f) ΔL_s のフィッティング定数 f_m

図 6.6 PSO 手法を用いたシグモイド関数による周波数特性 ΔR_s , ΔL_s の定量的表現 (導体厚み依存性)



(a) 近傍磁界 H_y の周波数応答



(b) シールド効果 SE_{H_y}

図 6.7 近傍磁界シールド効果の導体厚み依存性 (破線: “without Shield”)

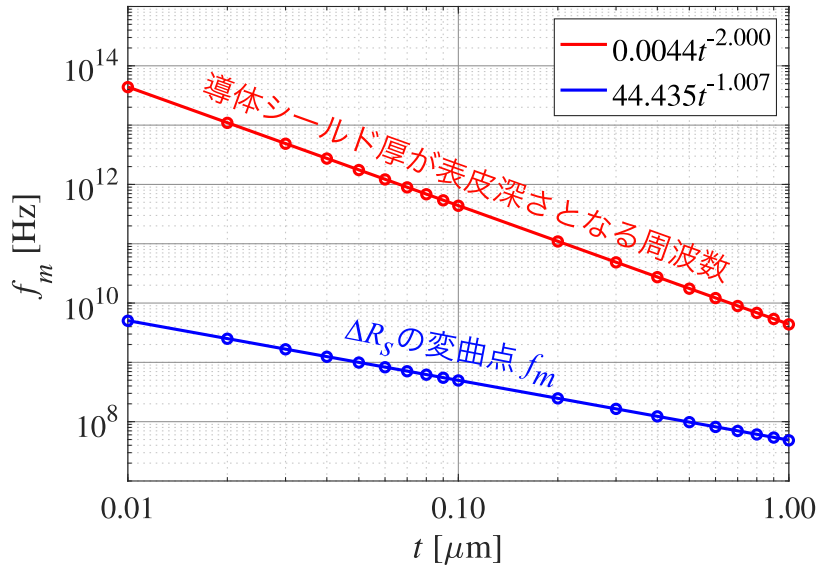


図 6.8 ΔR_s のフィッティング定数 f_m と導体シールドが表皮深さとなる周波数の対応関係

図 6.8 は、 ΔR_s のフィッティング定数 f_m と、導体シールド厚みが表皮深さとなる周波数との対応関係を示したグラフである。十分なシールド効果を持たせるためには、周波数に対する表皮深さよりも厚い導体シールドを使用しなければならないのが一般的な解釈である。しかし、図 6.7 の近傍磁界 SE の観点から、帯域区分 3、すなわち薄い導体シールドが厚い導体シールドと同程度の SE (20 dB 以上) を持つ周波数は、表皮深さとなる周波数より遥かに低い周波数帯域で生じていることがわかる。この現象は既知である吸収損の観点からは説明ができず、一般的な物理現象とは異なる物理現象により近傍磁界 SE が発現している可能性を示した。

6.3 Shielded-FPC の周波数分散および近傍磁界 SE の電磁結合依存性

前節では、周波数分散の導体シールド厚み依存性について明らかにした。これまでの検証では、周波数分散が生じる帯域には近傍磁界 SE と密接な関わりを持っていることを示した。つまり、伝送線路の磁界分布が変われば、周波数分散が生じる帯域にも変化が生じるはずである。本検討では、伝送線路の断面構造の違いにより、支配的電磁結合が異なるモデルについて検証し、周波数分散特性と近傍磁界 SE との対応関係を検証する。

6.3.1 検討モデルと近傍磁界の解析

これまで検討してきた Shielded-FPC モデルは、導体シールドが両面に実装されたコプレーナ型ストリップ差動線路であるため、電磁界結合が複雑であり解釈が難しい。そのため、Shielded-PCB モデルをベースに検討する。

支配的な電磁結合を判別するために、ここではクロストーク係数を用いた。本来、クロストーク係数は、インダクタンス行列やキャパシタンス行列などの結合定数を用いて定義するのが一般的である。しかし、本論文では設計ガイドラインとの紐付けを想定しているため、クロストーク係数は差動線路の誘電体厚 h と線路間隔 s の比として定義した。

図 6.9 に、電磁結合依存性の検証するための、差動伝送 Shielded-PCB モデルを示す。基本的なモデルは、導体シールド未実装時に、線路幅 $w_t = 2.05 \text{ mm}$, $s = h = 1.53 \text{ mm}$ で $\frac{h}{s} = 1$ の時に $Z_{DM} = 100 \Omega$ となるような差動線路である。このパラメータを基準として、 s のみ $\pm 1 \text{ mm}$ の範囲で 0.1 mm ステップずつずらしていった時の、計 21 パターンの周波数分散の変化について検討した。クロストーク係数が 1 より大きいほど伝送線路間の電磁界結合が支配的となり、1 より小さいほど伝送線路と GND 間の電磁結合が支配的となることを意味している。このモデルに薄い導体シールド “Ag $0.1 \mu\text{m}$ ” を実装した時の一次・二次定数について、FEM を用いて算出した。このモデルの場合、導体シールドは GND に接地されないことから、FEM でも “PEC” 条件を解析可能である。

また、近傍磁界および SE は、これまでの議論と同様に、線路直上かつ導体シールドより 0.1 mm 上空の近傍電磁界を FEM を用いて解析した。

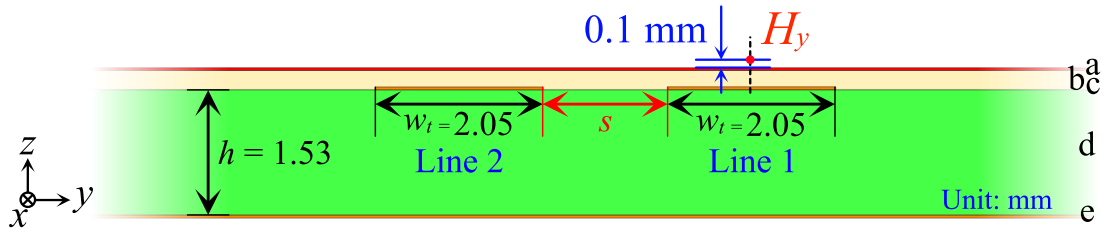


図 6.9 Shielded-PCB の断面図と近傍磁界の解析モデル

6.3.2 電磁結合の評価指標と妥当性

本論文では、電磁結合の度合いを表す指標として、クロストーク係数 $\frac{h}{s}$ を使用した。これは、線路間隔 s が狭いほど係数は大きく、逆に無限に離れている場合には 0 と定義でき、電磁結合強度との対応がとりやすいためである。

一方で、差動線路におけるクロストーク係数は、一般的には差動インピーダンス Z_{DM} やコモンモードインピーダンス Z_{CM} 、インダクタンス行列 \mathbf{L} やキャパシタンス行列 \mathbf{C} といった結合定数を用いた次式のクロストーク係数が使用される。

$$\xi = \frac{Z_{DM} - Z_{CM}}{Z_{DM} + Z_{CM}} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{-C_{12}}{C_{11}} + \frac{L_{12}}{L_{11}} \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{C_m}{C_{1g} + C_m} + \frac{M}{L_1} \right\} \quad (6.1)$$

$$\xi_{DM} = \frac{1 - C_{12}}{2 C_{11}} = \frac{1}{2} \frac{C_m}{C_{1g} + C_m} \quad (6.2)$$

ここで、 ξ は電界および磁界結合を考慮した場合、 ξ_{DM} は電界結合のみを考慮した場合のクロストーク係数である。

これらクロストーク係数による評価指標と、本論文の定義 $\frac{h}{s}$ の対応関係から、電磁結合の度合いが正しく評価可能かを検証した。図 6.10 に、電磁結合の度合いを示す評価指標の妥当性検証結果を示す。

結果から、それぞれのクロストーク係数とは線形的な対応関係があることが確認でき、3つの指標 $\frac{h}{s}$ 、 ξ 、 ξ_{DM} のどれを用いても、電磁結合の度合いを問題なく評価できることを示した。

