

差動伝送用メタルケーブルを用いる高速伝送と
その特性向上に関する研究

2021年 3月

杉山 剛博

差動伝送用メタルケーブルを用いる高速伝送と
その特性向上に関する研究

杉山 剛博

システム情報工学研究科
筑波大学

2021年 3月

概要

情報機器の高性能化に伴い、データ伝送用ケーブルには大量のデータを高速に伝送できる性能が必要とされるようになってきた。メタルケーブルによるデータ伝送は、安価で低消費電力という特長がある反面、高速信号では信号振幅が小さくなり、ノイズの影響を受け易くなるという問題がある。ノイズの影響を受けにくい差動伝送方式を採用し、信号波形を補正する集積回路を組み込むことで、年々高速化する伝送仕様に対応してきたが、最近の十数 Gbit/s を超える伝送では、差動の二線間にある僅かな伝搬時間の差、「対内スキュー」の影響が無視できない領域になってきている。メタルケーブルの対内スキューは、寸法や材料定数等の製造ばらつきに起因しており、これ以上の製造ばらつき低減は難しく、数十 Gbit/s を越える伝送速度をメタルケーブルで安定的に実現するには「対内スキュー」の低減が最大の課題となっている。

先行研究では、メタルケーブルにおける対内スキューの定義自体に問題があることが指摘されている。本研究では、メタルケーブルの周波数特性と時間応答の関係を調べ、メタルケーブルの解析に好都合で、信号品質を正しく反映する対内スキューの定義を新たに提案した。提案した対内スキューの定義は、モード変換量の時間応答から計算する。実際に幾つか代表的なケーブル構造を解析した結果、それぞれのケーブル構造の特徴に応じた対内スキューの傾向を確認することができた。

新たな定義による対内スキューでは、モード変換量以外にも様々な時間応答と関係していることが示唆されている。各ケーブル構造について詳細な時間応答解析を行った結果、ツイナックスケーブルの対内スキューは、差動モードと同相モードの伝搬時間差に関係していること等が明らかになった。これらの結果を考慮し、対内スキューの定式化を試みたところ、「二芯の対称性に関するパラメータ」、「差動・同相モードの振幅比」、「差動・同相モードの伝搬時間差」の三因子の積で決定付けられていることを明らかにした。

これらの検討結果から、差動・同相モードの伝搬時間差を小さくすることで対内スキューを低減する方法に着目し、新たなケーブル構造である、「二芯一括被覆構造」を提案した。提案したケーブル構造について時間応答解析を行った結果、差動・同相モードの伝搬時間差が小さく、製造ばらつきがあっても対内スキューが悪化しにくいケーブル構造であることを確認した。

実際に二芯一括被覆構造のケーブルを量産ラインで試作、対内スキューの分布を測定した結果、従来構造の 11.5ps/m 以下に対し、二芯一括被覆構造では 6.2ps/m 以下にばらつきを抑えられることを確認した。提案したケーブル構造が超高速対応の差動伝送用のケーブルとして、有効であることを確認した。

目次

第1章	序論	1
1.1	本研究の背景.....	1
1.1.1	信号伝送の潮流.....	1
1.1.2	メタルケーブルの伝送特性とその課題	3
1.1.3	先行研究.....	5
1.2	本研究の目的.....	6
1.3	本論文の構成.....	7
第2章	差動伝送路の対内スキュー定義	8
2.1	はじめに	8
2.2	四端子対回路網と対内スキュー	9
2.3	Sパラメータ.....	10
2.4	時間応答への変換	11
2.5	差動伝送用メタルケーブル.....	12
2.5.1	同軸ケーブル二本による疑似差動伝送	13
2.5.2	スパイラルシールド・ツイナックス構造.....	15
2.5.3	縦添えシールド・ツイナックス構造.....	16
2.6	対内スキュー定義の見直し.....	17
2.7	まとめ.....	19
第3章	差動伝送路の時間応答解析.....	20
3.1	はじめに	20
3.2	解析方法.....	20
3.3	解析モデル	21
3.3.1	同軸ケーブル二本による疑似差動伝送	22
3.3.2	縦添えシールド・ツイナックス構造.....	23
3.3.3	スパイラルシールド・ツイナックス構造.....	24
3.4	同軸ケーブル二本による差動伝送.....	25
3.4.1	完全対称時の時間応答	25
3.4.2	非対称時 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答	26
3.4.3	比誘電率差との関係.....	27
3.4.4	ケーブル長との関係.....	29
3.5	縦添えシールドのツイナックスケーブルによる差動伝送.....	32

3.5.1	完全対称ケーブルの時間応答	32
3.5.2	非対称時 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答	35
3.5.3	比誘電率差との関係	37
3.5.4	ケーブル長との関係	39
3.6	スパイラルシールドのツイナックスケーブルによる差動伝送	42
3.7	まとめ	44
第4章	対内スキューの定式化	45
4.1	はじめに	45
4.2	応答時間差と対内スキューの関係	46
4.3	疑似差動伝送における定式化	51
4.3.1	対内スキュー	51
4.3.2	差動モードの伝搬特性, およびモード変換特性	51
4.4	ツイナックスケーブル伝送における定式化	54
4.4.1	対内スキュー	54
4.4.2	対内スキューを決定づける因子: $ k $	56
4.4.3	対内スキューを決定づける因子: $ a $	58
4.4.4	対内スキューを決定づける因子: $ t_d - t_c $	60
4.4.5	対内スキューと各因子の関係	62
4.4.6	ツイナックスケーブルのモード変換特性	64
4.5	まとめ	66
第5章	二芯一括被覆ケーブル	67
5.1	はじめに	67
5.2	二芯一括被覆ケーブル	68
5.3	二芯一括被覆ケーブルの設計	69
5.4	二芯一括被覆ケーブルの解析	70
5.4.1	解析方法	70
5.4.2	比誘電率差が有る場合 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答	72
5.4.3	比誘電率差との関係	73
5.4.4	対内スキューを決める三因子の周波数特性	77
5.4.5	芯線のセンターズレ (0.2mm) がある場合の時間応答	79
5.5	二芯一括被覆ケーブルの試作	81
5.5.1	Sパラメータ	82
5.5.2	対内スキュー分布	83

5.6	まとめ.....	86
第6章	結論と今後の課題.....	87
6.1	結論.....	87
6.2	今後の課題.....	89
	謝辞.....	90
	関連論文リスト.....	91
	参考文献.....	92

目次

図 1.1	ローカルエリアネットワーク用のケーブル	1
図 1.2	データセンタにおけるメタルケーブルの適用例	2
図 1.3	ツイナックスケーブル	3
図 1.4	差動伝送用メタルケーブルの減衰特性と信号品質の関係	4
図 1.5	差動伝送用メタルケーブルの対内スキューと信号品質の関係	5
図 2.1	差動伝送路のポート定義	9
図 2.2	差動信号と対内スキュー	9
図 2.3	差動伝送用メタルケーブル	12
図 2.4	ツイナックスケーブルの伝搬特性	17
図 2.5	対内スキューの定義	18
図 3.1	解析モデル	21
図 3.2	同軸二本による疑似差動伝送の解析方法	22
図 3.3	縦添えシールド・ツイナックスケーブルの解析方法	23
図 3.4	スパイラルシールド・ツイナックスケーブルの解析方法	24
図 3.5	完全対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0\%$) の 同軸二本・疑似差動伝送におけるインパルス 応答とステップ応答	25
図 3.6	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の 同軸二本・疑似差動伝送 におけるインパルス 応答とステップ応答	26
図 3.7	疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるステップ応 答	28
図 3.8	疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるモード変換 量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答	28
図 3.9	疑似差動伝送における比誘電率差と各対内スキュー値の関係	29
図 3.1 0	疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるステップ 応答	30
図 3.1 1	疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるモード変 換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答	30
図 3.1 2	疑似差動伝送におけるケーブル長と各対内スキュー値の関係	31
図 3.1 3	完全対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0\%$) の 縦添えシールド・ツイナックスケーブルに おけるインパルス応答とステップ応答	32
図 3.1 4	縦添えシールド・ツイナックスケーブル内部を伝搬する電界の分布	34
図 3.1 5	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の 縦添えシールド・ツイナックスケーブルに	

	におけるインパルス応答とステップ応答	35
図 3.1.6	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるステップ応答	37
図 3.1.7	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答	38
図 3.1.8	縦添えシールド・ツイナックスケープルにおける比誘電率差と各対内スキュー値の関係	38
図 3.1.9	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるステップ応答	39
図 3.2.0	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答	40
図 3.2.1	縦添えシールド・ツイナックスケープルにおけるケーブル長と各対内スキュー値の関係	40
図 3.2.2	スパイラルシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$, Cable 長 3.0m) におけるインパルス応答とステップ応答	42
図 3.2.3	スパイラルシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$, Cable 長 3.0m) における S_{cc21} , S_{dd21} の周波数特性	43
図 4.1	同軸二本による疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ t_2-t_1 $ の周波数特性	47
図 4.2	同軸二本による疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $ t_2-t_1 $ の周波数特性	47
図 4.3	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) のにおける $ t_2-t_1 $ の周波数特性	48
図 4.4	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) のにおける $ t_2-t_1 $ の周波数特性	48
図 4.5	同軸二本による疑似差動伝送における $\Delta t_{(S/A)}$ と $ t_2-t_1 $ の関係	49
図 4.6	縦添えシールド・ツイナックスケープルにおける $\Delta t_{(S/A)}$ と $ t_2-t_1 $ の関係	49
図 4.7	同軸二本・疑似差動伝送 における差動モードの伝搬特性 (S_{dd21}) ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable Length = 3m)	52
図 4.8	同軸二本・疑似差動伝送 におけるモード変換特性 (S_{cd21}) ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable Length = 3m)	53
図 4.9	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) のにおける k と $ a $ の周波数特性	55

図 4.1 0	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) の縦添えシールド・ツイナックスケープルにおける k の周波数特性	57
図 4.1 1	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における k の周波数特性	57
図 4.1 2	スパイラルシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 0.6~3.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) のにおける k の周波数特性	58
図 4.1 3	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ a $ の周波数特性	59
図 4.1 4	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $ a $ の周波数特性	59
図 4.1 5	縦添えシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ t_d - t_c $ の周波数特性	61
図 4.1 6	縦添えシールド・ツイナックスケープル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $ t_d - t_c $ の周波数特性	61
図 4.1 7	縦添えシールド・ツイナックスケープル における $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}$ に対する $ a $, $ t_d - t_c $ の変化	62
図 4.1 8	縦添えシールド・ツイナックスケープル における Cable 長 に対する $ a $, $ t_d - t_c $ の変化	62
図 4.1 9	縦添えシールド・ツイナックスケープル におけるモード変換特性 (S_{cd21}) ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable Length = 3m)	64
図 4.2 0	縦添えシールド・ツイナックスケープル におけるモード変換特性 (S_{cd21}) ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$, Cable Length = 1~5m)	65
図 5.1	二芯一括被覆ケーブル	68
図 5.2	二芯一括被覆ケーブルの結合率設計	69
図 5.3	二芯一括被覆ケーブルの解析モデル	70
図 5.4	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の二芯一括被覆ケーブルにおけるインパルス応答とステップ応答	72
図 5.5	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$) の二芯一括被覆ケーブル におけるステップ応答	74
図 5.6	非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$) の二芯一括被覆ケーブルにおけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答	74
図 5.7	二芯一括被覆ケーブルにおける対内スキュー値の比較	75
図 5.8	二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ t_2 - t_1 $ の周波数特性	76
図 5.9	二芯一括被覆構造における $\Delta t_{(S/A)}$ と $ t_2 - t_1 $ の関係	76

図 5.1.0	二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における k の周波数特性	77
図 5.1.1	二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ a $ の周波数特性	78
図 5.1.2	二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $ t_d - t_c $ の周波数特性	78
図 5.1.3	芯線のセンターズレ(0.2mm)がある二芯一括被覆ケーブルのインパルス応答とステップ応答	80
図 5.1.4	試作した二芯一括被覆ケーブルの断面	81
図 5.1.5	試作した二芯一括被覆ケーブルの周波数特性	82
図 5.1.6	試作した二芯一括被覆ケーブルの実測 S パラメータから変換したインパルス応答とステップ応答	83
図 5.1.7	試作した二芯一括被覆ケーブルの実測 S パラメータから変換したインパルス応答とステップ応答	84
図 5.1.8	縦添えシールド・ツイナックスケーブルの対内スキュー分布	85
図 5.1.9	試作した二芯一括被覆ケーブルの対内スキュー分布	85

表目次

表 3.1	解析モデルのパラメータ一覧.....	21
表 5.1	二芯一括被覆構造ケーブル・解析モデル(a) のパラメータ一覧	71
表 5.2	二芯一括被覆構造ケーブル・解析モデル(b) の解析仕様.....	71
表 5.3	試作した二芯一括被覆構造ケーブルの仕様.....	81

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 信号伝送の潮流

電線・ケーブルは、電気エネルギーや情報を送り届ける部材として、様々な形態で使用されている。通信の分野では、19世紀後半の電話の発明以来、電話線・通信線としての利用から拡大していく¹⁾。通信サービスの範囲が拡大するにつれて、長距離通信は無線や光ファイバーへと代替されてはいくが、短い距離では、低コストで消費電力が低く、信頼性も高いメタルケーブルの通信が今なお主流として使われている。20世紀後半になると、インターネット網が整備され、携帯電話が普及すると、通信サービスの利用者は一気に増えることになる。利用者の増加とともに、次々と新しいサービスが登場し、音声や文字記号だけでなく、画像や動画といったより大きなデータを扱うようになり、さらには、人と人とのコミュニケーションだけではなく、モノとモノ、機械同士も直接通信するようになってきている。その結果、今世紀に入って、通信インフラ全体が扱うトラフィック量は爆発的に増加、いわゆる「情報爆発」の状況になっている²⁾。

大量のデータは高速に処理されなければ、リアルタイム性が損なわれてしまう。通信インフラ全体が大容量のデータを高速に処理することが求められる中、メタルケーブルも大量のデータを高速に伝送する性能が求められている。インターネットが普及し始めた当初は、事務所や工場のローカルエリアネットワーク³⁾にコンピュータ端末を接続するには、図1(a)のような「同軸ケーブル」が使われていた。その後、図1(b)のような被覆線二本を撚り合わせた「ツイストペアケーブル」に置き換わり、現在では図1(c)のようなシールドテープを追加した「各対シールドケーブル」も使われるようになってきた。図1(b)を4本撚り合わせたケーブルでは、1Gbit/s（一秒間あたり1ギガビットのデータを伝送）の性能があり、図1(c)のケーブルでは10Gbit/sの伝送も可能となる。

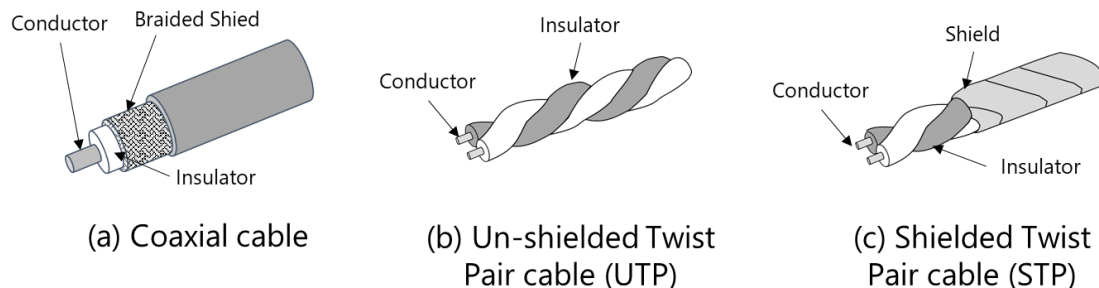


図 1.1 ローカルエリアネットワーク用のケーブル

一方、通信インフラを支える設備であるデータセンタには、サーバやスイッチ、ストレージ等、大量の情報機器が高密度に収納されていて、その機器間の接続にも大容量、超高速なデータ伝送用ケーブルが大量に使用されている。最近では、広大な敷地を必要とするような巨大なデータセンタがいくつも登場しており、その巨大さゆえ、図1.2のように、機器間の配線は100mにもなることがある。機器間の接続には、光トランシーバと光ファイバーを使った光配線が使われるが、コストや消費電力を抑え、信頼性を確保するには、長い距離には光配線を使い、短い距離はメタルケーブルを使う。現状では、機器を収納するラック内、或いは隣接するラック間までの接続にはメタルケーブルを使うことが多い⁴⁾。

コンピュータの分野でも、ムーアの法則⁵⁾で知られている通り、集積回路の集積度とともに大よそ18から24ヵ月で二倍のスピードで性能を向上させてきている⁶⁾。最近では、400ペタFLOPS（1秒間に 400×10^{15} 回の浮動小数点演算が実効可能）を超えるスーパーコンピュータ⁷⁾も登場している。近年、集積度の向上は鈍化しつつあると言われているが、コンピュータを並列接続することによって、性能向上を維持している。並列化されたコンピュータ群は、互いに大量のデータを高速にやり取りすることが、計算性能を引き出す上で重要になっており、ここでも、コンピュータ間を繋ぐケーブルには大容量・高速伝送の性能が求められる。データセンタと同様、コンピュータ間を繋ぐケーブルには光配線も使用するが、コストや消費電力も重要な指標であり、メタルケーブルの割合は有る程度は増やしたい。そのため、スーパーコンピュータでもラック内や隣接ラック間はメタルケーブルを使うことが多い。

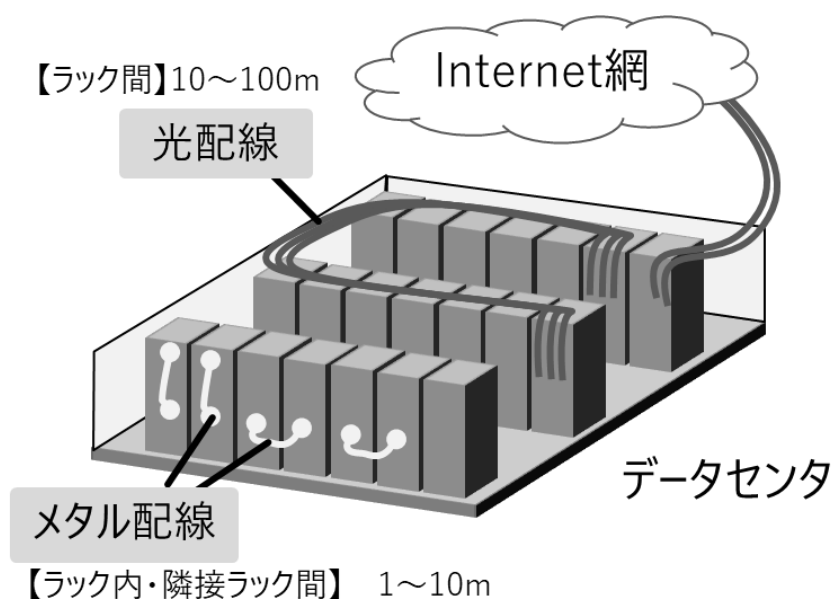


図 1.2 データセンタにおけるメタルケーブルの適用例

データセンタやスーパーコンピュータで使用するメタルケーブルは、以前は図1.2 (b)や(c)といった安価なツイストペアケーブルだったが、図1.3 (a)や(b)といった、より高性能な、二つの被覆線を並行させてシールドを巻き付ける「ツイナックスケーブル」に変わってきた。ツイナックスケーブルになると一本あたりで 10Gbit/s 以上のデータ伝送が可能で、通常、数本を撚り合わせて使用する。最近では、一本あたり 25Gbit/s 伝送を送信受信各 4 本、合計 8 本を撚り合わせて、100Gbit/s を伝送するケーブルもある。