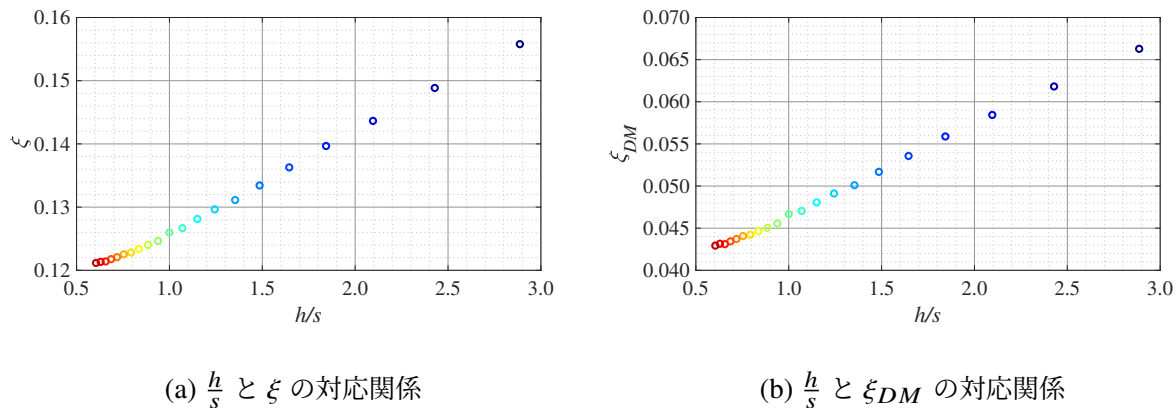


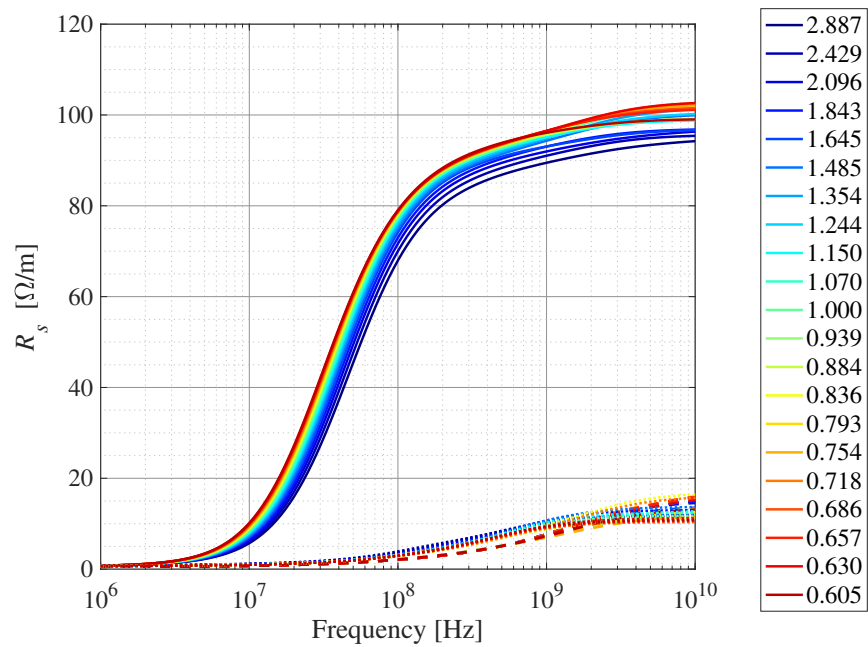
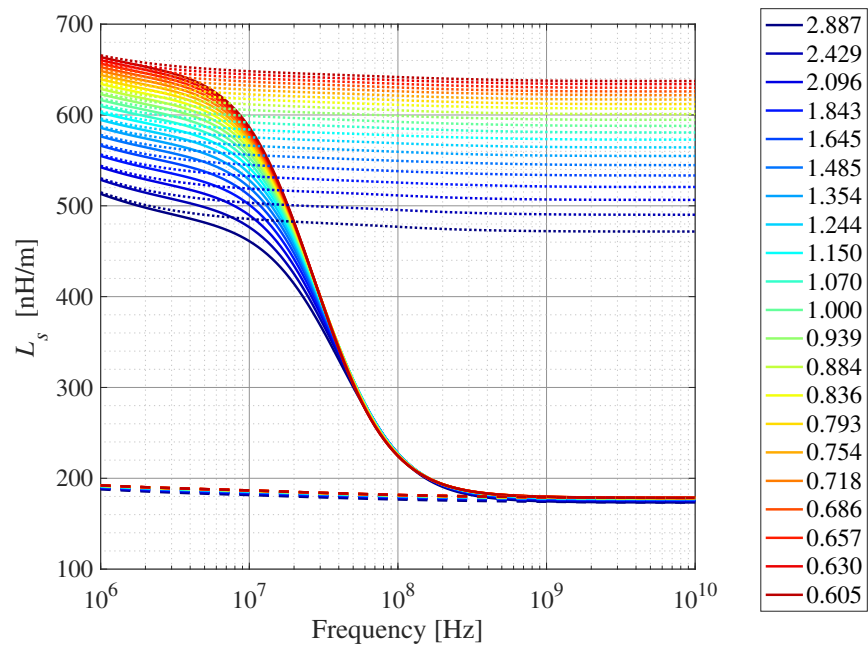
図 6.10 電磁結合の度合いを示す評価指標の妥当性

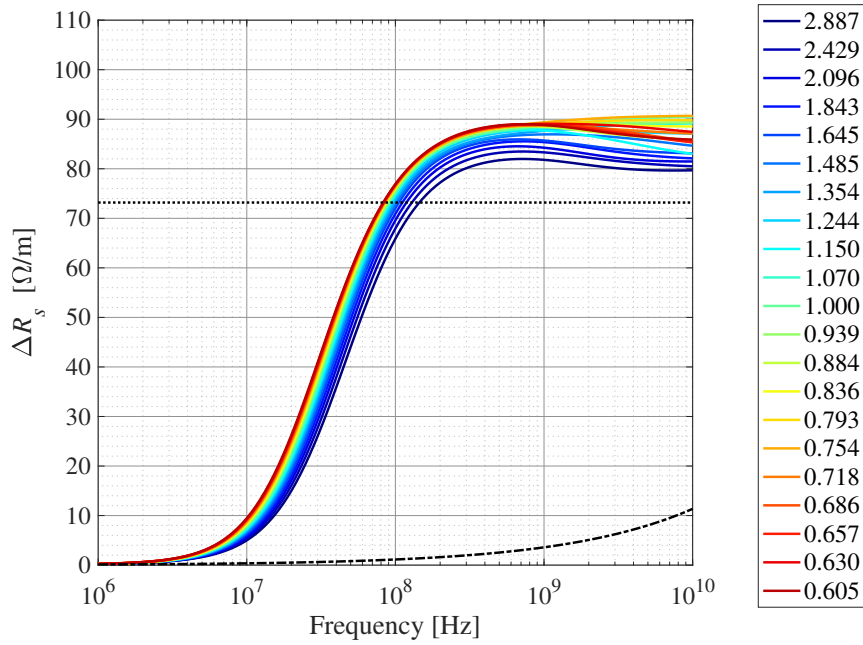
6.3.3 周波数分散の電磁結合依存性

図 6.11 に、FEM により算出した支配的な周波数分散成分 R_s 、 L_s の導体厚み依存性を示す。ここで、 R_s については、電磁界解析の電流密度から求めた等価幅から求めた R_{DC} と R_{AC} についても同時にプロットしている。ここで、凡例はクロストーク係数 $\frac{h}{s}$ の値を示している。結果から、 R_s 、 L_s 共に、クロストーク係数の違いによっても、周波数分散が若干変化していることが確認できる。

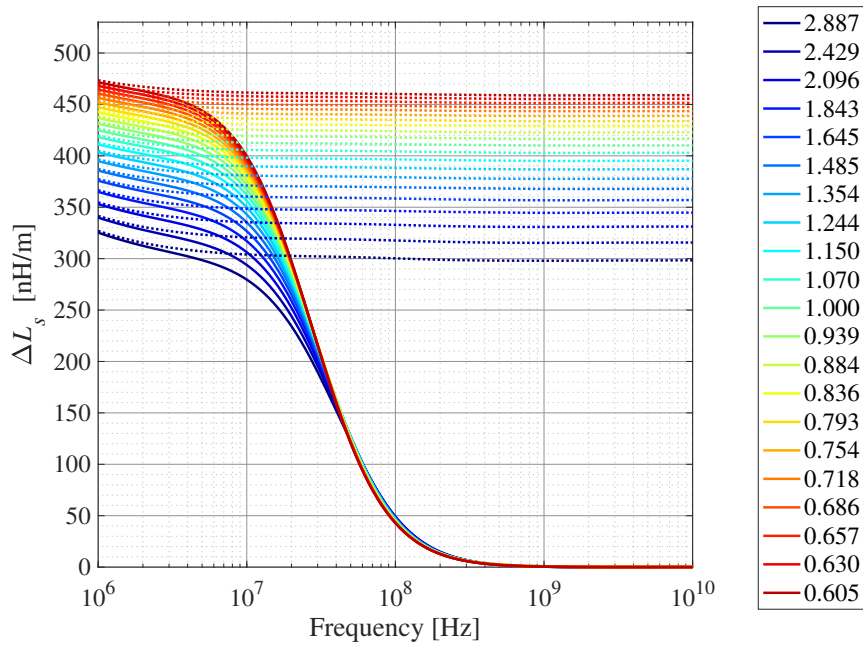
図 6.11 の周波数応答から、薄い導体シールドに起因した周波数分散 ΔR_s 、 ΔL_s を算出するため、“PEC” との差分を求めた結果を図 6.12 に示す。このモデルでは、電流密度から求めた等価幅を用いて理論計算した R_{DC} と、帯域区分 3 の R_s の値にずれが生じている。さらに、 ΔL_s についても“without Shield”の最大値が変化していることが確認できる。これは、電磁界結合の変化により、上空の近傍磁界強度が変化していることを意味する。

さらにわかりやすくするために、図 6.13 に、 ΔR_s を R_{DC} 、 ΔL_s を“without Shield” ΔL_s でそれぞれ正規化した結果を示す。 ΔR_s については R_{DC} がずれ正規化ができないことから、 ΔL_s より判断した帯域区分 3 となる周波数 1 GHz の値で正規化することで、シグモイド曲線を算出した。結果から、クロストーク係数に応じて、周波数分散が若干周波数シフトしていくような傾向が確認できる。これは、導体シールド厚みが同じでも、電磁結合の違いによって周波数分散の帯域区分 1 から 3 が変化することを意味する。

(a) R_s (b) L_s 図 6.11 周波数分散 R_s , L_s の電磁結合依存性 (破線: “without Shield”, 点線: “PEC”)

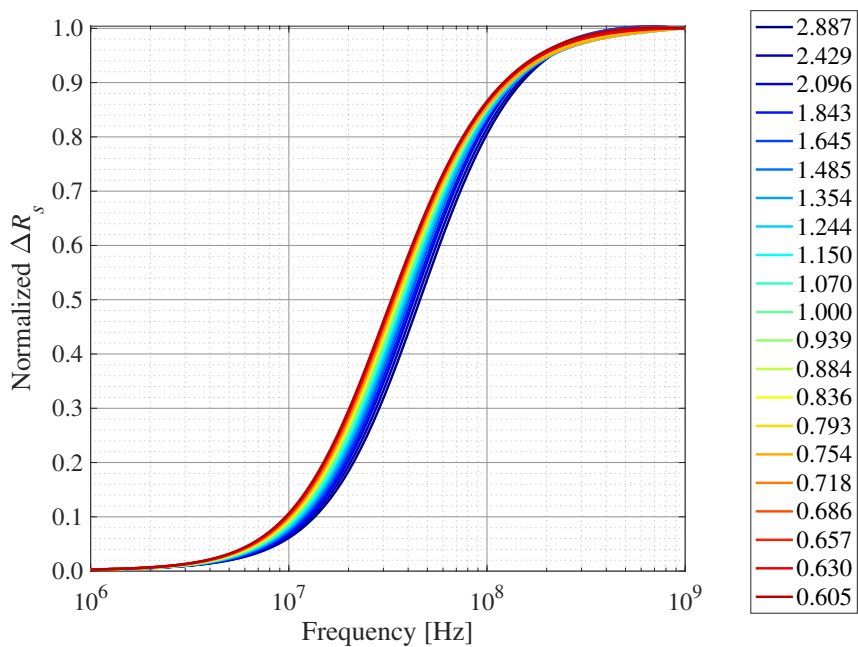
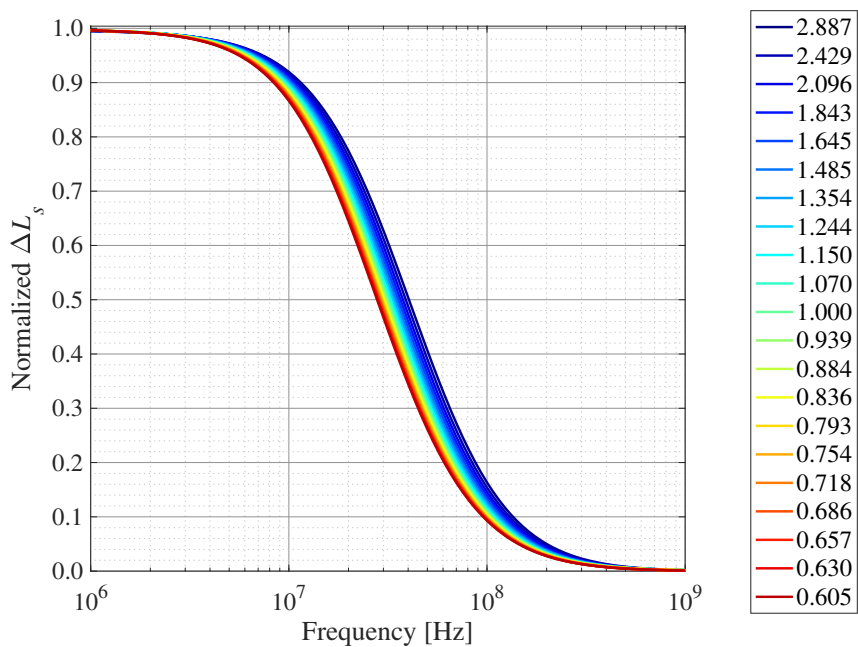


(a) ΔR_s (破線: R_{DC} , 一点鎖線: R_{AC})



(b) ΔL_s (破線: “without Shield”)

図 6.12 薄い導体シールドに起因した周波数分散特性 ΔR_s , ΔL_s の電磁結合依存性

(a) Normalized ΔR_s (b) Normalized ΔL_s 図 6.13 正規化した ΔR_s , ΔL_s の電磁結合依存性

6.3.4 周波数分散の電磁結合依存性およびフィッティング定数との関係

図 6.14 に、式 (5.4) のシグモイド関数 $\zeta(f)$ および PSO を用いて探索した、フィッティング定数 α , f_m の電磁結合依存性を示す。

フィッティング結果より ΔR_s , ΔL_s 共に、 α については、クロストーク係数の違いによるあまり大きな変化は見られなかった。一方、フィッティング定数 f_m については、クロストーク係数とある一定の関係があることが確認でき、べき関数による近似結果から、 $\frac{h}{s}$ の 5 累乗根に比例するような傾向が得られた。

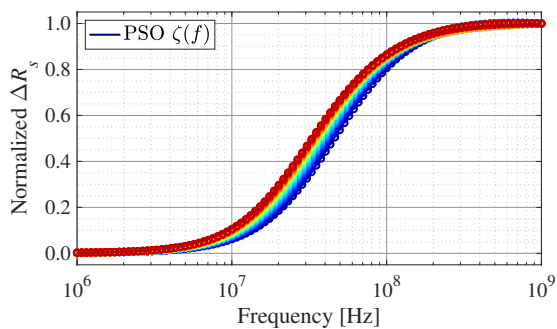
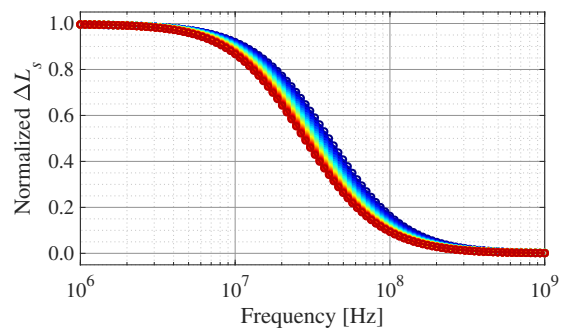
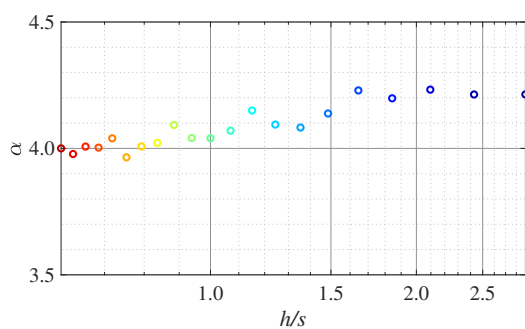
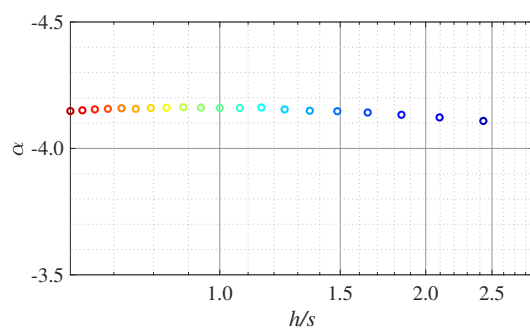
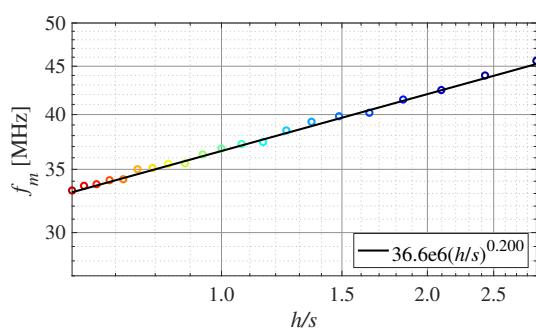
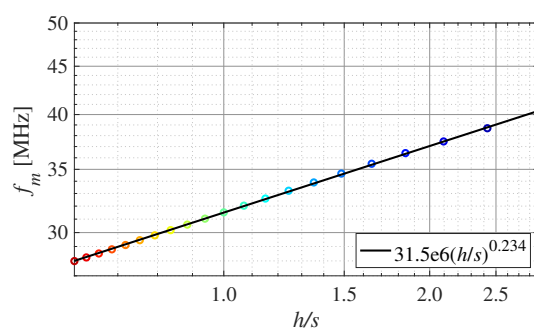
(a) 正規化した ΔR_s (b) 正規化した ΔL_s (c) ΔR_s のフィッティング定数 α (d) ΔL_s のフィッティング定数 α (e) ΔR_s のフィッティング定数 f_m (f) ΔL_s のフィッティング定数 f_m

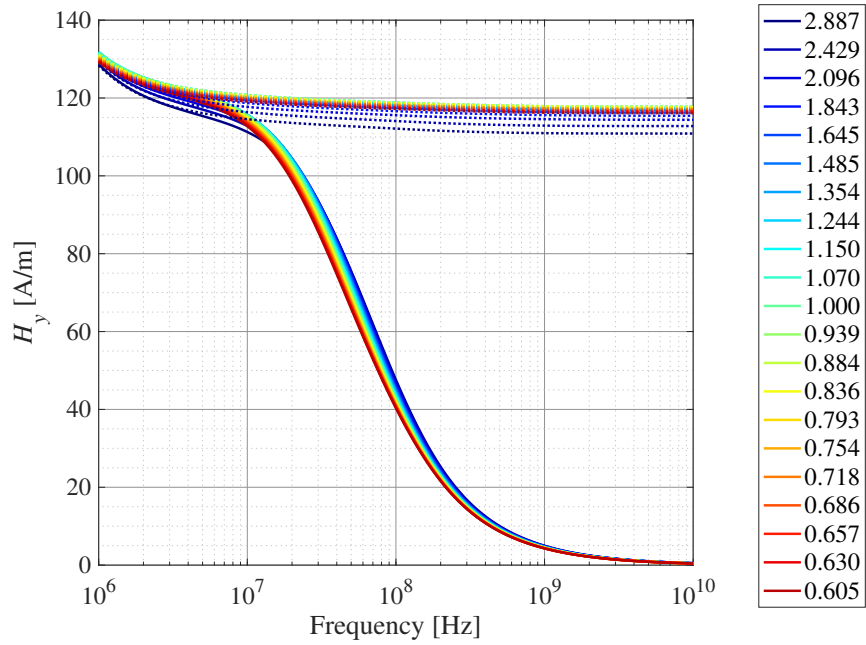
図 6.14 PSO 手法を用いたシグモイド関数による周波数特性 ΔR_s , ΔL_s の定量的表現 (電磁結合依存性)

6.3.5 Shielded-FPC の周波数分散と近傍磁界 SE との対応関係

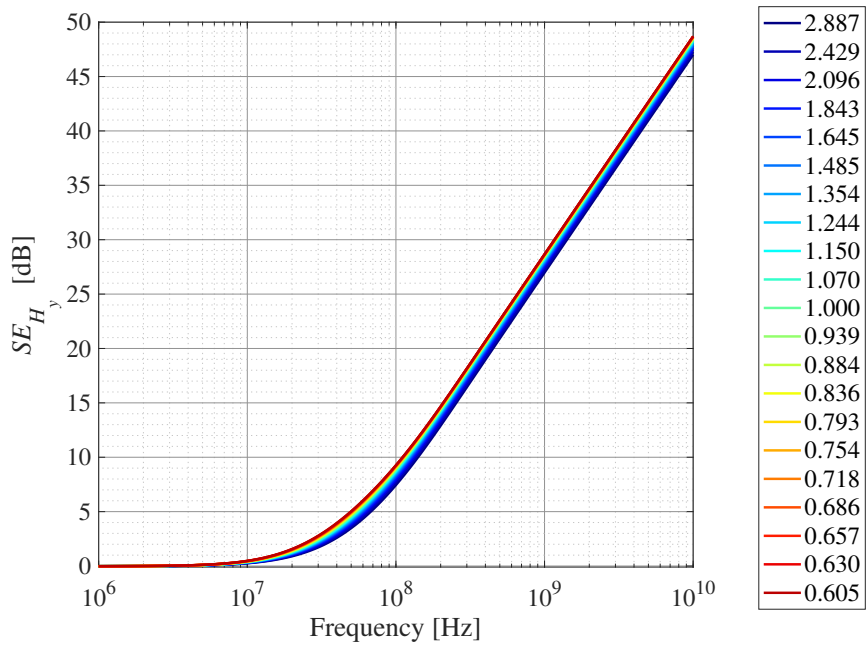
図 6.15 に、線路直上 0.1 mm における近傍磁界 H_y および SE_{H_y} の電磁結合依存性を示す。ここで、図 6.15 (a) において、クロストーク係数に応じて“without Shield”が変化しているのは、支配的な電磁結合の変化により、場所により電磁界強度が変化しているためである。式 (5.1) より求めた SE_{H_y} は、図 6.15 (b) のように周波数分散特性と同様に若干シフトした規則正しい結果となった。SE が 20 dB を超える周波数も同時にシフトしており、この違いが帯域区分 1 から 3 の周波数シフトに関係していると考えられる。