その他の分野でもケーブルの大容量化・高速化の要求は多い。放送分野では、アナログによるテレビ放送はデジタル放送へと切り替わり、HD から Full-HD, 4K, 8K へと、より高精細な放送、映像コンテンツが登場しており、周辺機器を接続するケーブルや機器内蔵に使うケーブルには高速伝送性能が要求される。ファクトリー・オートメーションの分野であれば、作業の自動化や部品検査に高精細な画像認識を多用するようになり、小型カメラを繋ぐケーブルに高速伝送性能が求められる。

このように、情報通信の分野を中心に、あらゆる分野で、数年前とは比べ物にならない程の高速伝送性能が要求されている。メタルケーブルは、それぞれの分野の要求に合わせ、大きさ、太さ、長さ、撚り合わせ方、シールド構造を組み合わせ、性能を実現してきている。

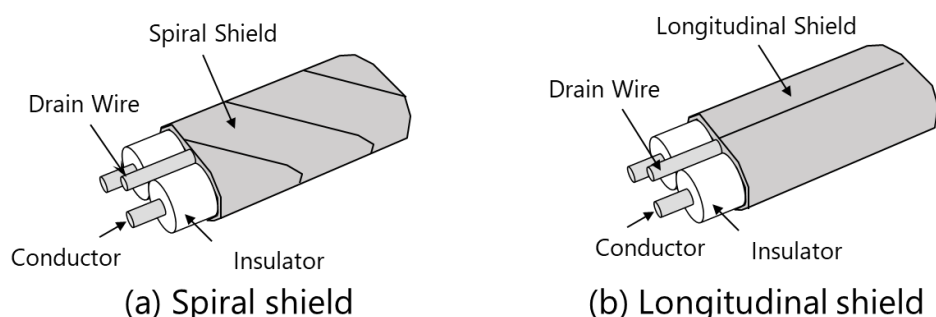


図 1.3 ツイナックスケーブル

1.1.2 メタルケーブルの伝送特性とその課題

一本の信号線に 1 ビットずつ順番にデータを送る伝送方式は「シリアル伝送」という。1 秒間に伝送するデータ量はビットレートと言い、伝送スピードの指標である。1 ビットのデータを送るために必要な時間（ユニットインターバル、UI）は、ビットレートの逆数であり、ビットレートが大きくなるほど短くなる。すなわち、大きなビットレートほど短い時間間隔で信号振幅が変化するので、高い周波数成分が含まれ、伝送路には広帯域の通過特性が必要になる。

一方、複数の信号線で信号を伝送する方式を「パラレル伝送」といい、メタルケーブ

ルで言えば、ケーブルを「多芯化」することになる。当然、多芯化することによって、伝送するデータ量を増やすことができる。しかし、メタルケーブルに与えられる容積は限られており、多芯化されても一本当たりに割り当てられるケーブル断面積は小さくなることが多い。

このような制約条件に対して、メタルケーブルには図1.4に示すように、「高い周波数では信号振幅が減衰する」という特性がある。また、「断面積が小さくなると信号振幅が減衰する」「伝送距離が長いと信号振幅が減衰する」という特性もある。信号振幅が減衰して、受信側で信号が認識できなくなると、正常な通信ができなくなるので、正常に信号を認識できる振幅を確保できるように、ビットレートに応じて、材料を設定し、ケーブル長さ、ケーブル構造を設計する。しかし、高いビットレートで、かつ、高密度なケーブル収容の設計では、信号振幅の減衰が避けられない。必然的に伝送距離は短かくせざるを得ない。

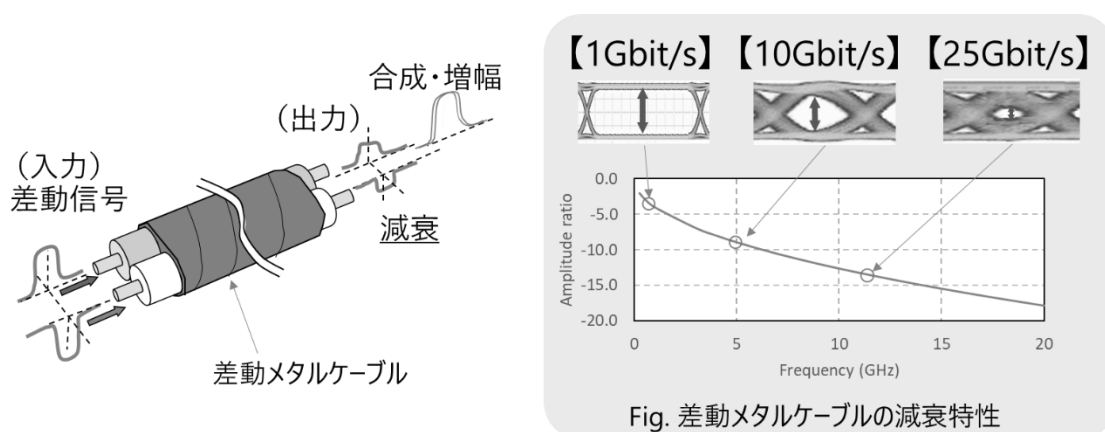


図 1.4 差動伝送用メタルケーブルの減衰特性と信号品質の関係

一般的に、メタルケーブルでは、データレートが高くなると伝送可能な距離は短くなっていく。しかしながら、様々な工夫、技術的な進歩によって、大容量・高速化に対応をしてきた。そのひとつは差動伝送方式⁸⁾の採用である。図1.4に示すように、互いが逆符号の信号を二芯一対の信号線に同時に伝送させる差動伝送方式は、外来のノイズを打ち消し、また自ら発するノイズも低く抑えることができる。その結果、S/N比が向上するため、信号が減衰しても、ある程度なら信号品質が確保できるようになる。

また、回路技術の進歩も、大容量化、高速化に大きく貢献した。信号が減衰することを前提に、送信回路や受信回路で信号波形を補正する信号補償技術⁹⁾¹⁰⁾が登場し、既に普及している。これら技術の進歩によって、以前では予想できなかった領域まで、電気

信号による高速伝送が可能になっている。

しかし、さらなる高速化の要求は続いている。10Gbit/s を超える伝送では、1ビットあたりの時間が0.1nsを切るようになってくる。そうすると、図1.5に示すように、差動伝送用ケーブルの二線間の伝搬時間のずれである「対内スキュー」の影響が無視できなくなる。例えば、1mあたり10psの対内スキューがあるケーブルでは、3mでは30psの対内スキューになる。10Gbit/sでは1UI=100psであり、信号を判別するためのマージンが30%も失われてしまう。25Gbit/sでは、同様の計算で75%にもなる。対内スキューは製造ばらつきに起因しており、ある程度の確率で「対内スキュー」の大きなものが出来てしまう。10Gbit/s, 25Gbit/s, またはそれ以上の伝送に耐えうる差動伝送用ケーブルを安定的に生産するためには、対内スキューを小さく抑えたい。長年の改善である程度は抑えられるようになってきたものの、これ以上は経済性を考慮すると難しい領域にある。さらなる大容量化、高速化に対応するには、差動伝送用ケーブルの対内スキューを低減する方法の開発が最大の課題となっている。

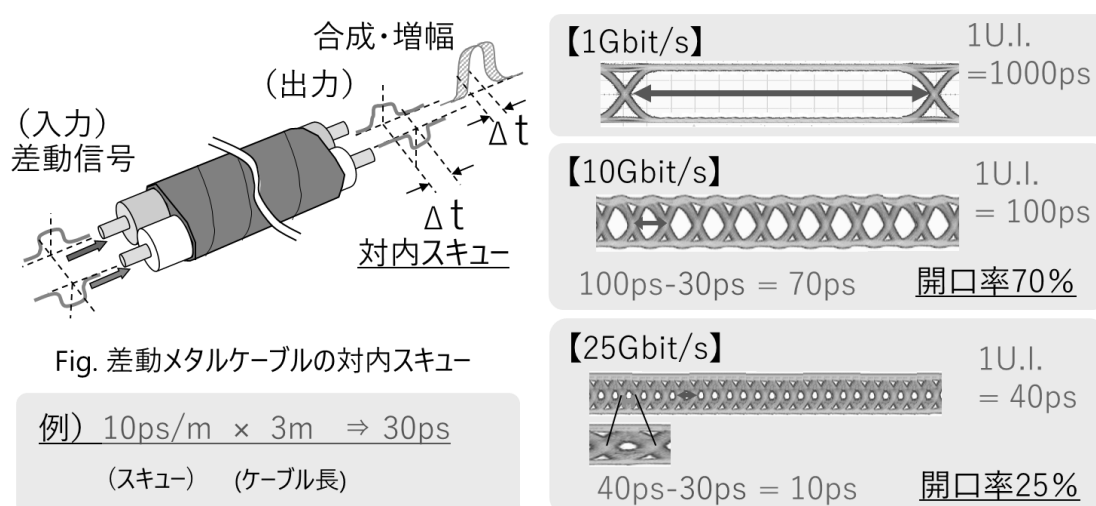


図 1.5 差動伝送用メタルケーブルの対内スキューと信号品質の関係

1.1.3 先行研究

対内スキューは、差動の伝送路に特有の問題で、メタルケーブルに限らず、様々な伝送路形態で検討がされてきた¹¹⁾¹²⁾。

通常、差動伝送路の特性は、ミックスドモード S パラメータ (Mixed mode S parameter) を用いて議論されることが多いが、S.Baek ら¹³⁾は、改良したミックスドモード S パラメータ (Modified Mixed mode S parameter) を用い、プリント基板のような平面回路の伝送路を解析、対内スキューと各種 S パラメータとの関係を明らかにしている。報告によれば、S パラメータから計算した対内スキューは、実際の対内スキューとよく一致する

ことが示されている。

一方、E.Mayevskiy ら¹⁴⁾は、差動伝送用メタルケーブルの対内スキューについて報告している。S.Baek らと同様に、改良したミックスドモード S パラメータによる分析を実施した結果、対内スキューには周波数特性があり、時間領域で計測する対内スキューでは高速伝送性能との相関がみられない、また、ケーブル性能を示す指標として、対内スキューには限界がある、ことを指摘している。差動伝送用メタルケーブルでは、差動-同相のモード変換量が重要なパラメータであって、時間領域のスキュー値よりは性能指標として適切であるとも主張している。

また、H.Dsilva ら¹⁵⁾は、差動伝送用メタルケーブルにおける対内スキューの測定では、Reference Voltage をどこに選択するかによって、その値が大きく変わってしまう問題を指摘している。E.Mayevskiy らと同様、時間領域の対内スキューは高速伝送性能を反映しないが、周波数領域の対内スキューはケーブルの性能指標として有効であることを示している。

このように、先行研究では、差動伝送用メタルケーブルの対内スキューの問題点は指摘しつつも、時間応答で得られた測定値、あるいは解析値では、有効な情報が得られず、その詳細な発生メカニズムを解明するには至っていない。また、具体的な対内スキューの低減方法も示されていない。H.Dsilva らによる先行研究によると、差動伝送用メタルケーブルの場合は、現状の対内スキュー定義に問題があり、その結果、対内スキューの解析を難しくしているものと考えられる。

1.2 本研究の目的

本研究は、差動伝送用のメタルケーブルによる高速伝送性能を向上し、十数 Gbit/s を超えるデータレートの通信を可能にすること目的としている。この領域の高速伝送の課題は、差動伝送用メタルケーブルが持つ対内スキューを低減することにある。対内スキューを低減するため、以下の課題に取り組んだ。

まず一つ目は、現状の対内スキュー定義が伝送性能を反映しない問題について検討し、対内スキュー定義の見直しを行う。

次に、新たな定義のもと、差動用メタルケーブルで対内スキューが生成されるメカニズムを明らかにすることである。製造ばらつきの主要因は、ケーブル被覆の比誘電率ばらつきではあると考えているが、そのばらつきと対内スキューの関係を明らかにすることにある。

もうひとつは、分析した対内スキューの生成要因に基づき、対内スキューが小さい新しいケーブル構造を提案することである。提案するケーブル構造に対して、数値解析と試作評価の両面で対内スキューの低減効果を確認することにある。

1.3 本論文の構成

第1章では、本研究の背景および目的について述べた。

第2章では、差動伝送用メタルケーブルの特徴と対内スキューの定義について見直し、より伝送性能を反映する新たに提案する対内スキュー定義について議論する。

第3章では、いくつかの差動伝送用メタルケーブルについて時間応答解析を実施、従来の対内スキューとあらたに提案した定義との比較を行う。また、時間応答解析の結果から各ケーブルに対する特徴を抽出し、対内スキューの生成要因について議論する。

第4章では、第2章、第3章から得られた結果をもとに、対内スキューの値を定式化する。定式化された結果をもとに差動伝送用メタルケーブルの対内スキューの低減方法について議論する。

第5章では、対内スキューを低減する新しい差動伝送用メタルケーブルの構造を提案、解析によってその効果について検討する。また、実際に試作、評価した結果について議論する。

第6章では、本研究で得られた結果をまとめ、本論文の結論とする。

第2章 差動伝送路の対内スキュー定義

2.1 はじめに

情報源と受信者の間を結んでいるものを、一般に通信路または伝送路という¹⁶⁾。伝送路を経由する信号は、伝送路の不完全さにより減衰、ひずみ、雑音等の影響を受け、変化する。この伝送路の不完全さを分析し、正確にその特性を捉えることで、信号劣化の要因を明らかにすることができる。伝送路の不完全さを表すものとしては、減衰量や特性インピーダンス、Sパラメータ等が利用されている。

Sパラメータは、回路網の特性を表すパラメータのひとつで、高周波の分野ではよく使われる。減衰特性や特性インピーダンスに簡単に変換することも可能で、測定機や解析ソフトの出力データとしてもよく使われる。通常、周波数特性として扱われるが、フーリエ逆変換等によって時間応答に変換することもできる。伝送路の影響を受けた信号を再現、分析するには、解析環境や測定環境も含めて考慮すると、Sパラメータを用いる方法が最も都合が良い。

対内スキューも伝送路の不完全さに起因するものであり、伝送路の特性を正確に捉えることが要因を明らかにすると考えられる。前章で紹介した先行研究でも、差動伝送路で用いられるミックスドモードSパラメータを使って、対内スキューとの関係を明らかにする検討がされている。しかし、プリント基板の配線のような平面回路はともかく、メタルケーブルについては、対内スキューの要因と考えられている事象と相関が得られず、また明確な発生メカニズムも示されていない。

メタルケーブルにおける対内スキュー分析の問題点として、1) ケーブル構造によって対内スキューの現れ方が異なる、2) 対内スキューの測定(定義)の仕方によって数値が変わってしまう、の二点が示されている。この二点については、従来の対内スキューの定義が、メタルケーブルの議論をする上では不十分であり、その定義を見直す必要があると考えられる。

本章では、まず、差動伝送路の伝搬特性であるSパラメータについて整理し、従来定義の対内スキューとの関係を整理していく。次に、各種メタルケーブル伝送路の特徴を整理して、考慮しなければならない項目を確認する。最後に、メタルケーブルの伝送特性を議論するための対内スキューの定義を見直し、新しいメタルケーブルの解析に適した定義を提案する。

2.2 四端子対回路網と対内スキュー

差動伝送に使う伝送路は、通常、四端子対回路網で表現される。本報告で用いる四端子対回路網のポート定義を図2.1に示す。

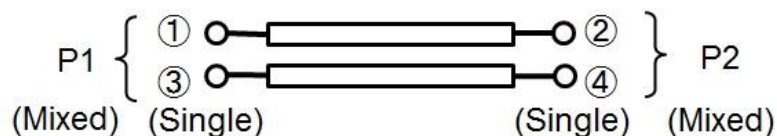


図 2.1 差動伝送路のポート定義

ポート①③の対 P1 に差動信号を入力すると、ポート②、およびポート④には、図2.2のような波形が現れる。伝搬時間の差が無ければ、図2.2(a)のように、ポート②と④の波形は正負対称の波形になる。しかし、伝搬時間差があると図2.2(b)のように波形にズレが生じ、信号を判別する時間方向のマージンが小さくなり、信号品質が劣化する。通常、図中の(b)に示した時間差 Δt を対内スキューと言う。

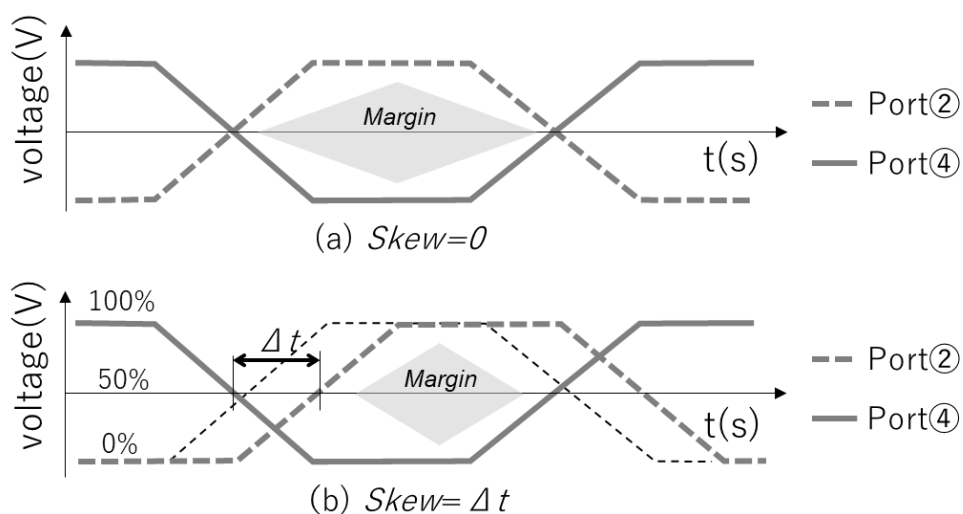


図 2.2 差動信号と対内スキュー

対内スキューは、波形の立ち上がり、および立ち下りの部分から読み取る。それぞれの波形は伝送路の伝搬特性に依存するので、対内スキューを分析するには、伝送路の伝搬特性データが必要になる。一般的には、Sパラメータを使って分析する。Sパラメータは周波数特性なので、時間波形に変換するため、逆フーリエ変換等を使って波形を再現する。次節では、差動伝送路のSパラメータについて説明する。

2.3 Sパラメータ

図2.3に示す四端子対回路網の特性は、16個のSパラメータ ($S_{11} \sim S_{44}$) で表現する。例えば、 S_{21} はポート① (添字1) に対するポート② (添字2) の応答特性を示す。 S_{11} は、ポート① (添字1) に対するポート① (添字1) の応答特性、すなわち、ポート①の反射特性を意味する。上記16個のSパラメータは、ポート①③の対P1と、ポート②④の対P2に対する、同相モード (位相差が 0°) と差動モード (位相差が 180°) の応答特性に変換することができる。ミックスドモードSパラメータとは、この2ポート×2モードによる16個の応答特性のことを言う。例えば、 S_{dd21} は、P1 (添字1) の差動モード (添字d) に対する、P2 (添字2) の差動モード (添字d) の応答特性、すなわち差動モードの伝搬特性となる。 S_{cc21} は同相モードの伝搬特性であり、 S_{cd21} は差動から同相へのモード変換量を示している。

ミックスドモードSパラメータの S_{cc21} , S_{dd21} , S_{cd21} , S_{dc21} は、式(2.1)(2.2)(2.3)(2.4)を使って、 $S_{11} \sim S_{44}$ のSパラメータから変換することができる¹⁷⁾。

$$S_{cc21} = \frac{1}{2} \{ (S_{21} + S_{23}) + (S_{41} + S_{43}) \} \quad (2.1)$$

$$S_{dd21} = \frac{1}{2} \{ (S_{21} - S_{23}) - (S_{41} - S_{43}) \} \quad (2.2)$$

$$S_{cd21} = \frac{1}{2} \{ (S_{21} - S_{23}) + (S_{41} - S_{43}) \} \quad (2.3)$$

$$S_{dc21} = \frac{1}{2} \{ (S_{21} + S_{23}) - (S_{41} + S_{43}) \} \quad (2.4)$$

図2.2に示したポート②の波形は、P1の差動入力に対するポート②の波形であり、ポート④の波形は、P1の差動入力に対するポート④の波形である。それぞれの波形の変化は、対応するポート/モードの応答特性に従う。P1の差動モードに対するポート②の応答特性 ($= S_{2d1}$)、同じくP1の差動モードに対するポート④の応答特性 ($= S_{4d1}$) をSパラメータで表すと次式となる。

$$S_{2d1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{21} - S_{23}) \quad (2.5)$$

$$S_{4d1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{43} - S_{41}) \quad (2.6)$$

式(2.5)(2.6)の右辺は、式(2.2)(2.3)を使ってミックスドモードのSパラメータに置き換えることができる。ミックスドモードのSパラメータに置き換えると次式となる。

$$S_{2d1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{dd21} + S_{cd21}) \quad (2.7)$$

$$S_{4d1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{dd21} - S_{cd21}) \quad (2.8)$$

伝送路で対内スキューが発生しないのは、 S_{2d1} と S_{4d1} が全く同じ特性となる場合である。何らかの原因で、 S_{2d1} と S_{4d1} に特性差が生じ、ポート②とポート④に現れる波形に差が生じると、対内スキューが生じる。式(2.7)(2.8)によると、その違いはモード変換量(= S_{cd21})であることがわかる。しかし、モード変換量自体は周波数特性であり、直接、対内スキューを示すものではない。次節では、時間応答への変換を考え、対内スキューとの関係を分析していく。

2.4 時間応答への変換

対内スキューを読み取る部分は、それぞれの波形の振幅が変化する部分、すなわち波形の立ち上がり、立ち下がり部分である。波形の立ち上がり、立ち下がり部分は、伝送路のステップ応答に相当する。メタルケーブルは、線形時不変システムの伝送路であり、次の手順でSパラメータをステップ応答に変換することができる。

まず、式(2.9)により、周波数特性であるSパラメータ(= S_{ij})を逆フーリエ変換することで、時間波形であるインパルス応答(= $h(S_{ij})$)に変換する。さらに式(2.10)により、インパルス応答と単位ステップ関数(= $u(t)$, 式(2.11))の畳み込み積分¹⁸⁾をする。これによってステップ応答(= $s(S_{ij})$)に変換することができる。

$$h(S_{ij}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ij}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.9)$$

$$s(S_{ij}) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau) \cdot h(S_{ij}) d\tau \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} u(t) = 0 & (t < 0) \\ u(t) = 1 & (t \geq 0) \end{cases} \quad (2.11)$$

差動伝送用メタルケーブルは線形時不変システムであることから、時間応答に変換しても加算減算の関係は変わらない。よって、 S_{2d1} 、 S_{4d1} のステップ応答は、式(2.7)(2.8)を使って、次式で表すことができる。

$$s(S_{2d1}) = \frac{1}{\sqrt{2}}\{s(S_{dd21}) + s(S_{cd21})\} \quad (2.12)$$

$$s(S_{4d1}) = \frac{1}{\sqrt{2}}\{s(S_{dd21}) - s(S_{cd21})\} \quad (2.13)$$

通常, 対内スキューの値を得るには, 式(2.12)と式(2.13)のステップ応答波形を計算し, 振幅が最大値の半分, 50%となる時刻をそれぞれ読み取り, その時刻の差とする。一方, 時刻の差ではないが, 各ステップ応答の振幅差は, 式(2.12)と式(2.13)の差分であり, 次式で求まる。

$$s(S_{2d1}) - s(S_{4d1}) = \sqrt{2}s(S_{cd21}) \quad (2.14)$$

式(2.14)によると, ポート②とポート④に現れるステップ応答の振幅差は, $\sqrt{2} \cdot s(S_{cd21})$ になることを意味している。ただし, これは振幅差であって, 対内スキューを直接示すものではない。

2.5 差動伝送用メタルケーブル

ここで, 実際の差動伝送用メタルケーブルによる代表的な幾つかの伝送路について説明する。図 2.3 に差動伝送用ケーブルの伝送路の形態を示す。

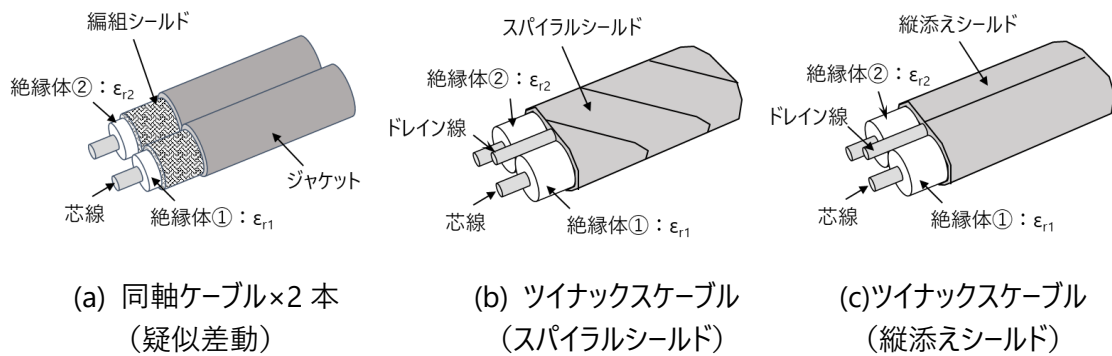


図 2.3 差動伝送用メタルケーブル

図 2.3 (a)は, 同軸ケーブルを二本並べたものであり, 「疑似差動伝送」としてよく使われる形態¹⁹⁾である。図 2.3 (b)と(c)は, 高速伝送用途で使用されるツイナックス構造のケーブルを示している。(b)と(c)はシールド構造が異なり, (b)が「スパイラルシールド」, (c)が「縦添えシールド」となっている。以下に詳しく説明する。

2.5.1 同軸ケーブル二本による疑似差動伝送

図2.3(a)の同軸ケーブル二本による差動伝送は、多芯でもケーブルが曲がりやすく、柔らかいので、よく使われる形態である。シールドは編組や導体テープ等で構成する。同軸二本の同軸ケーブルが電磁氣的に独立しているため、長さの違い等、対内スキューが大きくなり易く、比較的伝送速度の低い用途で使用することが多い。

信号伝送に関するパラメータとして、特性インピーダンス、減衰特性、対内スキューがある。疑似差動伝送におけるこれらパラメータの特徴について説明する。

2.5.1.1 特性インピーダンス

同軸ケーブル単体の特性インピーダンス ($= Z_0 [\Omega]$) は、絶縁体の透磁率 $\mu [\text{H/m}]$ 、絶縁体の誘電率 $\varepsilon [\text{F/m}]$ 、芯線径 $D_1 [\text{m}]$ 、絶縁体外径 $D_2 [\text{m}]$ により次式で求まる²⁰⁾。

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln\left(\frac{D_2}{D_1}\right) \quad (2.15)$$

一般的な絶縁体材料による同軸ケーブルでは、ケーブル外径あたりの減衰量が最小になるよう、特性インピーダンスを 50Ω で設計する。独立した二本の同軸ケーブルで差動信号、および同相信号を伝送する場合、特性インピーダンスは合成抵抗と同じ方法で計算できるので、二本の同軸ケーブルの特性インピーダンスを Z_1 、 Z_2 とすると、差動インピーダンス ($= Z_{diff}$) と同相インピーダンス ($= Z_{comm}$) は、次式となる。

$$Z_{diff} = Z_1 + Z_2 \quad (2.16)$$

$$Z_{comm} = \frac{1}{1/Z_1 + 1/Z_2} \quad (2.17)$$

伝送路の二芯間の電磁氣的な結合率 ($= C.R$: Coupling Ratio) は、芯線を通る全電流のうち、芯線間に現れる電気力線の作用によって流れる電流分の比率であると考えることができる。結合率は、差動インピーダンス ($= Z_{diff}$) と同相インピーダンス ($= Z_{comm}$) から、次式で計算することができる²¹⁾。

$$C.R = \frac{4Z_{comm} - Z_{diff}}{4Z_{comm} + Z_{diff}} \times 100 \quad (\%) \quad (2.18)$$

同軸ケーブル二本による疑似差動伝送では、 $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$ であり、 $Z_{diff} = 100 \Omega$ 、 $Z_{comm} = 25 \Omega$ となるので、式(2.16)(2.17)より、結合率は 0% ということになる。

2.5.1.2 減衰特性

同軸ケーブルの減衰量は、導体部分で失われる損失（導体損）と絶縁体部分で失われる損失（誘電損）とケーブル外部に放射して失われる損失（放射損）によって決まる。各損失による減衰定数を、 α_c 、 α_d 、 α_r とすると、全体の減衰定数は次式となる。

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r \quad (2.19)$$

図2.3に示したようなシールドを持つケーブルの放射損は、他の損失に比べて小さい。本報告では省略する。導体損は芯線の抵抗率 ($\rho_1[\Omega \cdot \text{m}]$) やシールドの抵抗率 ($\rho_2[\Omega \cdot \text{m}]$) に関係するが、動作周波数 (f [Hz]) が高くなると表皮効果の影響でも増加する。誘電損は絶縁体の誘電正接 ($\tan \delta$) に関係するが、こちらも動作周波数とともに増加する。それぞれの減衰定数 (α_c 、 α_d) は次式となる。ここでは、光速を c_0 [m/s]、絶縁体の比誘電率を ϵ_r としている。

$$\alpha_c = \frac{1}{2\pi Z_0} \left(\frac{\sqrt{\pi\mu\rho_1 f}}{D_1} + \frac{\sqrt{\pi\mu\rho_2 f}}{D_2} \right) \quad [\text{Np/m}] \quad (2.20)$$

$$\alpha_d = \frac{\pi f}{c_0/\sqrt{\epsilon_r}} \tan \delta \quad [\text{Np/m}] \quad (2.21)$$

疑似差動伝送では、同軸ケーブルが二本になるだけなので、理想的には入力する信号が二倍になり、受信する信号も二倍になる。減衰特性は同軸ケーブル一本の減衰特性と同じとなり、式(2.20)(2.21)に従う。ただし、対内スキューが大きくなると、差動信号の一部が同相成分に変換されてしまうため、減衰特性は悪化する。仮に 1/2 波長に相当する対内スキューが生じると、差動信号の振幅は 0 になる。

通常、データ伝送用のメタルケーブルは、絶縁体にポリエチレン等、誘電率、誘電正接の小さい材料を使用する。芯線やシールドには銅等の抵抗率の小さい材料を使用する。芯線径は 0.1~0.3mm ぐらいのワイヤを使用するため、通常、導体損の減衰定数が支配的になることが多い。式(2.20)(2.21)によると導体損は周波数の 1/2 乗に比例、誘電損は周波数の 1 乗に比例するので、低い周波数では導体損が支配的となり、高い周波数になると誘電損の影響が加わってくる。

2.5.1.3 対内スキュー

疑似差動伝送では二本の同軸ケーブルが電磁気的には独立しているので、対内スキューがあると、図2.2のように伝搬時間だけがズレる。対内スキューは伝搬時間差だけで決定するので、ケーブル長が L_1 [m] と L_2 [m]、二つの絶縁体の比誘電率が ϵ_{r1} とすると、対内スキュー ($= \Delta t_{(L_1-L_2)}$) は次式で求まる。

$$\Delta t_{(L_1-L_2)} = \left| \frac{L_1}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r1}}} - \frac{L_2}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r1}}} \right| \quad (2.22)$$

同軸ケーブル二本で差動伝送をする場合、式(2.22)に示した通り、ケーブル長の差分 $|L_1 - L_2|$ の伝搬時間の分が対内スキューとなる。絶縁体の比誘電率が発泡ポリエチレン相当の 1.85 とすると、差分 1mm あたりの伝搬時間は 4.5ps 程度となる。同軸ケーブル二本で差動伝送をする場合は、ケーブルの長さを極力合わせる必要がある。一方、両方のケーブル長が同じ L [m] であり、二つの絶縁体の比誘電率が ε_{r1} と ε_{r2} である場合、対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1})}$) は次式で求まる。

$$\Delta t_{(\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1})} = \left| \frac{L}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r1}}} - \frac{L}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r2}}} \right| \quad (2.23)$$

比誘電率の差を $\Delta\varepsilon_r$ ($= |\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}|$) とし、 $\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1} \ll 1$ として近似すると、伝搬時間差 ($= \Delta t_{(\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1})}$) は次式となる。

$$\Delta t_{(\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1})} \approx \frac{L}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r1}}} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_{r1}} \right) \quad (2.24)$$

式(2.24)より、対内スキューは、ケーブル長 ($= L$)、および比誘電率に対する比誘電率差 ($= \Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1}$) に比例して増加する。絶縁体としてよく使用される発泡ポリエチレンでは、発泡度の違いによって比誘電率が大きく変化する。絶縁体の比誘電率を 1.85 とすると、比誘電率差が 0.5% あるだけで、ケーブル 1m あたり 11.3ps の対内スキューが生じることになる。3 m では 33.9ps になるので、10Gbit/s の 1 ビットの信号間隔：100ps の 34% にもなってしまう。

尚、この式は、疑似差動伝送の場合に限られるが、比誘電率差の影響を見積もるため、疑似差動伝送以外でもよく用いられる。この計算方法で得られる対内スキューは、これ以降、 $\Delta t_{(\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1})}$ とする。

2.5.2 スパイラルシールド・ツイナックス構造

図 2.3 (b) のツイナックスケーブルは、別々に作製した二本の被覆線を並べ、その上から樹脂と銅の二層テープを巻き付け、シールドとしている。シールドの内側にはドレイン線も添えている。同軸ケーブル二本による疑似差動伝送と違って、二つの被覆線が自由に動かないので、ややケーブルが固い。しかし、二線が一括してひとつのシールドに覆われているので、芯線間に電磁気的な結合があり、二線の長さも揃い易いので、比

較的，対内スキューが小さいと考えられている。

特性インピーダンスは，疑似差動伝送の差動インピーダンス ($= Z_{diff}$) に合わせることも多く， 100Ω で設計されることが多い。同相インピーダンス ($= Z_{comm}$) は，構造上，自由度が無く，大よそ 28Ω 程度になる。式(2.18)によると，結合率は約 6% になる。

二本の被覆線は別々に作製されるので，疑似差動伝送と同様，絶縁体の比誘電率差が対内スキューの主要因になる。しかし，疑似差動伝送とは違って二線には 6% ほどの結合があるので，図 2.2 のような単純な波形にならず，式(2.24)の対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$) とは一致はしない。比誘電率差との関係を調べた先行研究もあったが，相関関係を示すことができず，対内スキューが生成されるメカニズムも説明できていない。

減衰特性については，結合率が 6% と低いため，疑似差動伝送と同等として，式(2.19)(2.20)(2.21)で見積もることがある。ただし，シールド構造が，図 2.3 (b) に示すような導体テープをスパイラル状に巻き付けた構造になっており，減衰特性には「サックアウト」という急激な減衰域²²⁾が現れるので，その帯域以上では上式とは一致しない。図 2.4 にツイナックスケーブルの伝搬特性の測定例を示す。例で示したスパイラルシールドのツイナックスケーブルでは，15GHz 付近にサックアウトがある。

このように，スパイラルシールドのツイナックスケーブルは，対内スキューが比較的小さいので，数 Gbit/s の高速伝送用途によく使われる。しかし，通過帯域がサックアウトで制限されるため，十数 Gbit/s を超える伝送には使用できない。

2.5.3 縦添えシールド・ツイナックス構造

図 2.3 (c) は，図 2.3 (b) と同じツイナックス構造だが，シールド部分が導体テープをたばこ紙のように巻きつけた構造になっている。このシールド構造は，縦添えシールドと言われ，スパイラルシールドのような周期構造がないため，減衰特性に「サックアウト」が現れない。図 2.4 には，縦添えシールドのツイナックスケーブルの伝搬特性も示している。通過帯域がサックアウトで制限されることがないので，十数 Gbit/s を超える高速伝送用途にも使用できる。断面形状は縦添えシールドのツイナックスケーブルと同じなので，差動インピーダンスが 100Ω ，同相インピーダンスは 28Ω ，結合率も約 6% 程度になる。

二本の被覆線が別々に作製される場所は同じなので，絶縁体の比誘電率が対内スキューの主要因であることは変わらない。また，二線には結合があるところも同じなので，図 2.2 のような単純な波形にならず，式(2.24)の対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$) とは一致しない。経験的には縦添えシールドの方が，対内スキューが大きくなる傾向があるが，そのメカニズムは明らかにはされていない。