差動励振においては、線路間が強結合なほど、外部に広がる磁界は少なくなる [48]。しかし、導体シールド実装の観点からすれば、元から線路間が弱結合で外部へ広がる磁界が多い方が、未実装・実装時で近傍磁界を抑え込む力、いわゆるシールド効果が相対的に大きく見えるために、このような帯域シフトが生じているといえる。

これらの結果から、同じ導体シールド厚みでも、伝送線路間の結合が強いほど高い周波数に周波数分散がシフトすることが明らかとなった。言い換えると、同じ導体シールド厚みでも、線路間の電磁結合を弱めるように若干線路を離すことで、周波数分散を低い周波数にシフトさせることができることを意味している。



(a) 近傍磁界 H_y の周波数応答



(b) シールド効果 SE_{H_y}

図 6.15 近傍磁界シールド効果の導体厚み依存性

6.4 まとめ

本章では、薄い導体シールドを実装した伝送線路の近傍磁界 SE の観点から、なぜ一次定数の R_s と L_s に周波数分散が生じるのかについて明らかにした。薄い導体シールドに起因した損失成分 ΔR_s の周波数特性と、一般的な伝送線路で生じる物理現象の考え方にに基づき、4つの大きな帯域区分が可能であることも示した。特に、区分1から3の周波数分散 ΔR_s と ΔL_s は近傍磁界 SE と同様に S 字曲線的に変化しており、この Shielded-FPC・PCB 特有の周波数分散特性がシグモイド関数により表現できることを示した。

一方で、設計パラメータの観点からは、導体シールドの厚みは帯域区分1から3の周波数分散が生じる帯域と反比例の関係があることを示した。ここで、周波数分散が区分3に漸近する周波数での近傍磁界 SE は必ず 20 dB を超えるような値であり、近傍磁界 SE の観点からも反比例の関係を示した。ただし、表皮深さとの対応関係は見られず、これまで明らかとなっているシールドメカニズムとは異なる物理現象であることを明らかとした。

さらに、断面構造に対する電磁結合の違いによっても周波数分散が生じる帯域が変化することがわかり、グラウンドに対し伝送線路間の結合が強い（クロストーク係数が大きい）ほど周波数分散を高周波側にシフト可能であることも示した。これは、クロストーク係数を変化させることで、同じ導体シールド厚みでも周波数分散の発現帯域をコントロールできることを意味しており、設計上どうしても導体シールド厚みを変えられない場合に有効である。

このように、導体シールドの設計条件から周波数分散が生じる帯域を推定することが可能となり、設計ガイドラインの構築が期待できる。

第 7 章

Shielded-FPC の設計ガイドラインの構築

7.1 はじめに

.....

ここまでに得られた知見に基づいて、信号品質を保ちつつ EMI を抑制可能な導体シールドを設計していく上での重要なポイントを整理する。

.....

7.2 Shielded-FPC の周波数分散の推定

Shielded-FPC の周波数分散は、導体シールドに起因する成分 ΔR_s , ΔL_s に着目すると、4つの周波数帯域区分とシグモイド関数により次式を用いて近似的に表現できる。

$$\Delta R_s = \left(\frac{1}{\sigma w t \{1 + e^{\alpha(f_m - f)}\}} \Big|_{\text{Band 1-3}}, \frac{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}{\sigma w} \Big|_{\text{Band 4}} \right) \quad (7.1)$$

$$\Delta L_s = \frac{\Delta L_s | \text{“without Shield”}}{1 + e^{\alpha(f_m - f)}} \Big|_{\text{Band 1-4}} \quad (7.2)$$

ここで、実際の Shielded-FPC 全体の周波数分散を推定するためには、上式を典型的な伝送線の RLGC 等価回路モデルに足し合わせることで表現できる。なお、 C_s は近傍電界の十分な SE により一定、 G_s は誘電体基板の損失と周波数に応じて増加する既知の特性として表現できる。

ただし、断面形状から ΔR_s と ΔL_s を直接推定することは困難であり、電磁界解析等を使用した Δ 成分の抽出が必須となる。第3章、第4章の実験的算出法の提案によって、電磁界解析の妥当性は示されている。しかし、Shielded-FPC のように微細なモデルでは、電磁界解析による製造誤差等を考慮した正確な評価は困難であることに注意する必要がある。試作サンプルがある場合には、実験的算出法により解析結果に対して周波数分散特性のフィードバックが可能である。なお、近傍磁界のシールド効果を測定・解析することでも、20 dB を超える周波数から帯域区分3となる周波数帯域を推定可能である。

ユーザー任意の断面形状に対する Shielded-FPC の一次・二次定数が算出できれば、本論文の定量的表現を活用することで、導体シールド厚み等の設計パラメータで周波数分散の生じる帯域を推定し、コントロールできるようになる。次節では、周波数分散を考慮した伝送線路設計について検討する。

7.3 Shielded-FPC の周波数分散を考慮した設計

周波数分散を考慮した設計をする上で最も重要となるのが信号伝送の周波数である。FPC は製品内部における相互接続ケーブルとして幅広く利用されており、様々な高速伝送規格に用いられる。高速規格としては PCI Express や USB, Thunderbolt など広帯域かつ複数レーンを使用したものが数多く規格化されている [49]。基本的にはデジタル信号が用いられるが、近年ではその伝送速度（データレート）は1レーンあたり 20 Gbps にも達する。

デジタル信号は 1, 0 のデータのみで情報を伝送するため、データパターンによっては周波数が変わってくる。例えば 20 Gbps では、その基本周波数（ナイキスト周波数）は 10 GHz となる。しかしこのナイキスト周波数は 1, 0 のデータが交互に繰り返した場合の最大周波数であり、1 や 0 が連続する場合にはこれよりも低い周波数となる。一方で、デジタル信号を取り扱う以上、矩形波による高調波も発生することとなり、伝送信号における実際の周波数の予測が難しいのが現状である。このランダムデジタル信号の周波数スペクトラムは、低い周波数からナイキスト周波数に至るまで線形的に増加し、約 94% の成分が含まれていることが報告されている [50]。残りの約 6% はナイキスト周波数を超える高い周波数成分であるが、支配的なのはナイキスト周波数よりも低い周波数成分である。

こうしたデジタル信号線に Shielded-FPC が使用された際の周波数分散の影響を確認するため、EYE パターンにより信号品質を評価した。検討モデルは、第6章2項の導体厚み依存性を評価したモデルと同様で、代表として “without Shield”, “Cu 1.00 μ m”, “Cu 0.30 μ m”, “Cu

0.10 μm ”, “Cu 0.03 μm ”, “Cu 0.01 μm ” の 6 種類について評価した。

ランダムデジタル信号は立ち上がり・下がり時間共に 10 ps とし、データレートは 1 Gbps, 5 Gbps, 10 Gbps の 3 パターンとした。

Shielded-FPC の透過特性 S_{dd21} は、第 6 章 2 項の RLGC 等価回路モデルに対して状態変数法 [51] を適用することで算出した。また、EYE パターンについても RLGC 等価回路モデルおよび伝送特性に基づく理論解析により算出した。Shielded-FPC の物理長は、一般的な長さである 100 mm とした。

図 7.1, 7.3, 7.5 に Shielded-FPC 線路長 100 mm における透過特性 S_{dd21} を、図 7.2, 7.4, 7.6 にそれぞれ 1 Gbps, 5 Gbps, 10 Gbps における EYE パターンを示す。

1 Gbps の EYE パターンでは、“Cu 1.00 μm ” といった厚めの導体シールドよりも “Cu 0.01 μm ” といった薄い導体シールドの方が、立ち上がりが鈍っているものの EYE パターンが開いており、信号品質が良くなっていることがわかる。これは、周波数分散 ΔR_s によって説明が可能である。図 6.4 (a) より、1 Gbps のナイキスト周波数 500 MHz 付近では、“Cu 1.00 μm ” は帯域区分 3 の直流抵抗値であり、“Cu 0.01 μm ” は帯域区分 2 で周波数分散が生じている帯域であることがわかる。そのため、シールド厚みが薄いにもかかわらず、厚い導体シールドよりも損失が低くなるという逆転現象が起き、EYE パターンが開いていると考えられる。帯域区分 2 の周波数分散の影響が、立ち上がり時間の訛りにも影響しているといえる。

5 Gbps の EYE パターンでは、“Cu 0.30 μm ” よりも薄い導体シールドについては全てパターンが潰れてしまっていることがわかる。図 6.4 (a) より、5 Gbps のナイキスト周波数 2.5 GHz 付近では、0.1 μm オーダーでは既に帯域区分 3 の直流抵抗値となっているが、導体シールドが薄いために損失も大きく、ほとんど信号が透過できていないと考えられる。“Cu 1.00 μm ” においては、“without Shield” と比べジッタにそこまで違いは見られないが、表皮効果の影響により損失が多少大きくなっている。10 Gbps の EYE パターンにおけるナイキスト周波数 5 GHz においても、5 Gbps と同様の傾向が見られた。本検討モデルは、高密度配線を想定しているために、導体シールド実装時・未実装時共に差動インピーダンス Z_{DM} は 100 Ω となるようには設計されていない。そのため、帯域区分 3 となる周波数では $Z_{DM} = 50 \Omega$ 程度となり、線路不整合の影響が非常に大きくなる。反射が大きく Shielded-FPC に入射する信号がそもそも少ない分、損失が大きい薄い導体シールドではほとんど信号が透過しないと考えられる。また、薄い導体シールドかつ高周波信号を扱う場合には、伝送線路長をより短くする必要があるといえる。