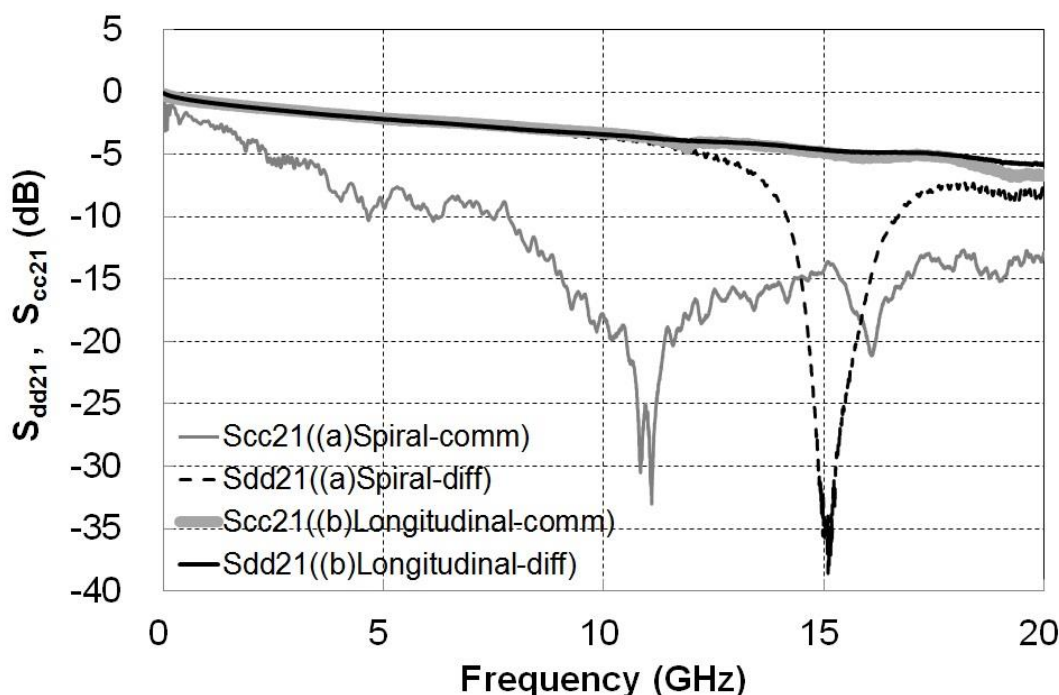


図 2.4 ツイナックスケーブルの伝搬特性

2.6 対内スキュー定義の見直し

対内スキューは、伝送路のステップ応答から読み取り、通常、図 2.5 (a)に示すように、振幅が最大振幅の 50%となる時間での差分で読み取る（以下、この定義の対内スキューを「 $\Delta t_{(50\%)}$ 」とする）。図 2.3 (a)の疑似差動伝送のように、単純に時間がずれただけの伝送路であれば、50%以外の振幅値で読み取っても、対内スキューの値は変わらない。しかし、図 2.3 (b)(c)のような結合の強いケーブルでは、このような単純な波形にならないことが多く、第 1 章で示した先行研究でも”Reference Voltage” の選択によって、対内スキュー値が変わってしまうことが指摘されている。

そこで、参照する振幅値に依存しない、対内スキューの定義について考えてみる。図 2.5 (b)に示すように、図中斜線部の面積（= S ）は、 S_{2d1} と S_{4d1} のステップ応答の差分を時間軸方向に積分したものに相当する。面積 S は次式で計算できる。

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} \{s(S_{2d1}) - s(S_{4d1})\} dt \quad (2.25)$$

対内スキュー（= Δt ）は、面積 S を信号振幅（= A ）で除した値（= S/A ）に相当する。式(2.14)の関係を使い、 S/A から得られる対内スキュー（= $\Delta t_{(S/A)}$ ）を求めると、次式となる。

$$\Delta t_{(S/A)} = \frac{S}{A} = \frac{1}{A} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{2} \cdot s(S_{cd21}) dt \quad (2.26)$$

この方法によれば，波形から時刻を読み取るための振幅値，“Reference Voltage” が必要ない。以下，この定義の対内スキューを「 $\Delta t_{(S/A)}$ 」とする。

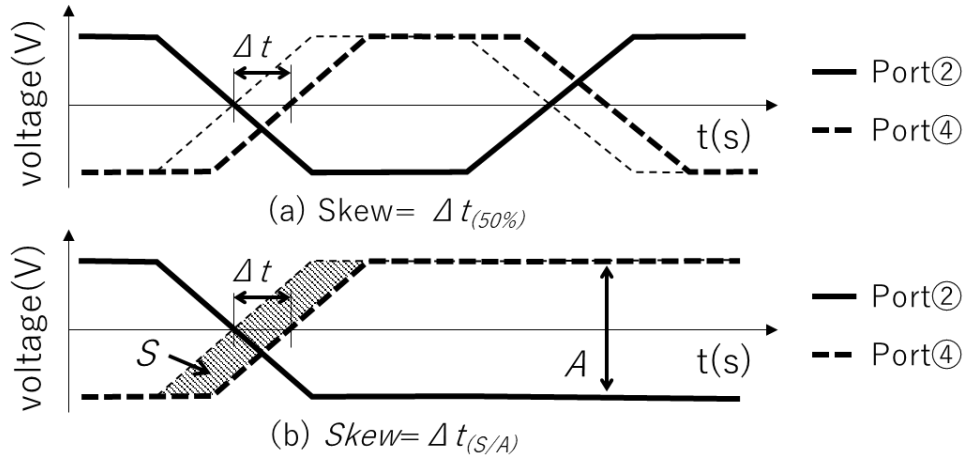


図 2.5 対内スキューの定義

式(2.26)によると，対内スキューは，モード変換量のステップ応答（ $= s(S_{cd21})$ ）を時間積分したものに比例する。モード変換量の絶対値（ $= |S_{cd21}|$ ）が小さければ，対内スキュー（ $= \Delta t_{S/A}$ ）は，小さくなるが，モード変換量の位相的な要素も関係してくる。

従来の振幅の 50%から時間差を読み取る対内スキュー（ $= \Delta t_{(50\%)}$ ）は，時間を読み取る作業が比較的面倒な上に，50%以外の振幅での時間差が考慮されないため，信号品質の良し悪しが反映されない懸念がある。

式(2.26)による対内スキュー（ $= \Delta t_{S/A}$ ）計算では， S_{2d1} ， S_{cd21} のステップ応答を求め， S_{2d1} の最大振幅（ $= A$ ）と， S_{cd21} の時間積分値から求める。この方法は参照する振幅値が不要なので，表計算ソフト等が使えるれば比較的作業は簡単で，50%以外の振幅の時間差も考慮されるため，Sパラメータの比較検討には非常に都合が良い。

また，メタルケーブルは，線形時不変システムであり，Sパラメータの和・差の関係は，時間応答に変換した後でもその関係が維持される。対内スキューの値も，既知となっているSパラメータの関係式を利用して，分離・分解することができるので，その要因を分析しやすいと考えられる。

今回，式(2.26)の対内スキュー（ $= \Delta t_{(S/A)}$ ）の定義をあらたに提案し，従来の対内スキュー（ $= \Delta t_{(50\%)}$ ）と比較していく。

2.7 まとめ

先行研究では、対内スキューの定義 ($= \Delta t_{(50\%)}$) に課題があると考えた。

そこで、まず代表的な差動伝送用のメタルケーブルとして、同軸ケーブル二本による疑似差動伝送、ツイナックスケーブルによる差動伝送について、その伝送特性の特徴を整理した。整理した結果に基づき、それら伝送路の S パラメータと対内スキューの関係を調べ、対内スキューの定義を見直した。確認した内容を以下にまとめる。

- ▶ 図 2.3 (a) のような結合のない疑似差動伝送の場合、対内スキューは二線の伝搬時間差で決まり、ケーブル長が同じであれば、次式となる。

$$\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})} \approx \frac{L}{c_0/\sqrt{\epsilon_{r1}}} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\epsilon_r}{\epsilon_{r1}} \right) \quad (2.24)$$

- ▶ 図 2.3 (b)(c) のような結合のあるケーブルでは、従来の対内スキュー ($= \Delta t_{(50\%)}$) 定義では問題がある。そこで、参照する振幅値に依存しない対内スキューの定義を検討した。その結果、次の計算式を得た。

$$\Delta t_{(S/A)} = \frac{1}{A} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{2} \cdot s(S_{cd21}) dt \quad (2.26)$$

- ▶ 対内スキューは、S パラメータのひとつである、 S_{cd21} の時間応答に関係するが、メタルケーブルは線形不変システムであり、時間応答に変換する前の S パラメータの関係式を使って、他の S パラメータに分離・分解することができる。

上記の通り、結合のあるツイナックスケーブルでは、疑似差動伝送と同様な対内スキュー計算ができず、従来定義では波形の変形を正しく反映しないところがある。これを正しく反映する対内スキューとして、式(2.26)の定義を提案した。

また、式(2.26)の対内スキューが S パラメータの時間応答で、他の S パラメータの時間応答に分離、分解できることは、その生成要因の分析に有効であると考えられる。

次章以降では、従来定義の対内スキュー ($= \Delta t_{(50\%)}$) と、誘電率差から計算する対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$) と、今回あらたに見直した定義 ($= \Delta t_{S/A}$) の三者を比較しながら、対内スキューの生成要因について調べていく。

第3章 差動伝送路の時間応答解析

3.1 はじめに

第2章では、差動伝送路のSパラメータと従来の対内スキュー定義(= $\Delta t_{(50\%)}$)、比誘電率差から計算する対内スキュー値(= $\Delta t_{(\Delta \epsilon_r/\epsilon_{r1})}$)について整理した。また、先行研究の問題点を分析し、メタルケーブルの解析に適した、新しい対内スキューの定義(= $\Delta t_{(S/A)}$)を提案した。新しい定義による対内スキューは、Sパラメータである S_{cd21} の時間応答から計算するので、線形不変システムであるメタルケーブルでは、他のSパラメータの時間応答に分離・分解ができる。この分離・分解によって対内スキューの分析が可能であることを示した。

第3章では、差動伝送用メタルケーブルとしてよく使用される、(a)同軸ケーブル二本による疑似差動伝送、(b)縦添えシールド、および、(c)スパイラルシールドのツイナックケーブルについて、時間応答解析を実施、比較・分析を行う。各Sパラメータの時間応答の関係から、対内スキューの生成要因を分析する。これと同時に、前述の三つの対内スキュー定義、 $\Delta t_{(50\%)}$ 、 $\Delta t_{(\Delta \epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ 、 $\Delta t_{(S/A)}$ の比較も行う。

3.2 解析方法

解析方法について説明する。最初に、各差動伝送用ケーブルのSパラメータを数値解析で作成する。通常、差動伝送用ケーブルのような三次元構造の伝送路を解析するには、有限要素法による電磁界解析を行う。本研究では、Ansys社製の電磁界解析ソフト「HFSS²³⁾」を用いる。最初に、差動伝送用ケーブルの断面寸法、各部材ごとの導電率、比誘電率、誘電正接を設定し、それらを反映した解析モデルを作成する。ケーブル両端に、それぞれ①～④のポートを定義し、4ポートのSパラメータを計算する。周波数範囲は0.1～50GHzとし、間隔は0.1GHzとする。Sパラメータからインパルス応答への変換には、Keysight社の回路シミュレータ「ADS²⁴⁾」を用いる。「HFSS」から出力されたSパラメータを「ADS」に読み込み、ts関数でインパルス応答の波形データを作成する。インパルス応答からステップ応答への変換(畳み込み積分)には、市販表計算を用いる。

解析結果は、モード変換量である、 S_{cd21} のステップ応答とインパルス応答を始め、 S_{dd21} 、 S_{cc21} 、 S_{21} 、 S_{43} 、 S_{23} 、 S_{41} のインパルス応答、 S_{2d1} と S_{4d1} のインパルス応答とステップ応答をグラフ表示する。各波形は横軸(時間軸)を揃えて、縦軸の電圧相当値は、適宜、基準をずらして示す。横軸の時刻 t は、式(2.18)(2.19)(2.20)の t であり、 $t=0$ はケーブル端にインパルス、およびステップ信号を入力した時刻に相当する。

3.3 解析モデル

図 3.1 に解析する差動伝送用ケーブルの三つの形態を示す。第 2 章では既に伝送路としての特徴を説明したので、本節では解析モデルとしての説明をする。各解析モデルのパラメータは、表 3.1 に示す。

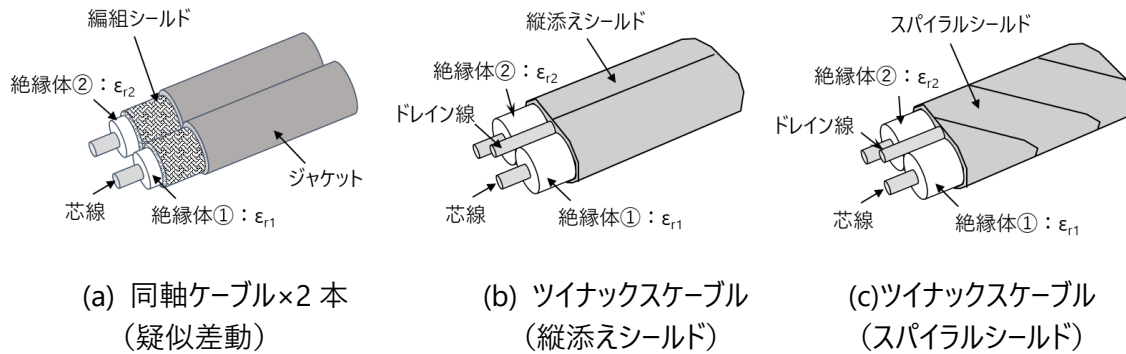


図 3.1 解析モデル

表 3.1 解析モデルのパラメーター一覧

	導体径／絶縁体径 (mm)	シールド 構造	ケーブル長 (m)	絶縁体① 比誘電率	絶縁体② 比誘電率	比誘電率差 (%)	$\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ (ps)	
疑似差動	0.254／0.77	編組 シールド (縦添え シールド 相当)	3.0	1.85	1.85	0.0	0.0	
			↑	↑	1.85185	0.1	6.8	
			↑	↑	1.85370	0.2	13.6	
			↑	↑	1.85555	0.3	20.4	
			↑	↑	1.85740	0.4	27.2	
			↑	↑	1.85925	0.5	34.0	
			↑	↑	1.86110	0.6	40.7	
			1.0	↑	1.85925	0.5	4.5	
			2.0	↑	↑	↑	9.1	
			4.0	↑	↑	↑	18.2	
5.0	↑	↑	↑	22.7				
ツイナックスケープル	0.254／0.77	縦添え シールド + ドレイン線有	3.0	1.85	1.85	0.0	—	
			↑	↑	1.85185	0.1	—	
			↑	↑	1.85370	0.2	—	
			↑	↑	1.85555	0.3	—	
			↑	↑	1.85740	0.4	—	
			↑	↑	1.85925	0.5	—	
			↑	↑	1.86110	0.6	—	
			1.0	↑	1.85925	0.5	—	
			2.0	↑	↑	↑	—	
			4.0	↑	↑	↑	—	
		5.0	↑	↑	↑	—		
			スパイラル シールド+ ドレイン線有	3.0	0.185185	0.185925	0.5	—

3.3.1 同軸ケーブル二本による疑似差動伝送

図 3.1 (a)の同軸ケーブル二本による疑似差動伝送では、二本の同軸ケーブルが電磁気的には独立しているため、次の手順で解析を行う。

まず、同軸ケーブル一本の解析モデルを作成する。絶縁体の比誘電率 (= ϵ_{r1}) は発泡ポリエチレンを想定して 1.85 とする。差動インピーダンスが 100Ω 、12.5GHz の減衰量が 20dB 程度になるよう、式(2.15)(2.20)から計算し、芯線径:0.254mm(30AWG[※])、絶縁体外径:0.77mm とする。比誘電率差を付けるため、 $\epsilon_{r2} = 1.85185 \sim 1.8611$ のモデルも用意する。電磁界解析を実施、2ポートの S パラメータ (周波数特性) を出力する。

次に、回路シミュレータ上で、2ポート S パラメータを組み込める回路網に、ひとつは $\epsilon_{r1} = 1.85$ の S パラメータを、もうひとつは $\epsilon_{r2} = 1.85185 \sim 1.8611$ に設定した S パラメータを読み込ませ、これを組み合わせて四端子対回路網を作成する。この回路網で回路解析を実施、時間応答 (波形) を作成する。ケーブル長は 3 m とし、 $\epsilon_{r1} = 1.85925$ (0.5%) の解析のみ、ケーブル長を 1 m ~ 5 m まで変化させる。解析モデルの長さは 10mm で実施、解析ソフトのポート延長機能を用いてケーブル長を変更する。

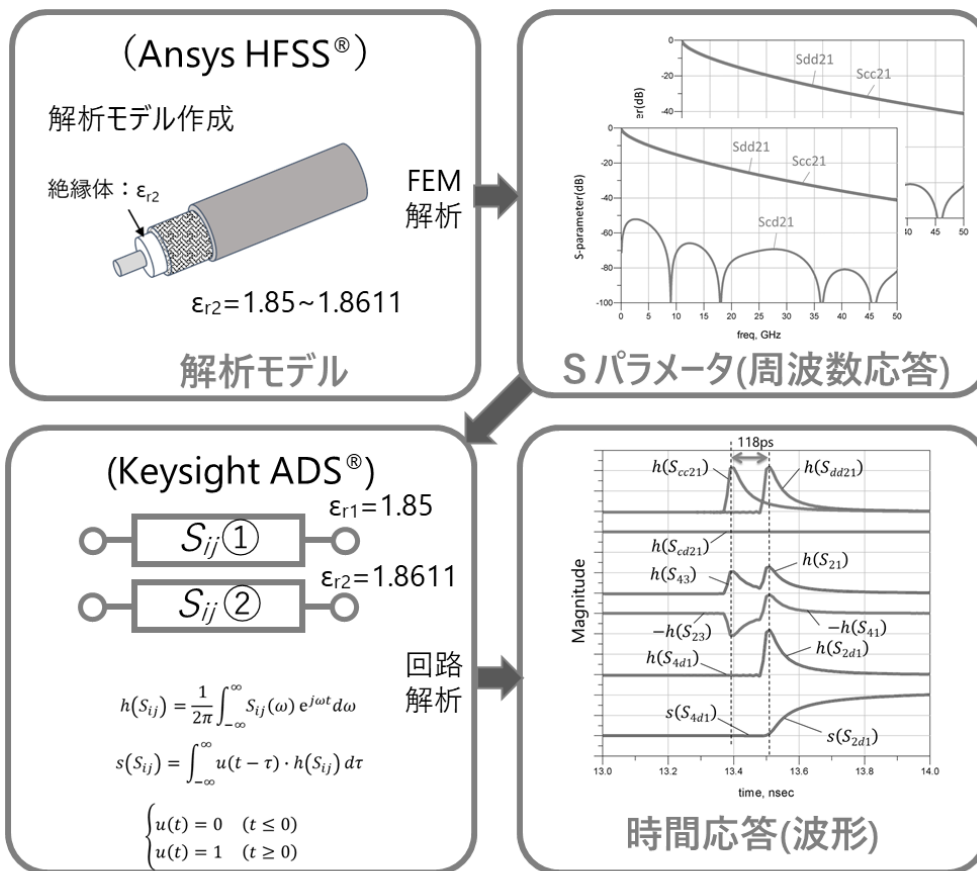


図 3.2 同軸二本による疑似差動伝送の解析方法

3.3.2 縦添えシールド・ツイナックス構造

図 3.1 (b)のツイナックス構造では、二本の芯線が結合しているため、解析は次の手順で解析を行う。

まず、4ポートの解析モデルを解析ソフト上で作成する。疑似差動伝送のモデルと同等にするため、絶縁体は発泡ポリエチレンを想定、差動特性インピーダンスは 100Ω とする。減衰量も大よそ揃えるため、芯線径は 0.254mm 、絶縁体外径： 0.77mm とする。片方の絶縁体①は比誘電率（ $=\epsilon_{r1}$ ）を 1.85 とし、もう片方の絶縁体②は比誘電率（ $=\epsilon_{r1}$ ）を $1.85(0\%)\sim 1.8611(0.6\%)$ に設定し、電磁界解析を実施する。解析結果から4ポートのSパラメータ（周波数特性）を出力する。次に、回路シミュレータ上で、4ポートSパラメータを組み込める回路網に、電磁界解析の結果を読み込ませる。これを使った四端子対回路網で回路解析を実施、時間応答（波形）を作成する。比誘電率、比誘電率差は疑似差動伝送と同じにして解析する。シールド構造には周期性が無いので、ポート延長機能が使用できる。解析モデルの長さは同じく 10mm で実施、電磁界解析ソフトのポート延長機能を用いてケーブルの長さを変更する。

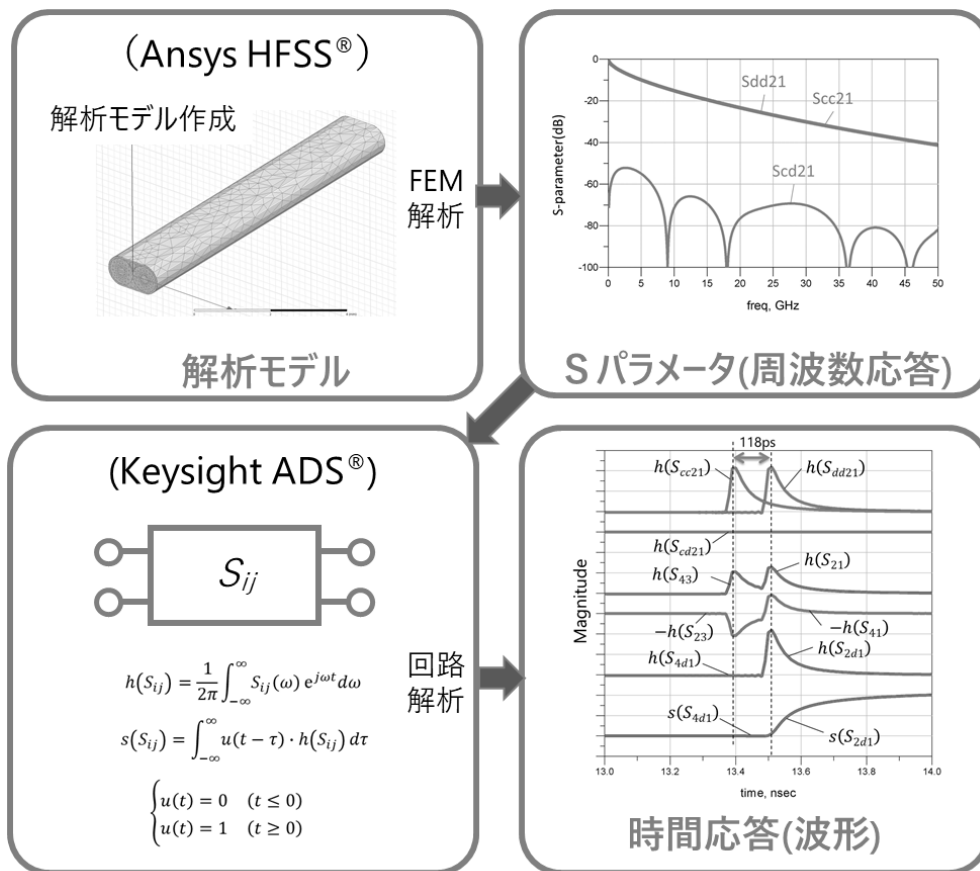


図 3.3 縦添えシールド・ツイナックスケーブルの解析方法

3.3.3 スパイラルシールド・ツイナックス構造

図 3.1 (c)は、図 3.1 (b)と同じくツイナックス構造のケーブルだが、シールドテープはスパイラル状に巻き付けてあり、シールドに周期構造がある。周期構造が有る場合、解析ソフトのポート延長機能が使えないため、解析モデルは4ポートで長さ 30mm のスパイラルシールドのモデルにする。芯線径は 0.254mm、絶縁体外径は 0.77mm とし、他構造の解析モデルと同一とする。長さ 30mm の解析モデルで電磁界解析を実施し、4ポートの S パラメータ (周波数特性) を出力する。出力した S パラメータを回路シミュレータにある 4ポート S パラメータを組み込める四端子対回路網に読み込み、これを 100 個接続して回路解析を実施、時間応答 (波形) を作成する。30mm の特性を 100 個接続することで 3m の特性が得られる。比誘電率は、 $\epsilon_{r1} = 1.85$ と $\epsilon_{r2} = 1.85925$ (0.5%) の一種類のみとする。

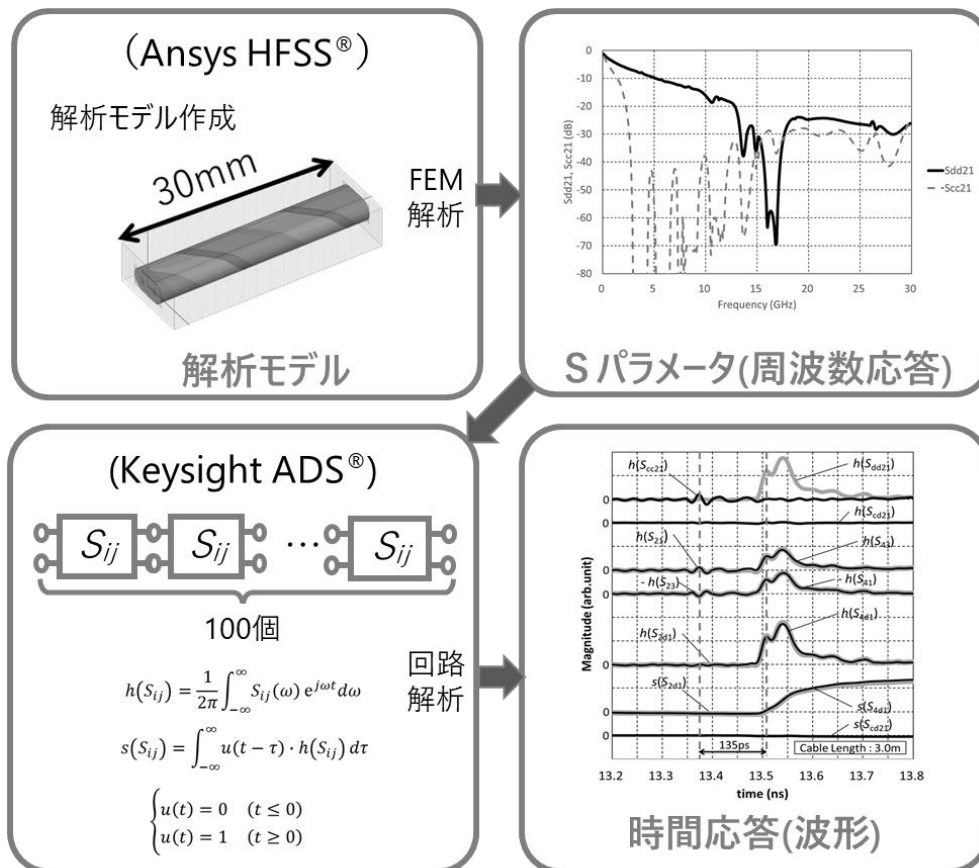


図 3.4 スパイラルシールド・ツイナックスケーブルの解析方法

3.4 同軸ケーブル二本による差動伝送

最初に図 3.1 (a) の同軸ケーブル二本による「疑似差動伝送」を解析した結果を示す。

3.4.1 完全対称時の時間応答

まず、図 3.5 に、比誘電率差の無い「完全対称時 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1} = 0\%$)」の解析結果を示す。解析結果から、対となる各波形が同一であり、モード変換量の時間応答 ($= h(S_{cd21})$, $s(S_{cd21})$) には振幅が発生せず、対内スキューも生成されないことが確認できる。また、二線間に結合が無いので、 $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ の振幅も無い。

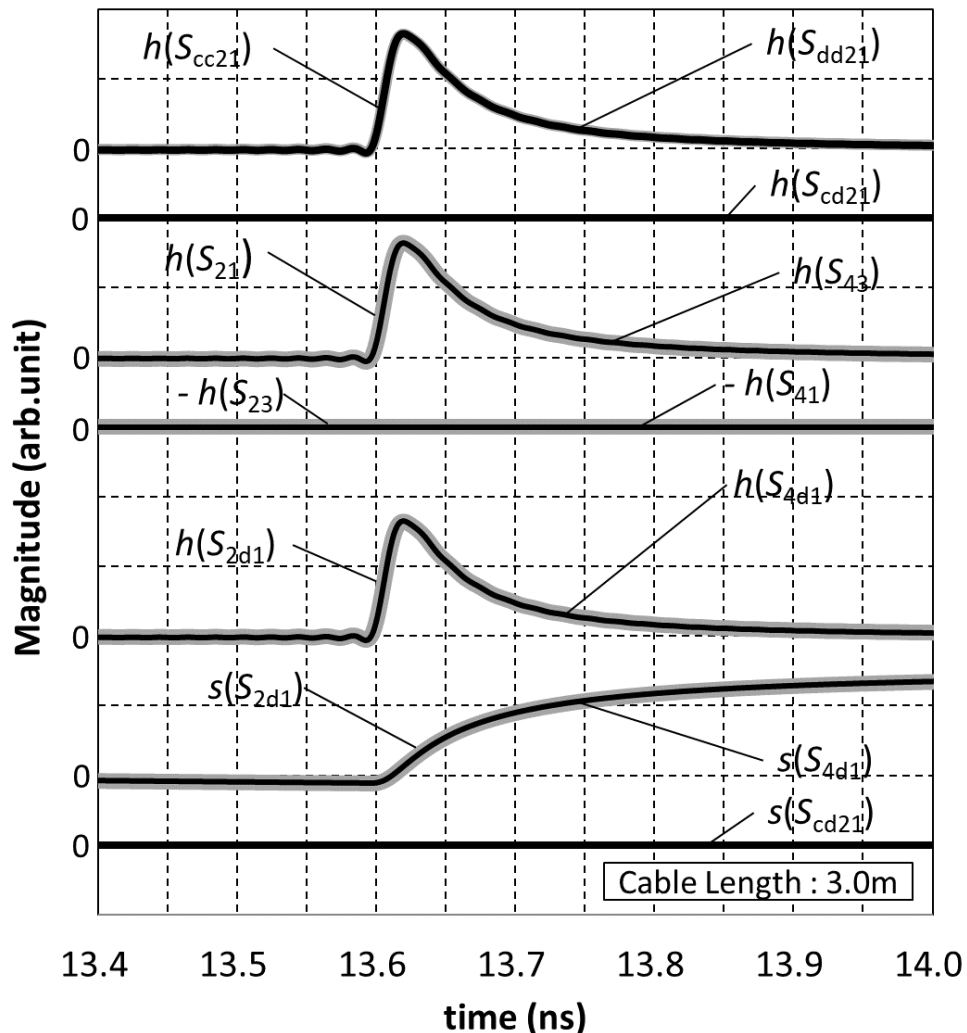


図 3.5 完全対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0\%$) の 同軸二本・疑似差動伝送におけるインパルス応答とステップ応答

3.4.2 非対称時 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答

図 3.6 に、「非対称時」として、誘電率差のある「 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1} = 0.5\%$ 」の解析結果を示す。

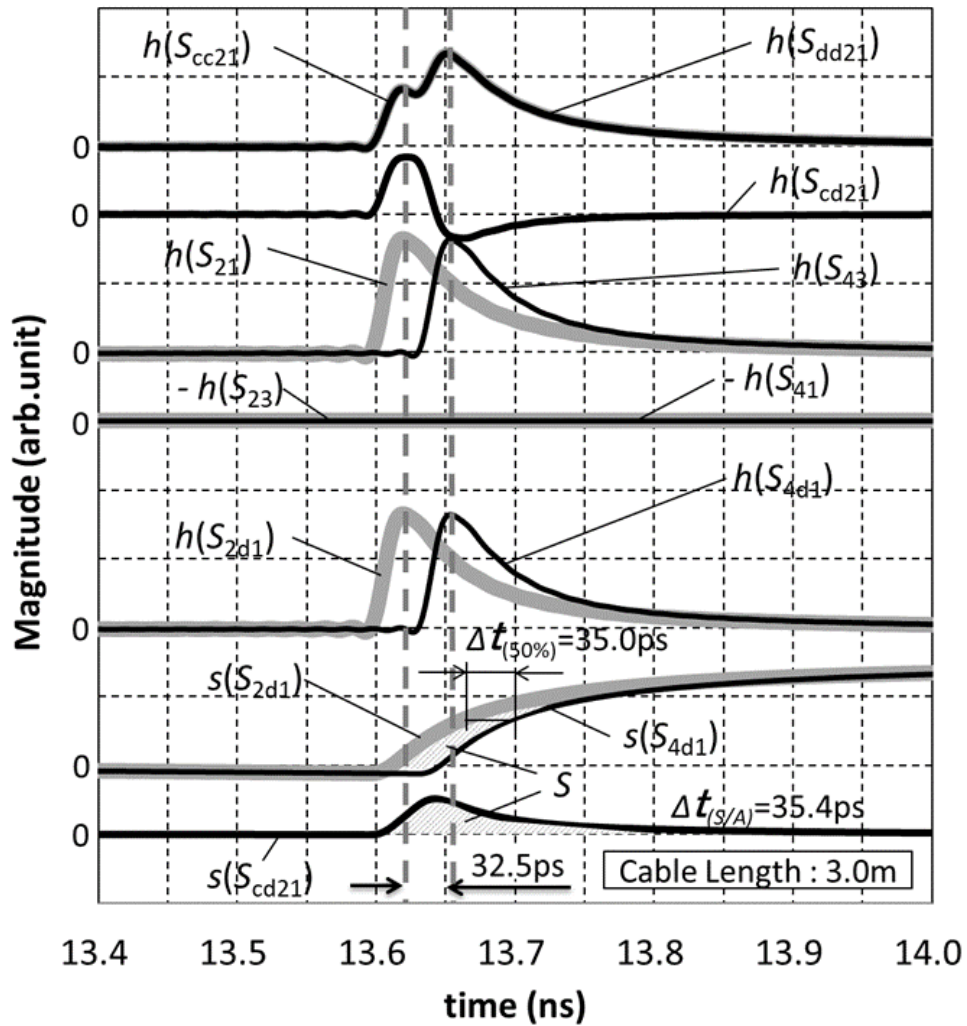


図 3.6 非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の 同軸二本・疑似差動伝送 におけるインパルス応答とステップ応答

解析結果から、次のことが確認できる。

- ▶ $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ の波形は同じ形。 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ を合成したような波形となる。
- ▶ $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ の差分が $h(S_{cd21})$ となる。
- ▶ $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ は到達時間に差が生じる。波形は比誘電率差に関係なく同じ形となる。 $h(S_{2d1})$ と $h(S_{21})$, $h(S_{4d1})$ と $h(S_{43})$ も同じ波形になる。
- ▶ $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ は（二芯間の電磁結合がないので）振幅が無い。
- ▶ $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ の差分は $s(S_{cd21})$ となる。
- ▶ 従来の定義（ $= \Delta t_{(50\%)}$ ）が 35.0ps に対して、新しい定義（ $= \Delta t_{(S/A)}$ ）は 35.4ps と、ほぼ一致する。

同軸ケーブル二本による疑似差動伝送では、二芯間の電磁気的な結合が無いので、 S_{23} と S_{41} の振幅は無い。 S_{21} と S_{43} は他からの干渉が無く、各々の同軸ケーブルの伝搬特性で決定付けられているため、 $h(S_{2d1})$ が $h(S_{21})$ と同じ波形、 $h(S_{4d1})$ が $h(S_{43})$ と同じ波形となる。 $h(S_{cd21})$ も $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ で決定付けられていて、 $S_{23} = S_{41} = 0$ なので、式(2.3)から、 S_{cd21} は次式となる。

$$S_{cd21} = \frac{1}{2}(S_{21} - S_{43}) \quad (3.1)$$

図3.6でも、 $h(S_{cd21})$ は、 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ の差を取ったような波形となっている。 $h(S_{dd21})$ と $h(S_{cc21})$ は、 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ を合成した波形となっており、式(2.1)(2.2)(2.3)の関係式と一致している。時間応答に変換した後でも同じ関係式が使えることが確認できる。

また、それぞれ波形は、伝搬時間差があっても、波形自身に変形することがなく、時間がずれるだけとなっている。ずれた時間は、従来定義で読み取った対内スキュー（ $\Delta t_{(50\%)} = 35.0\text{ps}$ ）、比誘電率差から計算した伝搬時間差（ $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_r)} = 34.0\text{ps}$ ）、見直しによって今回提案した対内スキュー（ $\Delta t_{(S/A)} = 35.4\text{ps}$ ）のどれも大よそ一致する。

3.4.3 比誘電率差との関係

次に、比誘電率差（ $= \Delta\epsilon_r/\epsilon_r$ ）を変化させたときの解析結果について説明する。比誘電率差 0.1%、0.2%、0.3%、0.4%、0.5%、0.6% のときの S_{2d1} , S_{4d1} 各ステップ応答を図3.7に示す。また、それぞれのモード変換量（ $= S_{cd21}$ ）のインパルス、ステップ応答を図3.8に示す。図3.7の各波形には、 $\Delta t_{(50\%)}$ と $\Delta t_{(S/A)}$ の値も加えている。