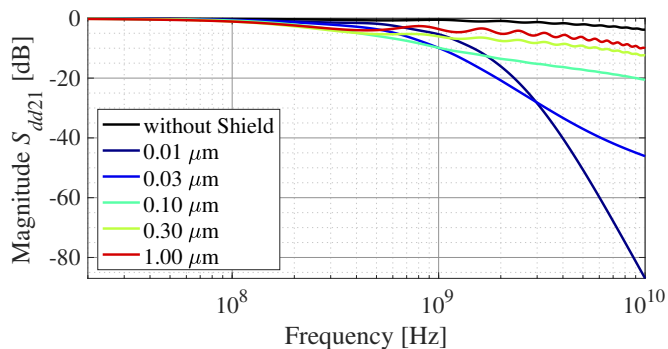
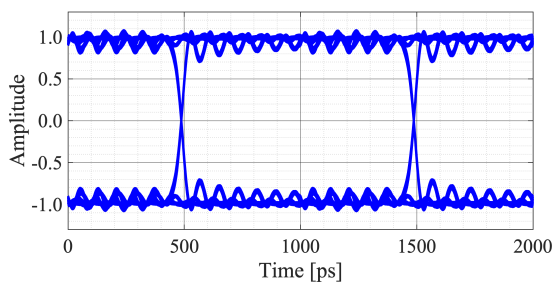
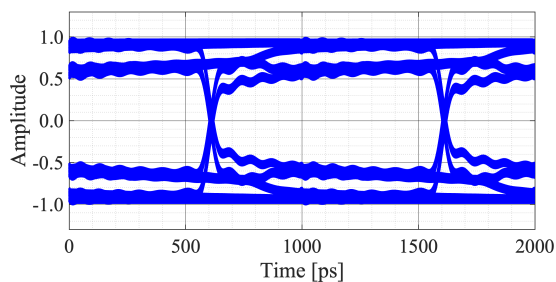


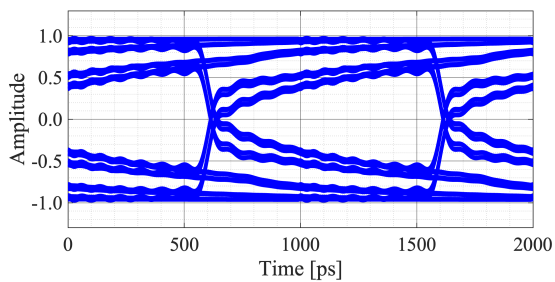
図 7.1 Shielded-FPC の透過特性 S_{dd21} 100 mm



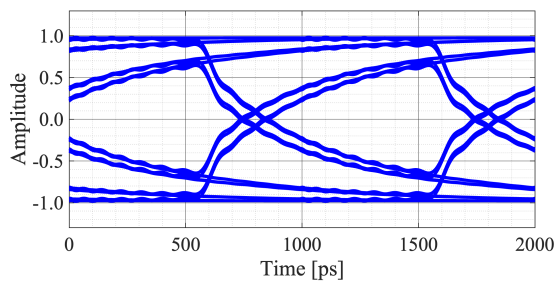
(a) “without Shield”



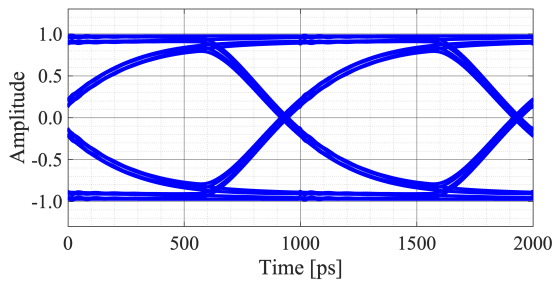
(b) “Cu 1.00 μ m”



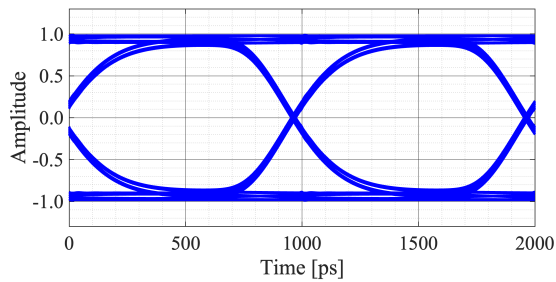
(c) “Cu 0.30 μ m”



(d) “Cu 0.10 μ m”



(e) “Cu 0.03 μ m”



(f) “Cu 0.01 μ m”

図 7.2 EYE パターン Shielded-FPC 100 mm (1 Gbps)

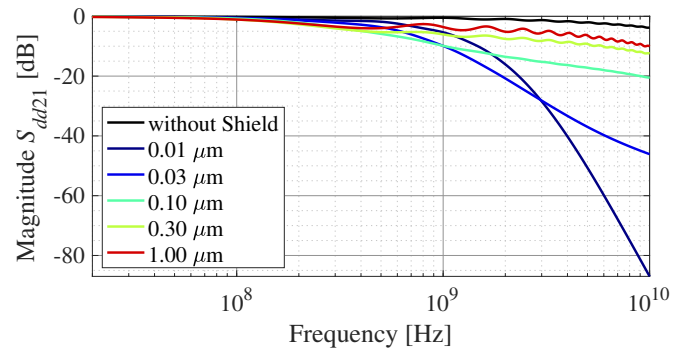
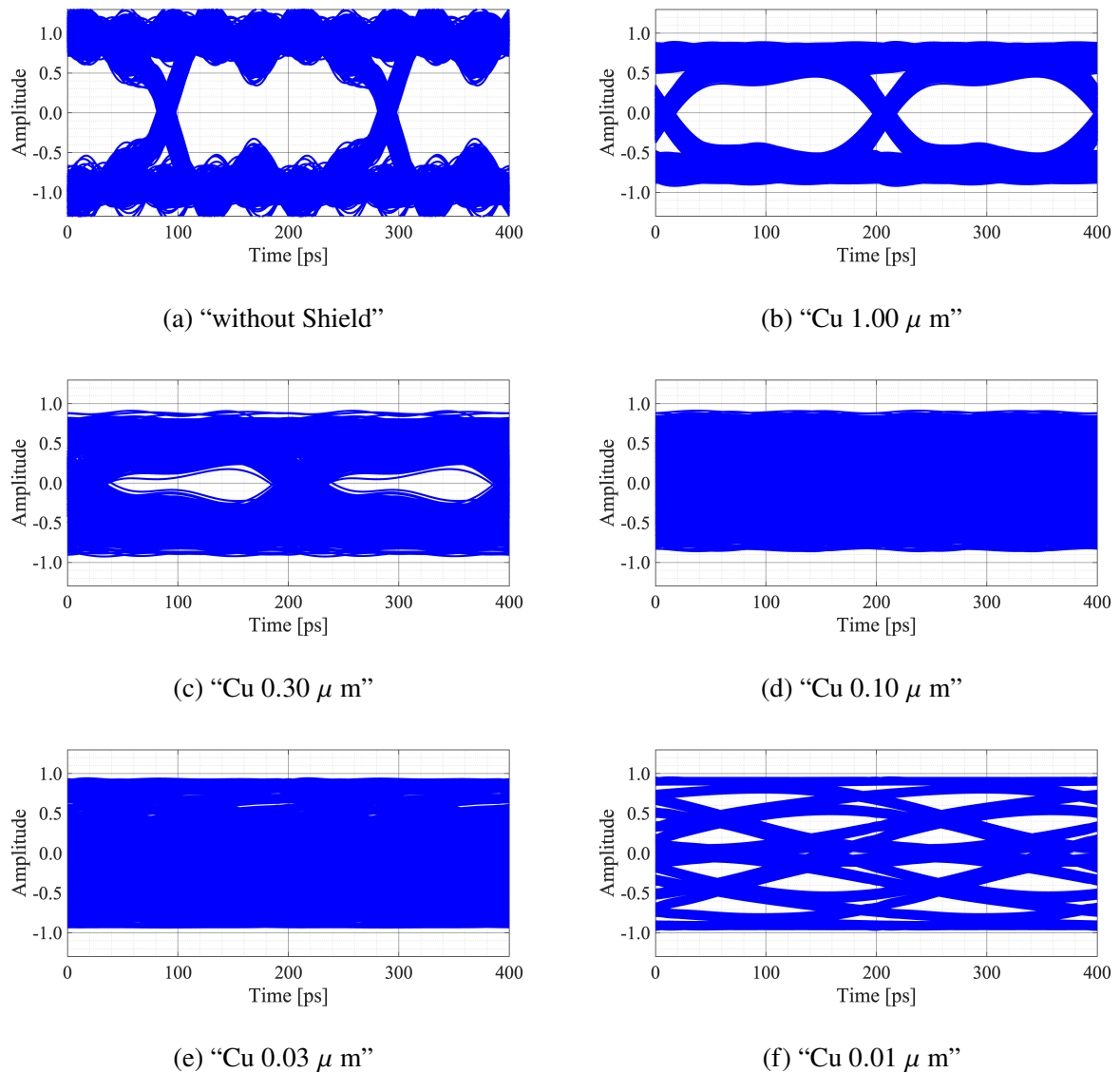
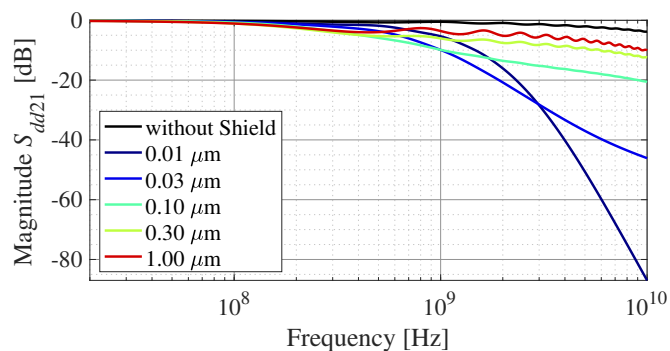
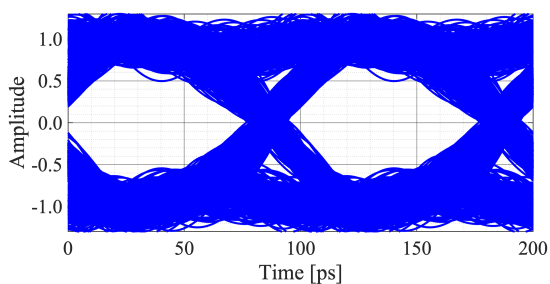
図 7.3 Shielded-FPC の透過特性 S_{dd21} 100 mm

図 7.4 EYE パターン Shielded-FPC 100 mm (5 Gbps)

図 7.5 Shielded-FPC の透過特性 S_{dd21} 100 mm

(a) “without Shield”