また、比誘電率差と各定義による対内スキュー、 $\Delta t_{(50\%)}$, $\Delta t_{(S/A)}$, $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_r)}$ の関係を図3.9に示す。

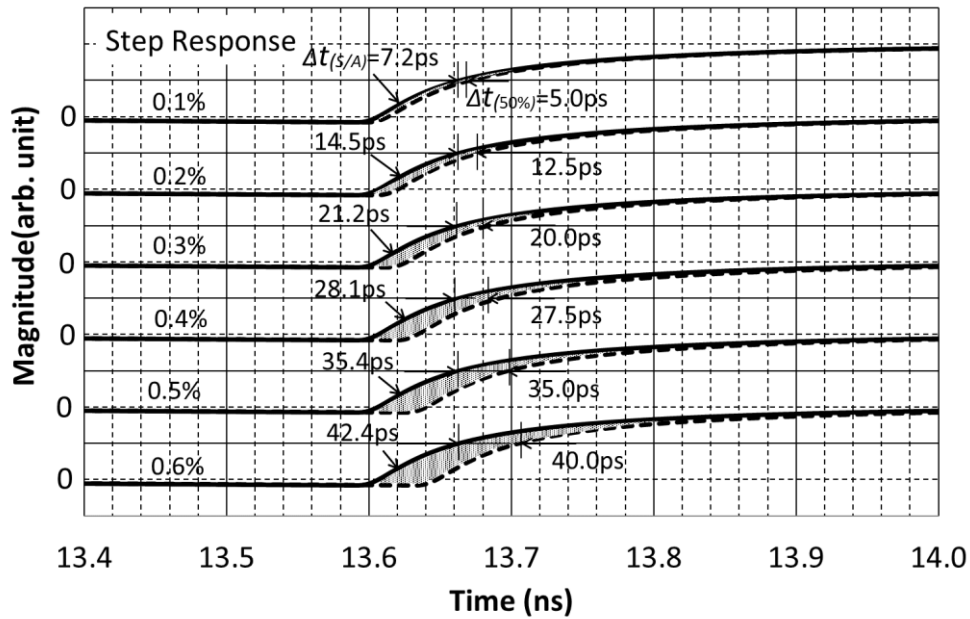


図 3.7 疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるステップ応答

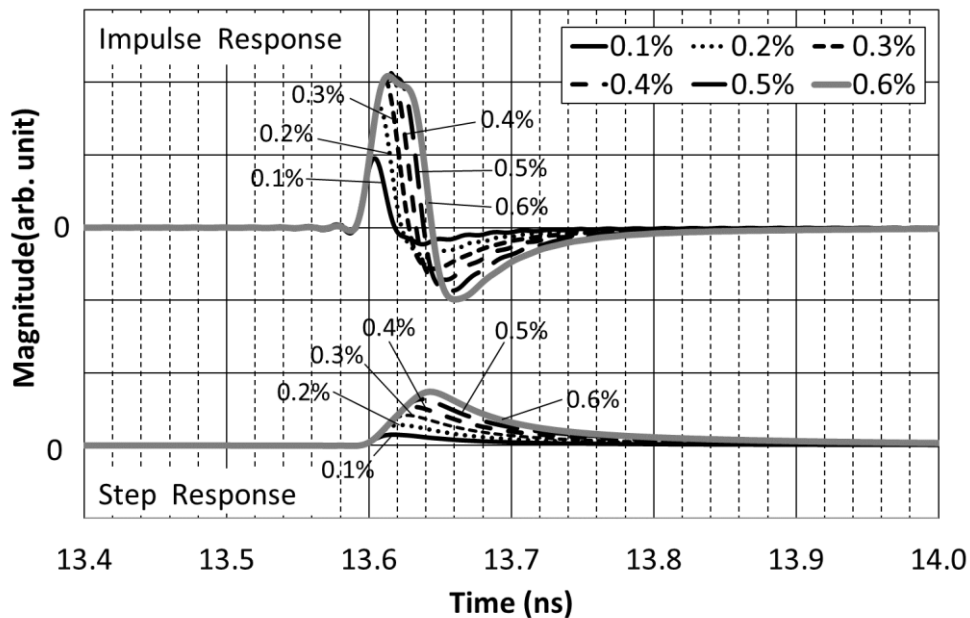


図 3.8 疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答

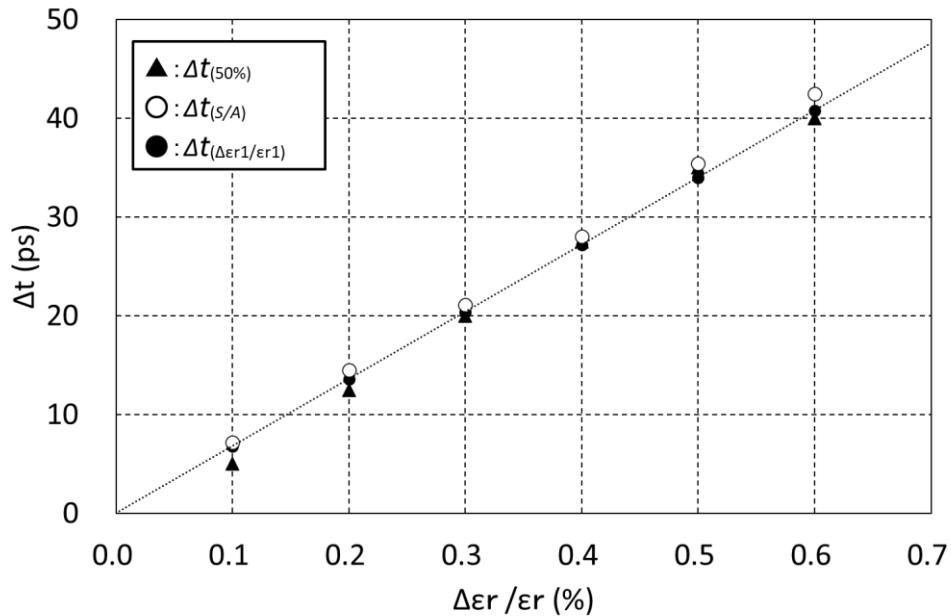


図 3.9 疑似差動伝送における比誘電率差と各対内スキュー値の関係

図 3.7 の解析結果では、図 3.6 の解析結果と同様、どの比誘電率差でも、ポート②とポート④に現れる波形は変形せず、時間だけがずれた波形となっている。その結果、 $\Delta t_{(50\%)}$ と $\Delta t_{(S/A)}$ の対内スキュー値はほぼ一致している。

図 3.8 の解析結果では、 $h(S_{cd21})$, $s(S_{cd21})$, いずれの波形も、波形が立ち上がり始める時間が一致している。比誘電率の低い方の同軸ケーブルの到達時間で立ち上がり始める時間が決まり、比誘電率の高い方の同軸ケーブルの到達時間で立ち下がり始める時間が決まっていることがわかる。どちらの結果も二つの同軸ケーブルが電磁氣的に独立していることで、互いが干渉なく信号が伝搬していることに起因している。

図 3.9 のグラフによれば、疑似差動伝送では、 $\Delta t_{(50\%)}$, $\Delta t_{S/A}$ はほぼ一致、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ は若干の差はあるが大よそ一致している。また、どの定義のスキューの値も比誘電率差に比例していることが確認できる。

3.4.4 ケーブル長との関係

次に、ケーブル長を 1 m から 5 m まで変化させた結果について説明する。 S_{2d1} と S_{4d1} のステップ応答を図 3.10 に、 S_{cd21} のインパルス応答とステップ応答を図 3.11 に示す。図 3.10 の各波形には、 $\Delta t_{(50\%)}$ と $\Delta t_{(S/A)}$ の値も加えている。2 m 以上の結果は、各波形を重ねるため、時間軸をケーブル長 1 m あたり 4.54 ns ずらして表示している。4.54 ns は、絶縁体の比誘電率が 1.85 の同軸ケーブルにおける 1 m あたりの伝搬時間に相当する。また、ケーブル長と各対内スキュー ($\Delta t_{(50\%)}$, $\Delta t_{(S/A)}$, $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$) の関係

を図 3.1 2 に示す。

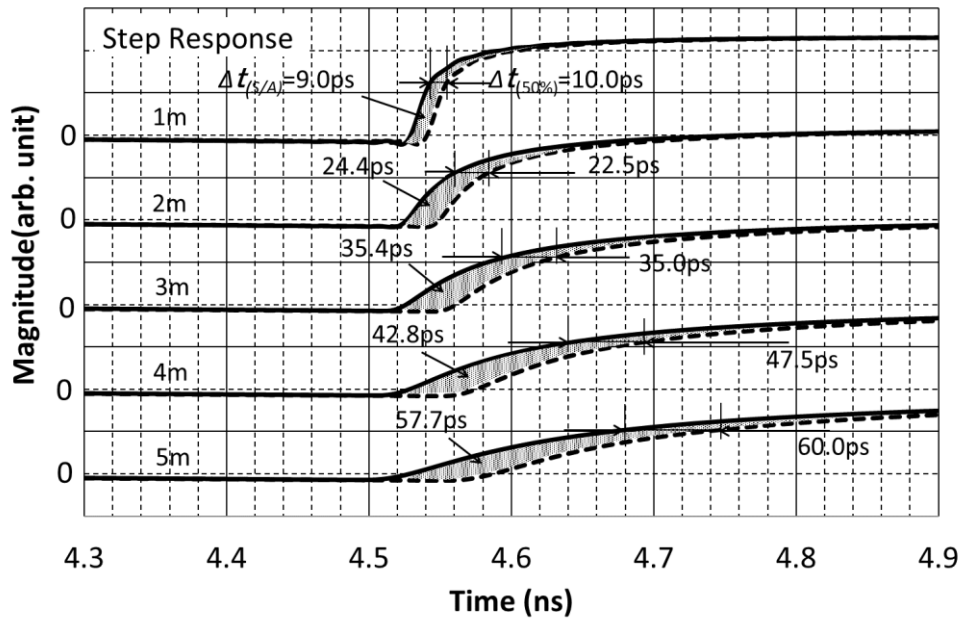


図 3.1 0 疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるステップ応答

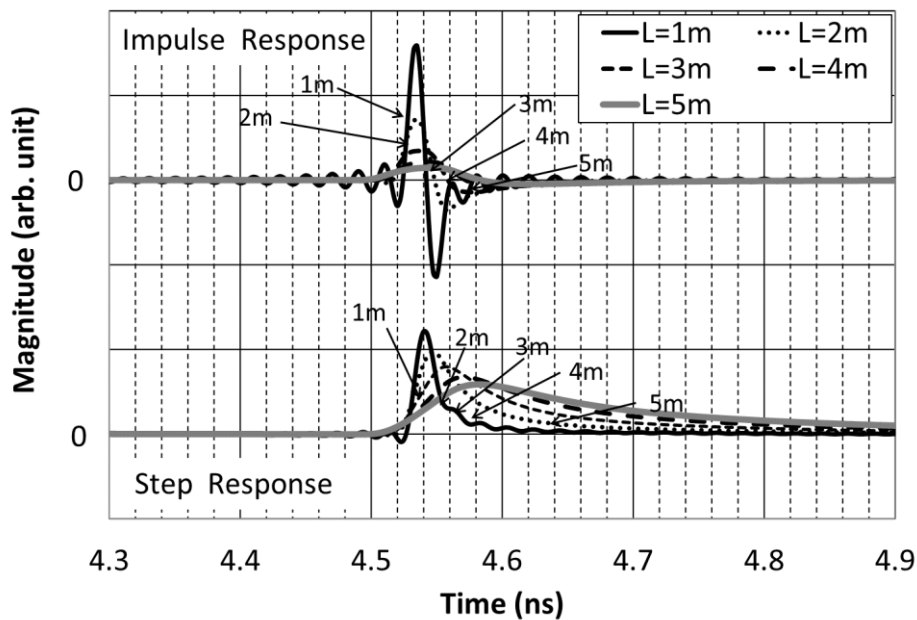


図 3.1 1 疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答

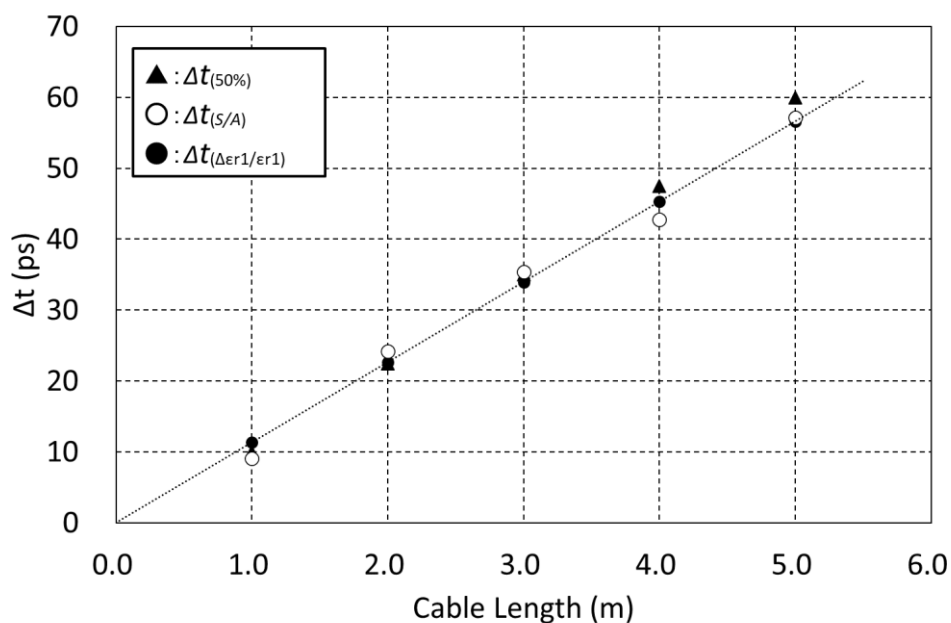


図 3.12 疑似差動伝送におけるケーブル長と各対内スキュー値の関係

図 3.10 の解析結果では、ケーブル長によって、立ち上がり波形が緩やかになり、立ち上がり時間が大きくなっているが、図 3.6 の解析結果と同様、ポート②とポート④に現れる波形は変形せず、時間だけがずれた波形となっている。その結果、 $\Delta t_{(50\%)}$ と $\Delta t_{S/A}$ の対内スキュー値はほぼ一致している。

図 3.11 の解析結果は、解析に起因した振動が残っているが、 $h(S_{cd21})$, $s(S_{cd21})$, いずれの波形も、波形が立ち上がり始める時間が大よそ一致している。ケーブル長が大きくなるにつれて、 $s(S_{cd21})$ のピーク値は小さくなるが、振幅が発生している時間が長くなっている。その結果、 $s(S_{cd21})$ の時間積分が大きくなり、対内スキューが増加している。

図 3.12 のグラフによれば、ケーブル長の変化に対しても、 $\Delta t_{(50\%)}$, $\Delta t_{(S/A)}$, $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ は大よそ一致している。また、ケーブル長に対して比例していることも確認できる。

3.5 縦添えシールドのツイナックスケールによる差動伝送

次に図 3.1 (b)の縦添えシールドのツイナックスケールについて解析結果を示す。

3.5.1 完全対称ケーブルの時間応答

比誘電率差が無い「完全対称時 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1} = 0\%$)」の解析結果を図 3.1 3 に示す。

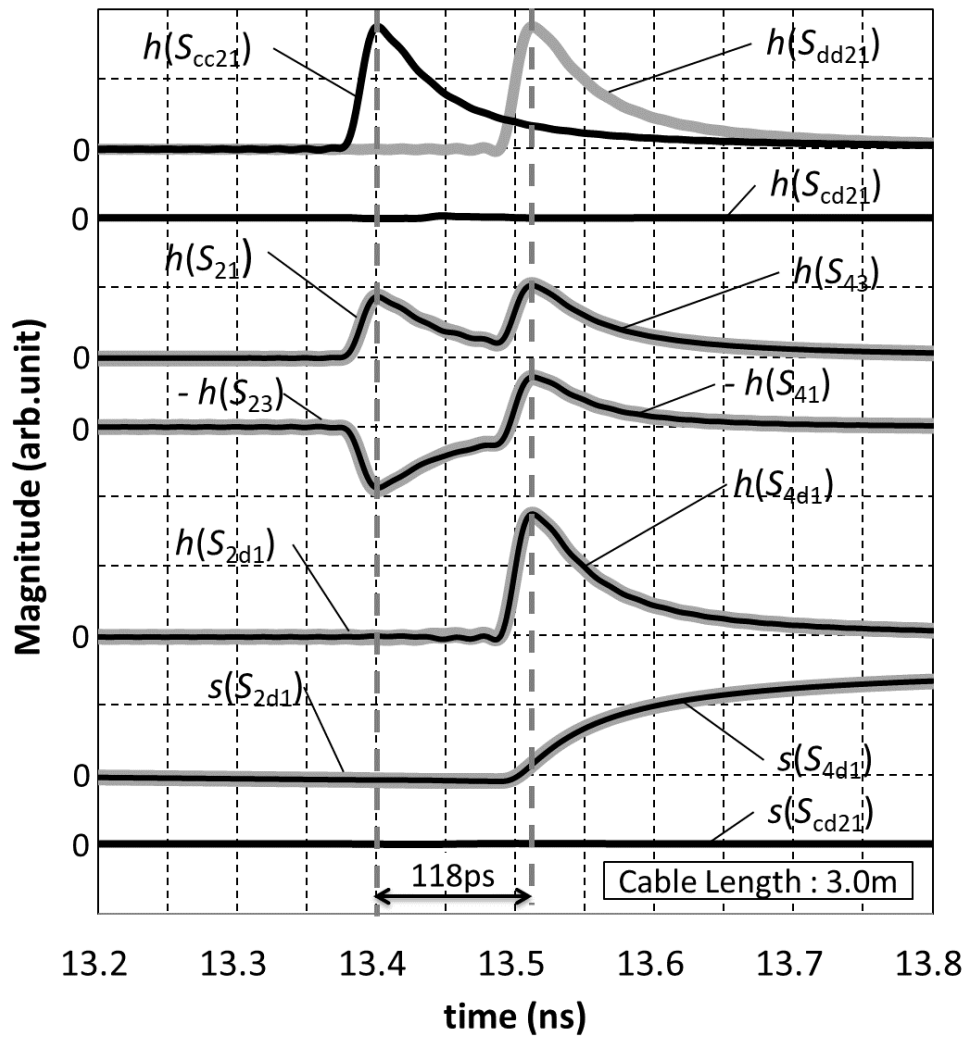


図 3.1 3 完全対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0\%$) の 縦添えシールド・ツイナックスケールにおけるインパルス応答とステップ応答

解析結果から、次のことが確認できる。

- $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ の波形は、ほぼ同じ振幅だが、到達時間には時間差がある。
- $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ の波形は、 $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ を合成したような波形となる。
- $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ の波形は、 $h(S_{cc21})$ と $-h(S_{dd21})$ を合成したような波形となる。
- $h(S_{21})$ と $h(S_{23})$ の最初のピークは互いに打ち消し合い、 $h(S_{2d1})$ は、二つめ目のピークのみが残る。 $h(S_{4d1})$ も同様。
- $h(S_{cd21})$ の振幅はほぼ0となる。
- ステップ応答の $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ は同じ波形となり、対内スキューは発生しない。

縦添えシールドのツイナックスケールでは、疑似差動伝送の波形とは大きく違い、差動モード(= $h(S_{dd21})$)と同相モード(= $h(S_{cc21})$)の到達時間が異なっている。その差は、3mで118psあり、1mあたり39psになる。一方、 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ は、差動成分と同相成分から成る二つのピークを持つ。 $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ は、 $h(S_{21})$ と $h(S_{23})$ 、 $h(S_{43})$ と $h(S_{41})$ の互いの同相成分によって打ち消され、差動成分のみが残る。その結果、 $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ は同一の波形となり、対内スキューは0、 $h(S_{cd21}) = 0$ となっている。

これらの結果から、疑似差動伝送と同様に、Sパラメータの関係式は時間応答に変換した後も維持されることが確認できる。一方で、疑似差動伝送とは違い、 $h(S_{dd21})$ と $h(S_{cc21})$ のインパルス応答が基本波形となっており、その他の波形は、 $h(S_{dd21})$ と $h(S_{cc21})$ の線形和としたような波形になっている。

このように同相モードが差動モードより早く到達するのは、二つのモードの実効比誘電率に差があることに起因する²⁵⁾。ツイナックスケールでは図3.14に示すように、被覆とシールドの間に「隙間(空気)」があり、その誘電率は被覆部分よりも小さい。同相モードでは、芯線-シールド間の方に電界がより強く分布し、伝搬して行くので、同相モードの実効誘電率は差動モードに比べて小さくなる。その結果、同相モードの伝搬速度は、差動モードよりも速くなり、到達が早くなる。

なお、 S_{23} と S_{41} のインパルス応答は全く同じ波形で、 $h(S_{cc21})$ と $-h(S_{dd21})$ を合成したような波形になっている。メタルケーブルには能動的な機能は含まれず、受動部品として扱うので、以下の関係が成り立つと考えて良い。

$$S_{23} = S_{41} \quad (3.2)$$

式(2.1)と式(2.2)の差に、式(3.2)に代入して、 S_{23} を求めると次式が得られる。

$$S_{23} = \frac{1}{2}(S_{cc21} - S_{dd21}) \quad (3.3)$$

式(3.3)によると、 S_{23} は、 S_{cc21} と S_{dd21} の差になっており、図 3.1 3 の時間応答の結果も、これを反映した波形になっている。疑似差動伝送の場合は、二線間に結合がないので、すべての波形が、 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ によって決定付けられていたが、ツイナックスケープルの場合は、 $h(S_{cc21})$ 、 $h(S_{dd21})$ によって決定付けられているように読み取れる。

以上のように、縦添えシールドのツイナックスケープルでは、同相モードが差動モードよりも早く到達する。二芯が完全にバランスしていれば、同相成分は完全に打ち消され、対内スキューは発生しないことが確認できる。

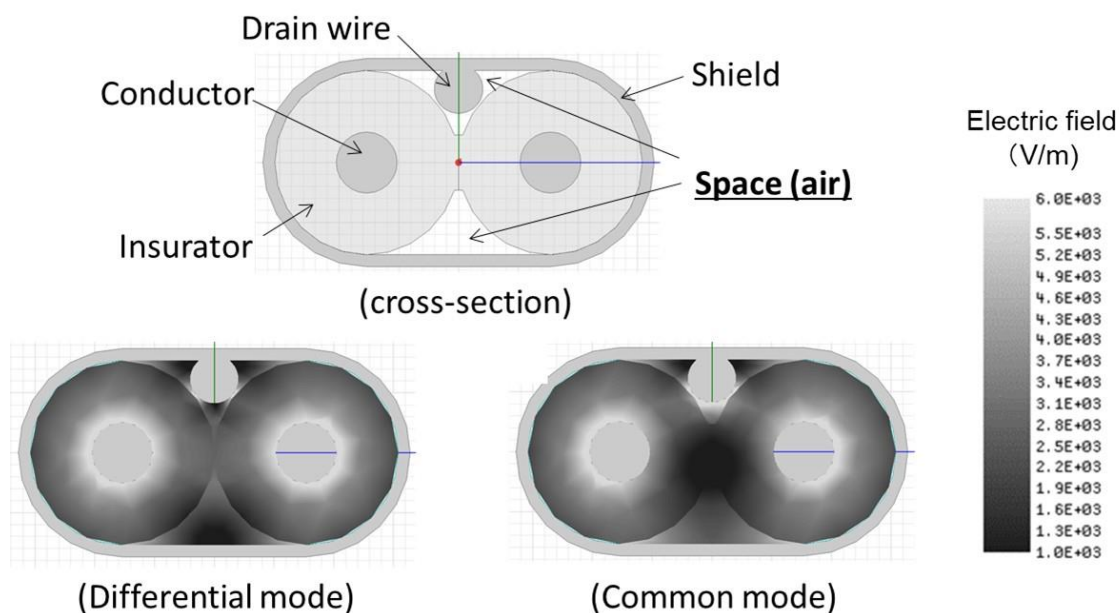


図 3.1 4 縦添えシールド・ツイナックスケープル内部を伝搬する電界の分布

3.5.2 非対称時 ($\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答

次に「非対称時」として「 $\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1} = 0.5\%$ 」の解析結果を図 3.15 に示す。

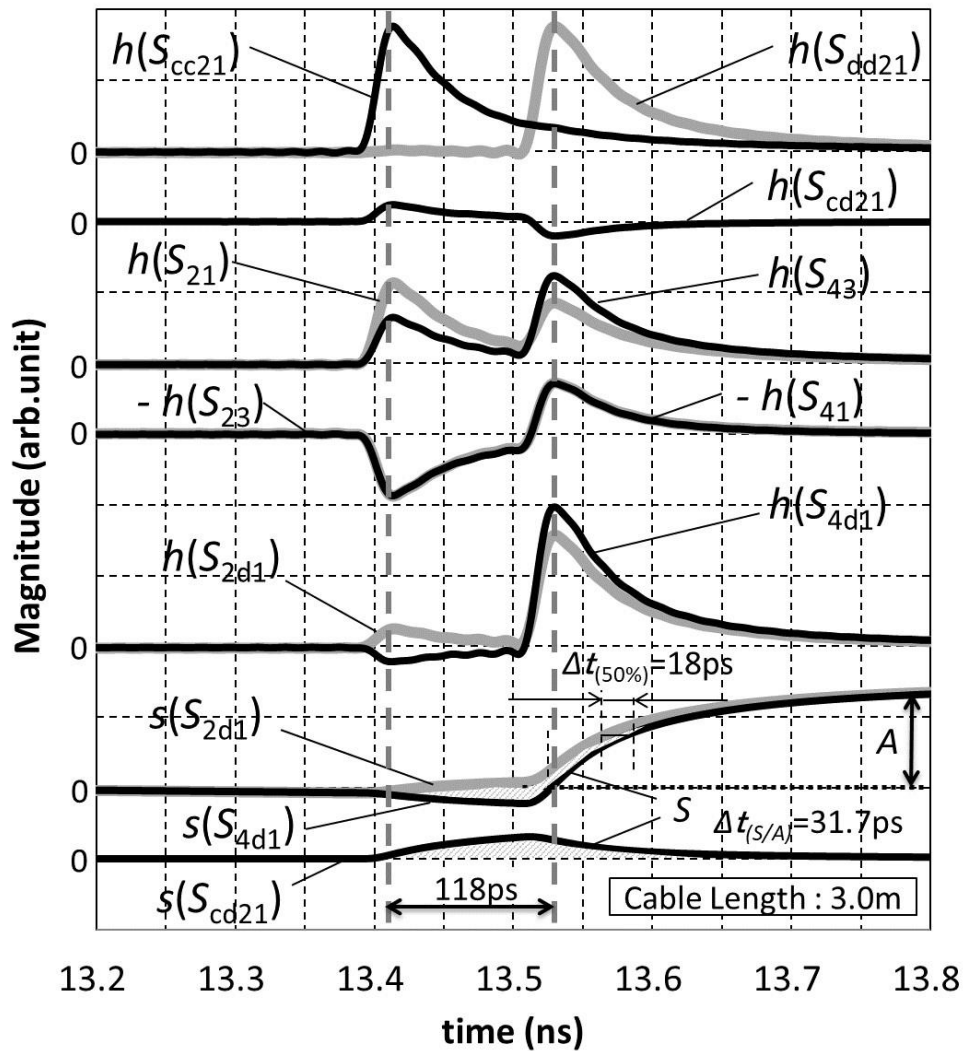


図 3.15 非対称 ($\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1}=0.5\%$) の 縦添えシールド・ツイナックスケープルにおけるインパルス応答とステップ応答

解析結果から、次のことが確認できる。

- $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ の波形は、対称時と同様、到達時間には時間差がある。
- $h(S_{cd21})$ の波形は、 $h(S_{23})$, $h(S_{41})$ と同じ形の波形で、振幅比違いとなっている。
- $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ には振幅差があり、その振幅差が $h(S_{cd21})$ の振幅となっている。
- $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ には、 $h(S_{cd21})$ の振幅分の差が現れ、波形の乱れとなっている。
- ステップ応答の $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ の波形には、立ち上がり部分の前 (13.4~13.6ns) から振幅差が生じる。

ツイナックスケープルの被覆材に比誘電率差を与えた場合、完全対称時と同様、どのインパルス応答も差動モード ($h(S_{dd21})$) と同相モード ($h(S_{cc21})$) と同じ時間にピークがあり、これらの線形和のような波形になっている。ステップ応答である $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ の波形は、疑似差動伝送のような単純に時間がずれただけの波形ではなく、立ち上がり部分 (13.4~13.6ns) の時間応答の形が異なる波形になる。その波形の振幅差は $s(S_{cd21})$ によるもので、差動成分が到達する前の時間、同相成分が到達した後から発生している。そのため、波形が立ち上がり始める部分の前後、最大振幅の50%より下の部分で時間差が生じているように見える。従来定義の対内スキュー ($=\Delta t_{(50\%)}$) では、その影響が小さく見えてしまい、18ps となる。一方、見直しによって今回提案した対内スキュー ($=\Delta t_{(S/A)}$) は 31.7ps となっている。信号品質に影響するのは、振幅50%の部分だけではないので、31.7psの方が正しくその影響を示していると考えられる。

見直しによって今回提案した対内スキュー ($=\Delta t_{(S/A)}$) は、疑似差動伝送の対内スキュー35.4psよりはやや小さい値となっている。これは、疑似差動に比べると、ツイナックスケープルの方が、結合率が強いことに関係していると推測される。

図3.15のインパルス応答は、図3.13の波形と同様、どれも差動モードと同相モードの線形和のような波形になっている。モード変換量のインパルス応答 ($=h(S_{cd21})$) については、 $h(S_{23})$, $h(S_{41})$ と同じ形になっている。式(3.3)によると、 S_{23} は、同相モード ($=S_{cc21}$) と差動モード ($=S_{dd21}$) の差になっていることから、 S_{cd21} も S_{cc21} と S_{dd21} の差になっていることが推測される。

以上の結果から、縦添えシールドのツイナックスケープルでは、通常使用する帯域内の伝搬モードであれば、差動モードと同相モードの伝搬特性によって決定づけられ、他のどの応答特性も差動モードと同相モードの線形和で表現できることが推測できる。一方、同軸二本の疑似差動伝送では、各々の同軸ケーブルの伝搬特性によって決定付けられており、ツイナックスケープルの伝搬特性、対内スキューの生成要因に大きな違いを生じていると推測される。

3.5.3 比誘電率差との関係

次に、比誘電率差 ($= \Delta\epsilon_{r1}/\epsilon_r$) を 0.1% から 0.6% まで変化させた結果について説明する。 S_{2d1} と S_{4d1} のステップ応答を図 3.16 に、 S_{cd21} のインパルス応答とステップ応答を図 3.17 に示す。図 3.16 の各波形には、 $\Delta t_{(50\%)}$ と $\Delta t_{(S/A)}$ の値も加えている。

また、比誘電率差と各定義による対内スキュー、 $\Delta t_{(50\%)}$ 、 $\Delta t_{(S/A)}$ 、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ の関係を図 3.18 に示す。

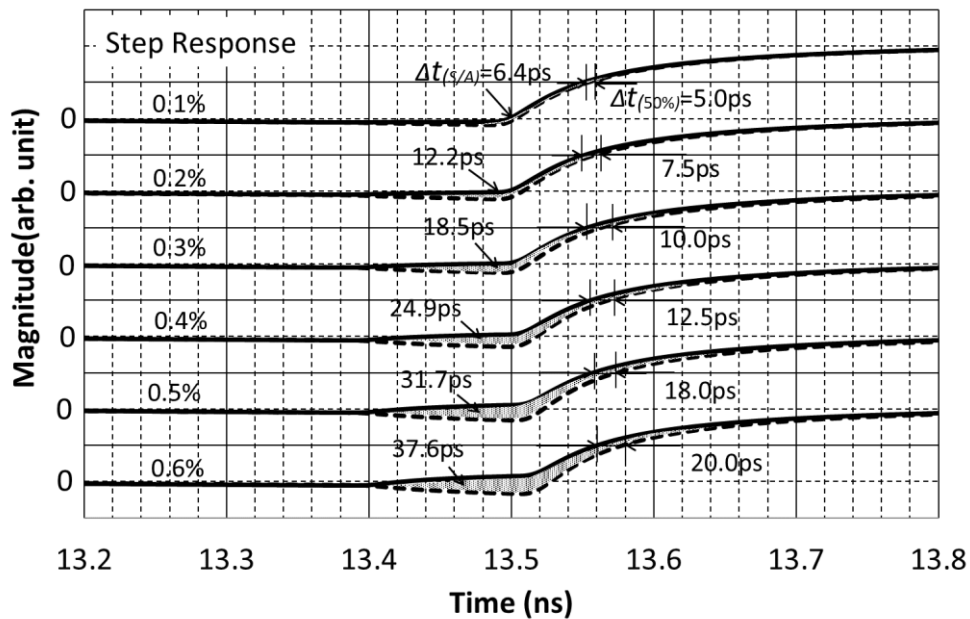


図 3.16 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるステップ応答

図 3.16 の解析結果では、どの波形も振幅差が出る時間は 13.4ns から 13.6ns の間で同じとなる。振幅差が発生するのは、波形が立ち上がる時間よりも前の 13.4ns で、同相モードが到達する時間に一致している。また、振幅差が無くなる時間は、疑似差動伝送と違って、いずれの比誘電率差においても、13.6ns と変化しない。ポート②とポート④に現れる波形は変形せず、振幅だけがずれた波形となっている。振幅の違いは、最大振幅 50% よりも小さいところで現れており、その結果、 $\Delta t_{(50\%)}$ は、 $\Delta t_{(S/A)}$ に比べて大幅に小さく見えてしまう。

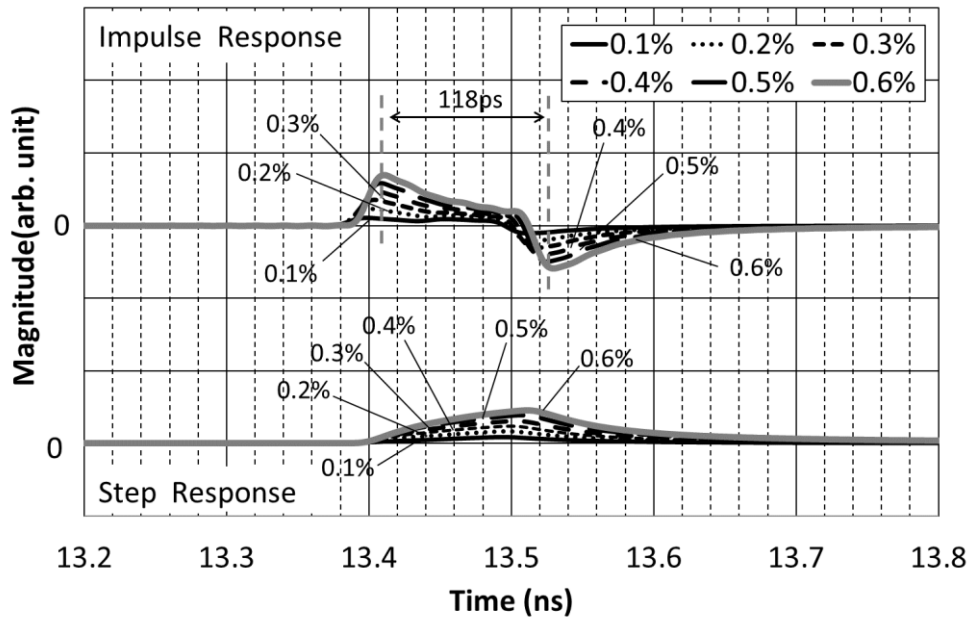


図 3.17 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答

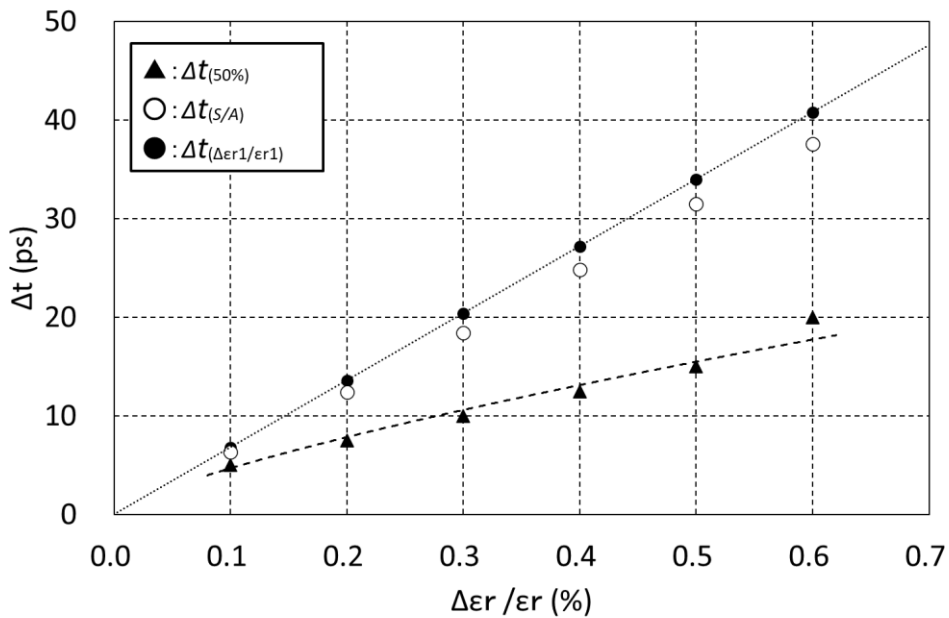


図 3.18 縦添えシールド・ツイナックスケーブルにおける比誘電率差と各対内スキュー値の関係

図 3.17 の解析結果でも、振幅差が出る時間は 13.4ns から 13.6ns の間でいずれも同じとなる。正の振幅と負の振幅、どちらのピーク位置も比誘電率差に関係なく一定している。正のピークは同相モード、負のピークは差動モードの到達時間と一致している。