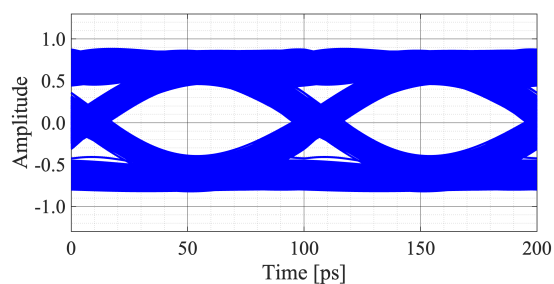
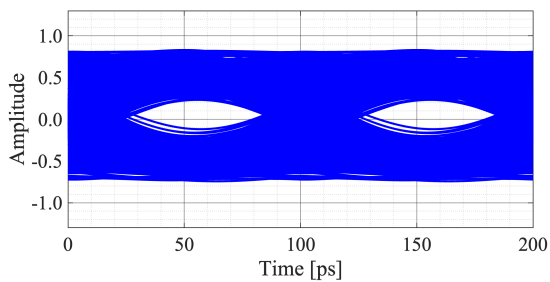
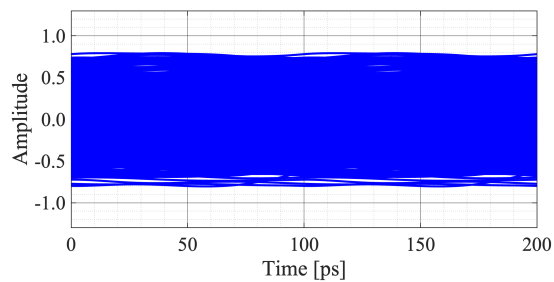
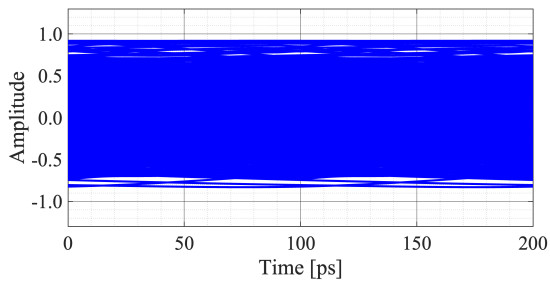
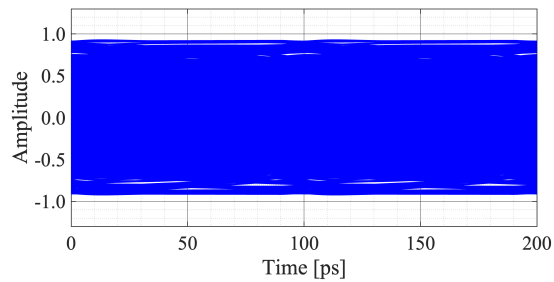
(b) “Cu 1.00 μ m”(c) “Cu 0.30 μ m”(d) “Cu 0.10 μ m”(e) “Cu 0.03 μ m”(f) “Cu 0.01 μ m”

図 7.6 EYE パターン Shielded-FPC 100 mm (10 Gbps)

7.4 設計に関するノウハウ

7.4.1 推奨設計

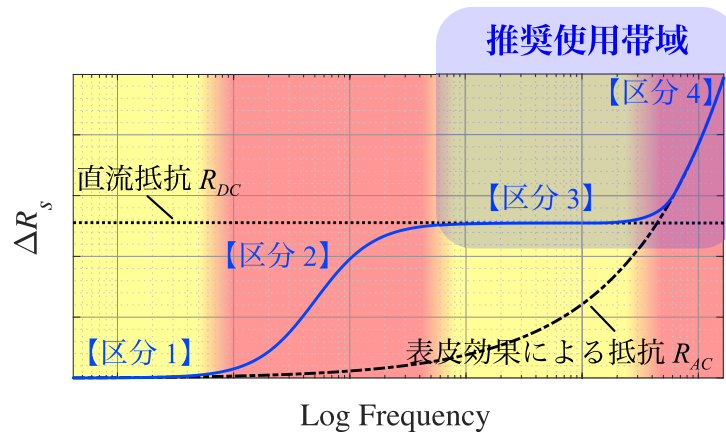


図 7.7 推奨使用帯域

薄い導体シールドに起因する帯域区分 1 から 3 では、 R_s と L_s の周波数分散によって Z_{DM} や v_p も大きく変化するため、回路不整合や立ち上がり波形の訛り等、数多くの問題を引き起こす。また、導体シールドによる EMC 対策の観点では、区分 1 から 2 にかけては十分なシールド効果が得られず、区分 3 となるとシールド条件“PEC”と同等のシールド性能を担保可能となる。以上から、シールド性能が担保されつつ、一般的な物理現象に基づく周波数分散が発現する区分 3 以降の帯域での使用を前提かつ推奨する。また、区分 3 で基準インピーダンスとなるように設計することで、Shielded-FPC 接続部での反射を限りなく小さくすることができ、より損失が大きい薄い導体シールドでもある程度信号品質を担保できる可能性がある。薄い導体シールドを帯域区分 2 で使用することでも信号品質を担保することができるが、シールド効果の観点からは全く効果がないため注意が必要である。

導体シールドの厚みと帯域区分 1 から区分 3 は反比例の関係があることから、使用周波数に応じて導体シールド厚みを調整し区分 3 の帯域を変化させることも可能である。（例：導体シールド厚みを 0.1 倍 → 周波数分散の生じる帯域は 10 倍高くなる）

さらに、導体シールドを変更できない制約がある場合には、断面形状を変化させ、線路間のクロストーク係数を変化させることでも区分 3 の帯域を変化させることが可能である。

7.4.2 設計時のトレードオフ

1つ目のトレードオフとして、Shielded-FPC に欠かすことのできないフレキシブル性と信号品質がある。フレキシブル性を持たせるためには、より薄い導体シールドを使用する必要がある。しかし、帯域区分3における薄い導体シールドの直流抵抗は非常に高く、信号品質を大きく劣化させる要因となる。関連して、Shielded-FPC の線路長に対してもトレードオフがある。フレキシブル性を持たせる場合には、信号品質の観点から線路長を短くしなければならない。

2つ目のトレードオフとして、小型化と使用可能周波数がある。Shielded-FPC の利点を活かして高密度配線を構築すると、線路間のクロストーク係数が大きくなり、導体シールド厚みが同一でも、使用可能な帯域区分3が高い周波数へシフトしてしまう。

これらのトレードオフについては、ユーザーおよび機器の要求性能に応じて最適な選択が必要となる。

第 8 章

結論

本論文では、薄い導体シールドを伝送遠路近傍に実装した際に生じる、一次・二次定数の周波数分散の物理現象の解明と、知見に基づいた設計ガイドラインを構築することを目標として、周波数分散に対する新たな実験的評価手法と、定量的表現手法を提案した。

第 1 章では、EMC 対策技術の一つとして注目されている電磁シールド技術のトレンドと問題点について述べたほか、一般的に知られている周波数分散を持つ伝送線路と、本論文で取り扱う周波数分散を持つ伝送線路の定義の違いについて明らかにしている。さらに、薄い導体シールドを線路近傍に実装することで生じる周波数分散に関する先行研究での取り組みと、現状の課題点について整理し、本論文の位置付けを明らかにした。

第 2 章から第 4 章では、先行研究で解析的に明らかとなった一次・二次定数の周波数分散の妥当性を実証するために、新たな実験的算出法を提案した。これにより、周波数分散を持つ伝送線路に対する実測および解析両面からの定量的評価手段を実現した。

第 2 章では、伝送線路の特性評価や電磁界解析結果の妥当性検証に必要不可欠である、伝送線路の一次・二次定数を実験的に定量評価する手法について、様々な従来手法について整理し、本論文の目的である周波数分散を持つ伝送線路に適用する際の問題点および課題を述べた。

第 3 章では、物理現象が不明確である周波数分散を持つ伝送線路に対しても適用可能な、新たな実験的算出法を提案し、先行研究および電磁界解析結果との比較により、実験的算出法の制約である半波長共振周波数までの妥当性を実証した。また、提案手法における実験的算出法の算出制約についても検証し、算出帯域をより広帯域にするノウハウを提示した。さらに、電磁界解析結果とのずれについても検証し、この要因が解析モデルに製造誤差を考慮できていない

ことが要因であることを明確にし、電磁界解析に対する実験的算出法の優位性を示した。

第 4 章では、実験的算出法の従来手法および提案手法で問題となった、実験的算出法の算出制約の打開策を従来手法を基に検証した。さらに、提案手法により先行研究で解析的に算出された一次・二次定数の妥当性が示されたことで、周波数分散の支配的成分が一次定数の R_s と L_s であること、 G_s と C_s の物理現象は一般的な伝送線路と変わらないことを明らかにした。これにより、提案手法と GSZ 法を併用した、算出制約を受けない新たな実験的算出法の提案を可能とした。新たな提案手法では、コネクタなどの不要成分が支配的であり、測定対象の伝送線路長が長いという、算出誤差の影響を非常に受けやすい悪条件下であっても、広帯域にわたる周波数分散を持つ RLGC 等価回路モデルが構築可能であることを実証した。

第 5 章から第 6 章では、薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した伝送線路の設計パラメータから、周波数分散特性の予測を実現するために、近傍磁界のシールド効果の観点から定量的表現手法を構築している。さらに、周波数分散の定量的表現および近傍磁界シールド効果の対応関係から、設計ガイドラインに関する知見を提示した。

第 5 章では、近傍磁界のシールド効果の観点から、薄い導体シールドに起因する周波数分散が、シグモイド関数のような S 字曲線的に増加するような関数で表現できることを明らかにした。さらに、周波数分散の物理現象の理解を深めるため、 R_s の物理現象に基づいた帯域区分の考え方により、物理現象が不明確である周波数分散と、明確である周波数分散が生じる帯域を区別化した。物理現象が不明確である周波数分散が生じる帯域区分では、シグモイド関数による定量的表現が可能となり、2 つのフィッティング定数での表現を実現した。

第 6 章では、シグモイド関数による定量的表現を用いて、周波数分散特性の導体シールド厚み依存性と電磁結合依存性について評価した。さらに、近傍磁界シールド効果の対応関係を議論することで、物理現象の明確化と帯域区分による定量的表現の妥当性を実証した。これらの検証により、シグモイド関数で表現可能な周波数分散が生じる帯域と導体シールド厚みには反比例の関係があることを明らかにし、さらに、同じ導体シールド厚みであっても、伝送線路間の電磁結合が強い伝送線路ほど周波数分散が高い周波数帯域にシフトすることを示した。

第 7 章では、周波数分散に対するデジタル信号の劣化具合について調査した。さらに、本論文で得られた知見に基づいた、薄い導体シールドを線路近傍に実装した伝送線路の周波数分散の予測や推奨設計条件の提示など、設計ガイドラインの構築が可能であることを示した。

本論文では、薄い導体シールドを伝送線路近傍に実装した際に生じる周波数分散について、シグモイド関数を用いた定量的表現を用いて特性の予測を可能とした。シグモイド関数は2つのフィッティング定数により表現できるが、このフィッティング定数はシグモイド関数の傾きと中心座標を表すものである。そのため、周波数分散が生じる帯域の中心周波数がわかるということになる。伝送線路の設計において一番必要となる情報は、周波数分散が生じなくなる周波数、いわゆるシグモイド関数が1や0に漸近する周波数である。そのため、こうした周波数分散が漸近する周波数において、どのように帯域区分の境界を決定するかが課題となる。

また、本論文においては、周波数分散の物理現象を周波数領域に基づいて解明した。設計ガイドラインを構築するためには、EYEパターンだけでなくTDRといった時間領域での周波数分散の影響をさらに明らかにしていく必要があり、最終的には周波数応答と時間応答を紐づけた物理現象の解釈が必要となる。

本論文で提案した実測と解析両面からの定量的評価手法と、周波数帯域区分とシグモイド関数を用いた定量的表現に基づいた周波数分散特性の予測が、薄い導体シールドを実装する上で重要となる設計ガイドラインを構築していく上で有益な手法となり、幅広く活用されていくことを期待している。

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切なるご指導、ご鞭撻を賜りました、萱野 良樹 准教授に深く感謝申し上げます。また、日頃から様々なご助言を賜りました、肖 鳳超 教授、上 芳夫 名誉教授、村上 靖宜 助教に心から御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、評価試料をご提供いただき、また数多くの議論をいただきました、タツタ電線株式会社 寺田 恒彦 氏、田島 宏 氏、山内 志朗 氏、角 浩輔 氏、伊藤 伸之 氏、堀 元気 氏、ならびに秋田大学 井上 浩 名誉教授に深く感謝いたします。

また、博士論文を審査し、有益なご助言を賜りました、和田 光司 教授、安藤 芳晃 准教授、小野 哲 准教授に厚く御礼申し上げます。

そして、日々の研究生活で苦楽を共にし、有意義な学生生活を送る環境を与えて下さった萱野研究室、肖研究室、村上研究室の皆様感謝いたします。

最後になりますが、大学院博士後期課程に進むことを好意的に認め、経済面など様々な面でサポートいただいた家族の皆様心より感謝いたします。これからもより一層精進して参ります。

2024年3月

山極大葵

参考文献

- [1] Y. Shimizu and A. Sugiura, *Fundamentals and Measures for Controlling Electromagnetic Disturbances*, IEICE, Tokyo, 1995.
- [2] *Absorption and Shielding of Electromagnetic Wave*, Nikkei Gijyutsu Tosho, Tokyo, 1999.
- [3] Z. Jin, J. Shi, Y. Zhang, Y. Zuo, J. Li and W. Wu, "Study on the Reference level of Shielding Effectiveness for Electromagnetic Shielding Doors," Proc. 2022 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Xuzhou, China, pp.1–3, Dec. 2022.
- [4] D.W.P. Thomas, A.C. Denton, T. Konefal, T. Benson, C. Christopoulos, J.E. Dawson, A. Marvin, S.J. Porter and P. Sewell, "Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.43, no.2, pp.161–169, May 2001.
- [5] S. Z. Sapuan and M. Z. M. Jenu, "Shielding effectiveness and S21 of a rectangular enclosure with aperture and wire penetration," Proc. 2007 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE 2007), Melaka, Malaysia, pp.1–5, Dec. 2007.
- [6] J. V. Hoang, R. Darveaux, T. Lobianco, Y. Liu and W. Nguyen, "Breakthrough packaging level shielding techniques and EMI effectiveness modeling and characterization," Proc. 66th Electron. Compon. Technol. Conf. (ECTC 2016), Las Vegas, NV, USA, pp.1290–1296, June 2016.
- [7] "IEEE Guide for the Characterization of the Effectiveness of Printed Circuit Board Level Shielding," *IEEE Std 2716-2022*, vol., no., pp.1-46, May 2023.
- [8] K. Joo et al., "Evaluation of package-level EMI shielding using conformally coated conductive and magnetic materials in low and high frequency ranges," Proc. 2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), Orlando, FL, USA, pp.647–652, June 2020.

- [9] C.H. Chen, Y.C. Tseng, I.C. Lin, C.C. Fu, K.H. Liao and T.L. Wu, "Transmission-line based modeling for conformal shielding in advance system-in-package (SiP)," Proc. 2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC 2015), Taipei, Taiwan, pp.521–523, May 2015.
- [10] J. V. Hoang, R. Darveaux, T. Lobianco, Y. Liu and W. Nguyen, "Breakthrough packaging level shielding techniques and EMI effectiveness modeling and characterization," Proc. 2016 IEEE 66th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), Las Vegas, NV, USA, pp.1290–1296, June 2016.
- [11] J. Li, M. Tsai, R. Chiu, E. He, A. Hsieh, M.F. Tsai, F. Chu, J.Y. Chen, S. Jian, S. Chen and Y.P. Wang, "EMI shielding technology in 5G RF system in package module," Proc. 2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), Orlando, FL, USA, pp.931–937, June 2020.
- [12] J. Li, M. Tsai, R. Chiu, E. He, A. Hsieh, M.F. Tsai, F. Chu, J.Y. Chen, S. Jian, S. Chen and Y.P. Wang, "EMI shielding technology in 5G RF system in package module," Proc. 70th Electron. Compon. Technol. Conf. (ECTC 2020), Orlando, FL, USA, pp.931–937, June 2020.
- [13] S. W. Park, J. Yoon, B. W. Moon, H. Y. Jeong, S. Y. Jeong, S. J. Lee and K. Joo, "Study on EMI shielding at the PCB strip level with conformal spray coating process," Proc. 71th Electron. Compon. Technol. Conf. (ECTC 2021), San Diego, CA, USA pp.797–801, June–July 2021.
- [14] M. Xu, Y. Wang, X. Li, X. Dong, H. Zhang, H. Zhao, and X. Shi, "Analysis of the influence of the structural parameters of aircraft braided-shield cable on shielding effectiveness," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.62, no.4, pp.1028–1036, Aug. 2020.
- [15] M. Tanaka, H. Takita, H. Inoue, "Effect of Conductive Sheet Placed Over PCB on Electromagnetic Noise Shielding," IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.3, pp.1125–1131, Mar. 2003.
- [16] A. Mushtaq and S. Frei, "Transfer impedance simulation and measurement methods to analyze shielding behavior of hv cables used in electric-vehicles and hybrid-electric-vehicles," articles, Adv. Radio Sci., vol.14, pp.139–145, 2016.
- [17] Y. Kayano and H. Inoue, "A study on transmission characteristics and shielding effectiveness of shielded-flexible printed circuits for differential-signaling," Proc. 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, Germany, pp.80–85, Aug. 2015.

-
- [18] Y. Kayano and H. Inoue, "Transmission characteristics and shielding effectiveness of shielded-flexible printed circuits for differential-signaling," *IEICE Trans. on Electronics*, vol.E99-C, no.7, pp.766–773, July 2016.
- [19] Y. Kayano and H. Inoue, "Evaluation of transmission characteristics of shielded-flexible printed circuits for differential-signaling by equivalent circuit model," *IEICE Trans. on Electronics C (Japanese Edition)*, vol.J100-C, no.5, pp.232–235, May 2017.
- [20] Y. Kayano and H. Inoue, "Identifying frequency dispersion of transmission characteristics of shielded-flexible printed circuits," *Proc. 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Angers, France, pp.1–6, Sep. 2017.
- [21] Y. Kayano and H. Inoue, "A study on dependency of transmission loss of shielded-flexible printed circuits for differential signaling," *IEICE Trans. on Electronics*, vol.E101-C, no.8, pp.660–663, Aug. 2018.
- [22] L. Zhang and J. M. Song, "Transmission-line characteristics of on-chip interconnects on multilayer silicon structures with thin-metallic ground substrate," *Proc. 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, pp.2343–2346, July 2006.
- [23] W. Kim and M. Swaminathan, "Simulation of lossy package transmission lines using extracted data from one-port TDR measurements and nonphysical RLGC models," *Proc. IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol.28, no.4, pp.736–744, Nov. 2005.
- [24] 邑中, 松嶋, 福本, 桑原, オープンショート法を用いた CVT ケーブルの特性インピーダンス測定, 第 71 回連合大会, 13-1P-01, p.263, June 2018.
- [25] J. Zhang, M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak, G. Antonini and A. Orlandi, "Extracting R, L, G, C parameters of dispersive planar transmission lines from measured S-parameters using a genetic algorithm," *Proc. 2004 Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC 2004)*, Silicon Valley, CA, USA, vol.2, pp.572–576, Aug. 2004.
- [26] J. Zhang, Q. B. Chen, Z. Qiu, J. L. Drewniak and A. Orlandi, "Extraction of causal RLGC models from measurements for signal link path analysis," *Proc. 2008 Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC EUROPE 2008)*, Hamburg, Germany, pp.1–6, Sept. 2008.

- [27] J. Balachandran, S. Brebels, G. Carchon, W. De Raedt, B. Nauwelaers and E. Beyne, “Accurate broadband parameter extraction methodology for S-parameter measurements,” Proc. 9th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects, Garmisch-Partenkirchen, Germany, pp. 57–60, May 2005.
- [28] R. Papazyan, P. Pettersson, H. Edin, R. Eriksson and U. Gafvert, “Extraction of high frequency power cable characteristics from S-parameter measurements,” IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., vol. 11, no. 3, pp.461–470, June 2004.
- [29] M. J. Degerstrom, B. K. Gilbert and E. S. Daniel, “Accurate resistance, inductance, capacitance, and conductance (RLCG) from uniform transmission line measurements,” Proc. 2008 IEEE-EPEP Electr. Perform. Electron. Packag., San Jose, CA, USA, pp.77–80, Oct. 2008.
- [30] J.H. Kim and D.H. Han, “Hybrid method for frequency-dependent lossy coupled transmission line characterization and modeling,” Proc. 2003 IEEE-EPEP Electr. Perform. Electron. Packag., Princeton, NJ, USA, pp.239–242, Oct. 2003.
- [31] K. Narita and T. Kushta, “An accurate experimental method for characterizing transmission lines embedded in multilayer printed circuit boards,” IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol.29, no.1, pp.114–121, Feb. 2006.
- [32] M. K. Sampath, “On addressing the practical issues in the extraction of RLGC parameters for lossy multiconductor transmission lines using S-parameter models,” Proc. 2008 IEEE-EPEP Electr. Perform. Electron. Packag., San Jose, CA, USA, pp. 259–262, Oct. 2008.
- [33] D.M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed., John Wiley & Sons, New York, 2005.
- [34] 石井, アンテナ基本測定法, コロナ社, 2014.
- [35] E. S. Daniel, N. E. Harff, V. Sokolov, S. M. Schreiber and B. K. Gilbert, “Network analyzer measurement de-embedding utilizing a distributed transmission matrix bisection of a single THRU structure,” Proc. Auto. RF Tech. Group (ARFTG) 63rd Conf., Spring 2004, Fort Worth, TX, USA, pp.61–68, June 2004.
- [36] Agilent Technologies, A Simple, Powerful Method to Characterize Differential Interconnects, Application Note, 5990-8443EN, June 2011.
- [37] Keysight Technologies, Inc., <https://www.keysight.com/us/en/home.html>, (2023/10/30 閲覧)

-
- [38] G. Carchon, D. Schreurs, S. Vandenberghe, B. Nauwelaers and W. De Raedt, “Compensating differences between measurement and calibration wafer in probe tip calibrations deembedding of line parameters,” Proc. 1998 28th Eur. Microw. Conf. (EuMC 1998), Amsterdam, Netherlands, pp.259–264, Oct. 1998.
- [39] G. Carchon, W. de Raedt and E. Beyne, “Compensating differences between measurement and calibration wafer in probe-tip calibrations,” Proc. 2002 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Seattle, WA, USA, vol.3, pp.1837–1840, June 2002.
- [40] D.A. Frickey, “Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.42, no.2, pp.205–211, Feb. 1994.
- [41] S. Ikeda, T. Sato, A. Ohshiro, K. Yamasawa and T. Sakuma, “A thin film type magnetic/dielectric hybrid transmission-line with a large wavelength shortening,” IEEE Transactions on Magnetics, vol.37, no.4, pp.2903–2905, July 2001.
- [42] J. C. Dash, S. Kharche, J. Mukherjee, V. Dhoot and R. Makanaboyina, “A model for equivalent loss tangent of multilayered media for automotive radar applications,” Proc. EuCAP 2019, Krakow, Poland, pp.1–4, Mar.–Apr. 2019.
- [43] ANSYS, Inc., <https://www.ansys.com/>, (2023/10/30 閲覧)
- [44] Sonnet Software, Inc., <https://www.sonnetsoftware.com/>, (2023/10/30 閲覧)
- [45] C.R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley & Sons, New Jersey, 2006.
- [46] H.W. Ott, Electromagnetic Compatibility Engineering, John Wiley & Sons, New Jersey, 2009.
- [47] J. Kennedy and R. Eberhart, “Particle swarm optimization,” Proc. 1995 Int. Conf. Neural Netw. (ICNN’95), Perth, WA, Australia, vol.4, pp.1942–1948, Nov. 1995.
- [48] 田中, 神谷, 金原, 加藤, “高速差動回路における差動ペア配線のカップリング強度と伝送特性,” 第 17 回 JIEP, 13C-08, Mar. 2003.
- [49] 友田, “USB の歴史と将来展望,” 電気学会誌, vol.139, no.11, pp.760–763, 2019.
- [50] IRISO Electronics co., Ltd., <https://www.irisoele.com/>, (2023/11/25 閲覧)
- [51] 上, “差動伝送の基礎,” エレクトロニクス実装学会誌, vol.16, no.3, pp.176–180, 2013.

著者関連発表論文

関連論文

- (1) T. Yamagiwa, Y. Kayano, Y. Kami and F. Xiao, “Experimental Extraction Method for Primary and Secondary Parameters of Shielded-Flexible Printed Circuits,” IEICE Trans. Commun., vol.E105-B, no.8, pp.913–922, Aug. 2022.

【第 3 章に関連】

- (2) 山極 大葵, 萱野 良樹, 上 芳夫, 肖 鳳超, 井上 浩, “薄い導体シールドに起因する一次定数の周波数分散の定量的表現および近傍磁界シールド効果との対応関係,” 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J106-B, no.8, pp.509–518, Aug. 2023.

【第 5 章, 第 6 章に関連】

- (3) 山極 大葵, 萱野 良樹, 井上 浩, 上 芳夫, 肖 鳳超, “Shielded-FPC の一次・二次定数の広帯域実験的算出法,” 電子情報通信学会和文論文誌 B, vol.J107-B, no.3, pp.–, Mar. 2024.

(2023 年 10 月 23 日採録決定, 2023 年 11 月 14 日掲載号決定)

【第 4 章に関連】

その他

査読ありの学術論文等

- 1) T. Kitazawa, T. Yamagiwa, R. Kitahara, Y. Kim, J. Chakarothai, Y. Hayashi and T. Kasuga, “A Novel FDTD Approach Considering Frequency Dispersion of FR-4 Substrates for Signal Transmission Analyses at GHz Band,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. vol.64, no.5, pp.1522–1532, Oct. 2022.

査読ありの国際会議，口頭発表・ポスター発表等

- 2) H. Komatsu, Y. Kayano, T. Yamagiwa, Y. Kami and F. Xiao, “Study on Design of Bend Differential-Paired Lines With Low Common-Mode Noise Using Topology Optimization,” Proceedings of 2024 EMC Japan / Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Okinawa, Japan, May 2024. (採録決定済)
- 3) W. Kashima, Y. Kayano and T. Yamagiwa “Group Delay of Noncommensurate Transmission Line With a Degree of Freedom in Line Gap,” Proceedings of 2024 EMC Japan / Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Okinawa, Japan, May 2024. (採録決定済)
- 4) T. Yamagiwa, T. Tsuyama, Y. Kayano, Y. Kami, F. Xiao and H. Inoue, “Correspondence of Frequency Dispersion of Primary Parameters of Shielded-Flexible Printed Circuits to Shielding Effectiveness of Near Magnetic Field,” Proceedings of 2023 International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Krakow, Poland, P2(11), 5 pages, Sept. 2023.
- 5) T. Yamagiwa, Y. Kayano, Y. Kami, F. Xiao and H. Inoue, “Quantitative Representation of Frequency Dispersion of Primary Parameters of Shielded-FPC,” Proceedings of 2022 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Beijing, China, Virtual Conference, pp.16–18, Sept. 2022.
- 6) T. Kitazawa, R. Kitahara, T. Yamagiwa, J. Chakarothai, Y. Hayashi and T. Kasuga, “Basic Study on a Novel FDTD Method Implemented Frequency Dispersion of PCB,” Proceedings of 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium, North Carolina, USA, Virtual Conference, p.580, Aug. 2021.
- 7) T. Yamagiwa, Y. Kayano, Y. Kami and F. Xiao, “Experimental Extraction Method for Primary and Secondary Parameters of Shielded-Flexible Printed Circuits,” Proceedings of 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Rome, Italy, Virtual Conference, pp.1–6, Sep. 2020.
- 8) T. Yamagiwa, M. Tomioka, R. Kitahara, A. Nakamura, Y. Kayano and T. Kasuga, “A Study on FDTD Analysis Method of Differential Lines Including Dielectric Loss at GHz Band,” Proceedings of 2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC), Sapporo, Japan, pp.227–230, June 2019.

査読なしの国内学会・研究会，口頭発表等

- 9) 山極大葵, 萱野良樹, 井上浩, “薄い導体シールドによる近傍磁界抑制効果の周波数特性の検討,” 電子情報通信学会 環境電磁工学研究会, EMCJ2023-109, pp.29–34, Mar. 2024.
- 10) 山極大葵, 萱野良樹, 井上浩, 上芳夫, 肖鳳超, “Shielded-PCB の一次定数が持つ周波数分散の電磁結合依存性,” 電子情報通信学会 総合大会, B-4-06, Mar. 2024.
- 11) 加島若奈, 山極大葵, 萱野良樹, 上芳夫, 肖鳳超, “線路間隔に自由度を与えた Noncommensurate 伝送線路オールパスネットワークの群遅延最適設計に関する一検討,” 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, B-4-10, p.190, Sept. 2023.
- 12) 山極大葵, 萱野良樹, 上芳夫, 肖鳳超, 井上浩, “薄い導体シールドを実装した FPC の線路定数の周波数分散特性,” 回路・実装設計技術委員会 システム設計研究会, July 2023.
- 13) 山極大葵, 萱野良樹, 上芳夫, 肖鳳超, 井上浩, “Shielded-FPC の一次定数の周波数分散に関する検討,” 電子情報通信学会 総合大会, B-4-8, p.267, Mar. 2022.
- 14) 北澤太基, 山極大葵, 北原廉, チャカロタイジェドヴィスノプ, 春日貴志, 林優一, “FDTD 解析を用いた FR-4 基板の異方性が与える信号伝送への影響の検討,” 電子情報通信学会 技術研究報告, vol.121, no.81, EMCJ2021-17, pp.1–6, July 2021
- 15) 北澤太基, 山極大葵, 北原廉, C. Jerdvisanop, 春日貴志, “周波数分散を組み込んだ FDTD 法による FR-4 基板の信号伝送解析に関する基礎検討,” 電子情報通信学会 環境電磁工学研究会, vol.120, no.199, pp.109–114, Oct. 2020.
- 16) 赤羽真和, 山極大葵, 春日貴志, “FDTD 法によるミアンダ差動線路パターンの伝送特性解析,” 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, B-4-21, Sep. 2020.
- 17) 山極大葵, 萱野良樹, 上芳夫, 肖鳳超, “伝送線路の一次・二次定数の実験的算出法,” 電子情報通信学会 総合大会, B-4-27, p.248, Mar. 2020.
- 18) 北原廉, 山極大葵, 赤羽真和, 宇多裕太, 春日貴志, 大橋匠, “ニューラルネットワークを用いた GHz 帯差動線路の伝送特性予測に関する基礎検討,” 超高速・高周波エレクトロニクス実装研究会, Nov. 2019.
- 19) 北原廉, 山極大葵, 宇多裕太, 赤羽真和, 春日貴志, 大橋匠, “ニューラルネットワークを用いた差動線路の伝送特性の予測,” 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, Sept. 2019.
- 20) 山極大葵, 北原廉, 富岡雅弘, 中村篤, 萱野良樹, 春日貴志, “GHz 帯における損失を含む差動線路の FDTD 解析に関する一検討,” 電子情報通信学会 機構デバイス研究会, vol.118, no.462, pp.35–59, Mar. 2019.

著者略歴

2012年4月	長野工業高等専門学校 本科 電気電子工学科 入学
2017年3月	同上 卒業
<hr/>	
2017年4月	長野工業高等専門学校 専攻科 電気情報システム専攻 入学
2019年3月	同上 修了
<hr/>	
2019年4月	電気通信大学 大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 博士前期課程 入学
2021年3月	同上 修了
<hr/>	
2021年4月	電気通信大学 大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 博士後期課程 入学
2024年3月	同上 修了