図 3.18 によれば、縦添えシールドのツイナックスでは、 $\Delta t_{(S/A)}$ 、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ に比べて、 $\Delta t_{(50\%)}$ は大幅に小さくなっている。これは、波形の変形がどれも最大振幅の 50% よりも小さいところで現れており、振幅 50% を参照する、 $\Delta t_{(50\%)}$ では、値が小さくなってしまったためである。 $\Delta t_{(S/A)}$ と $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ は、比誘電率差に対してほぼ比例しているが、 $\Delta t_{(S/A)}$ の方が $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ より若干小さくなる。これは、ツイナックスケーブルの結合率が、少ないながらも 6% 程度あることが影響していると考えられる。

3.5.4 ケーブル長との関係

次に、ケーブル長を 1m から 5m まで変化させた結果について説明する。 S_{2d1} と S_{4d1} のステップ応答を図 3.19 に、 S_{cd21} のインパルス応答とステップ応答を図 3.20 に示す。2m 以上の結果は、各波形を重ねるため、時間軸をケーブル長 1m あたり 4.5ns ずらして表示している。4.5ns は、差動モードにおける、ケーブル 1m あたりの伝搬時間に相当する。

また、ケーブル長と各定義による対内スキュー ($\Delta t_{(50\%)}$ 、 $\Delta t_{S/A}$ 、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$) の関係を図 3.21 に示す。

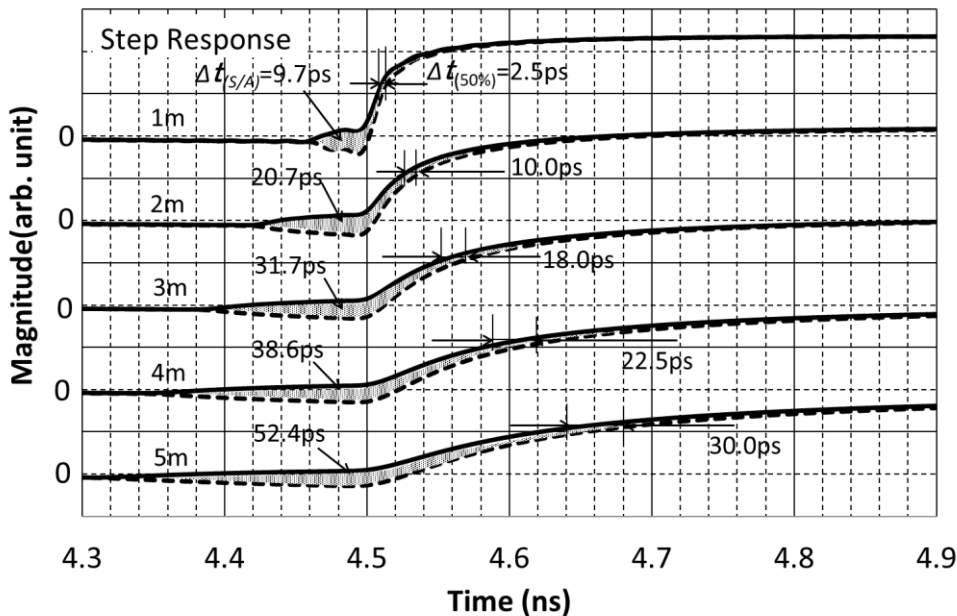


図 3.19 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) におけるステップ応答

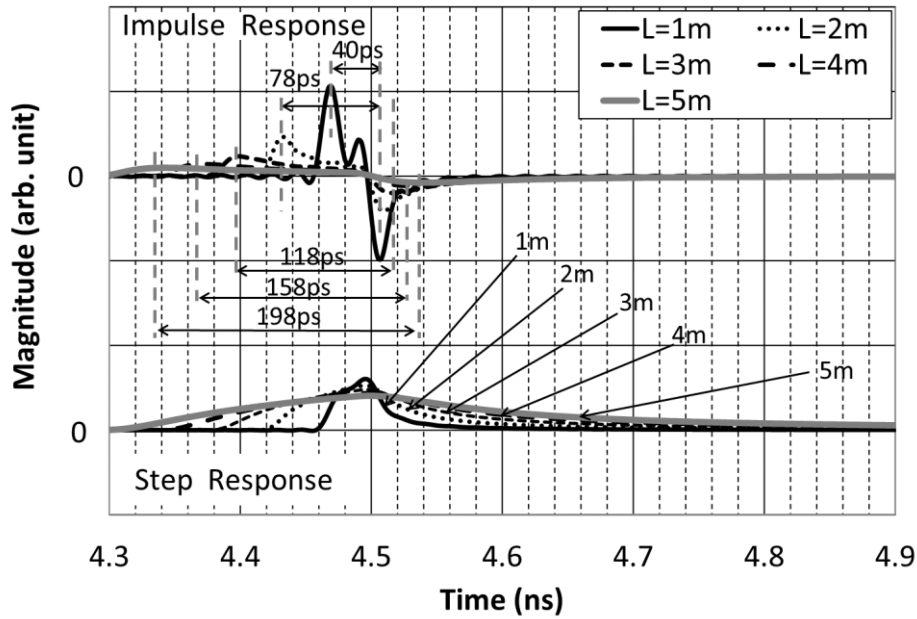


図 3.20 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$)
 におけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答

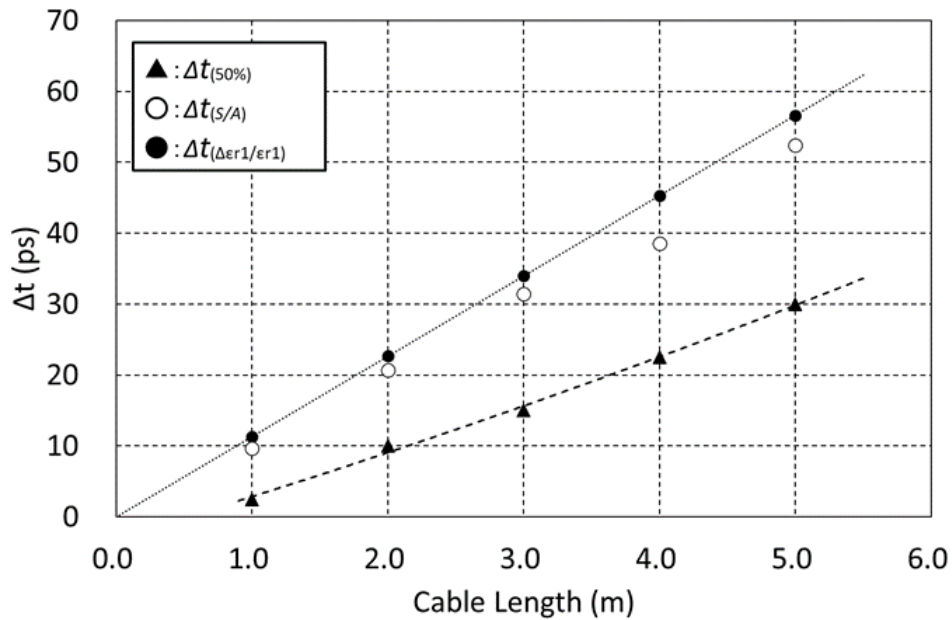


図 3.21 縦添えシールド・ツイナックスケーブルにおけるケーブル長と各対内スキュー値の関係

図3.19の解析結果では、ケーブル長が長くなるにつれて立ち上がり波形が緩やかになり、立ち上がり時間が大きくなる。また、ステップ応答に振幅差が出始める時間が前へ、振幅差が出なくなる時間が後ろへ延びていくことが確認できる。疑似差動伝送のように、波形が変形せず、時間だけがずれた波形とは大きく異なる。振幅差は、振幅50%より小さいところを出ているので、 $\Delta t_{(S/A)}$ に比べて、 $\Delta t_{(50\%)}$ の値は小さくなる。

図3.20のインパルス応答では、正負ピークの間隔がケーブル長に比例して、1mあたり約39psで増加していることが確認できる。これは、同相と差動の到達時間の差が、1mあたり39psであることを示している。インパルス応答の振幅は、ケーブル長の増加とともに減衰も増加するため、小さくなっていく。ステップ応答の振幅はあまり変わらず、ケーブル長の増加とともに時間軸方向に広い波形になっていく。対内スキューの値は、ケーブル長に比例して増加するが、比誘電率差の場合と違って、 $s(S_{cd21})$ の振幅ではなく、 $s(S_{cd21})$ の時間軸方向の違い、すなわち同相成分と差動成分の到達時間の差が影響していることが確認できる。

また、図3.21によれば、縦添えシールドのツイナックスでは、図3.18と同様に、 $\Delta t_{(S/A)}$ 、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ に比べて、 $\Delta t_{(50\%)}$ は大幅に小さくなっている。これは、比誘電率差の時と同様に、波形の変形がどれも最大振幅50%よりも小さいところに現れており、振幅50%を参照する $\Delta t_{(50\%)}$ では、値が小さく見えてしまうためである。 $\Delta t_{(S/A)}$ と $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ は、ケーブル長に対してもほぼ比例しているが、 $\Delta t_{(S/A)}$ の方が $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ より若干小さくなる傾向がある。これも、ツイナックスケーブルの結合率の影響であると考えられる。

3.6 スパイラルシールドのツイナックスケールによる差動伝送

次にスパイラルシールドのツイナックス構造の解析結果について説明する。比誘電率差は0.5%，ケーブル長は3mとしている。解析結果を図3.2 2示す。

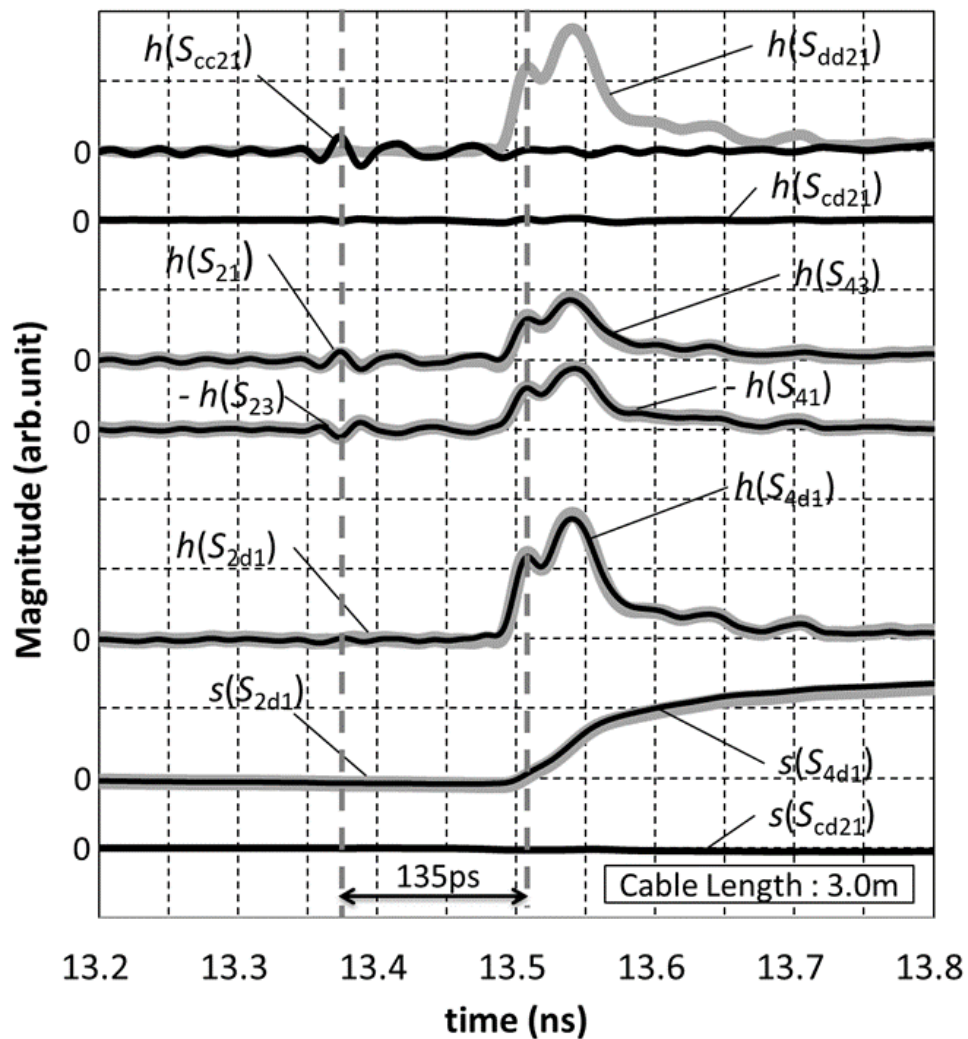


図 3.2 2 スパイラルシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$, Cable 長 3.0m) におけるインパルス応答とステップ応答

解析結果から、次のことが確認できる。

- $h(S_{cc21})$ の振幅は $h(S_{dd21})$ に比べて小さい。
- $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ の到達時間には時間差がある。
- $h(S_{cd21})$ の振幅は小さい。 $s(S_{cd21})$ の振幅も小さい。
- $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ の波形はほぼ同じ、 $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ も同様にほぼ同じ波形となる。

スパイラルシールドの場合は、 $h(S_{cc21})$ 、すなわち同相モードの波形が伝搬していないことが特徴となっている。本解析に用いたSパラメータの $|S_{dd21}|$ と $|S_{cc21}|$ の周波数特性を図3.23に示す。縦添えシールドのツイナックスケープルでは、 $|S_{dd21}|$ と $|S_{cc21}|$ がほぼ同じであるのに対して、スパイラルシールドの $|S_{cc21}|$ 特性ではサックアウト以下の周波数帯でも減衰が大きくなったいるのが確認できる。その結果、縦添えシールドで見られた、非対称性によって打ち消し切らずに残る同相モードの影響が無く、波形の立ち上がり部分の乱れが生じないことがわかる。しかし、シールドテープの巻きピッチが長くなるなどして、 $|S_{cc21}|$ の減衰が小さくなると、縦添えシールドと同じように、対内スキューが悪化することが予測される。

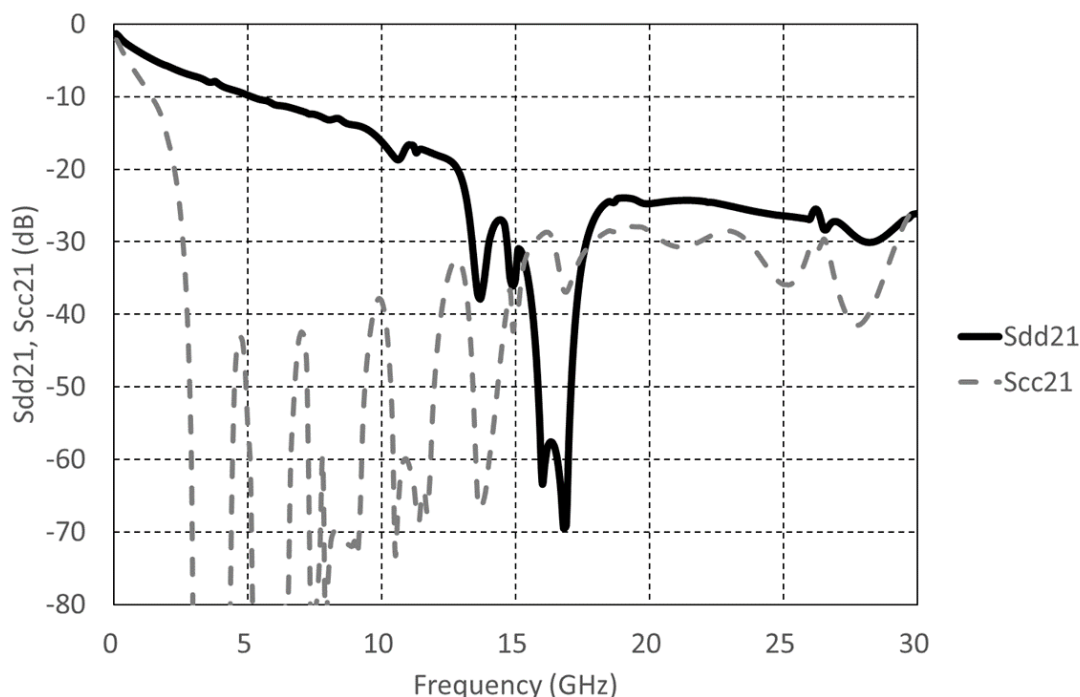


図 3.23 スパイラルシールド・ツイナックスケープル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$, Cable 長 3.0m) における Scc21, Sdd21 の周波数特性

3.7 まとめ

第4章では、同軸ケーブル二本による疑似差動伝送とツイナックスケーブルによる差動伝送について、Sパラメータの時間応答解析を行い、対内スキューとの関係を調べた。その結果、以下のことを確認した。

- ▶ Sパラメータ間の関係式は、時間応答に変換した後も維持されている。
- ▶ 同軸ケーブル二本による疑似差動伝送では、対称性が崩れても、二線のステップ応答波形(= $s(S_{2d1})$, $s(S_{4d1})$)自身は変形せず、時間差がつくだけの変化となる。その結果、 $\Delta t_{(50\%)}$, $\Delta t_{(S/A)}$, $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ の三つは大よそ一致する。
- ▶ 縦添えシールドのツイナックスケーブルでは、対称性が崩れると打ち消し切らない同相モードの影響を受けて対内スキューが悪化する。同相モードと差動モードには応答時間差があり、この応答時間差の影響も受けて、二線のステップ応答波形(= $s(S_{2d1})$, $s(S_{4d1})$)自身に変形する。波形の変形は、最大振幅50%より小さいところに現れるので、 $\Delta t_{(S/A)}$ と $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ に比べて、 $\Delta t_{(50\%)}$ への影響は小さく見えてしまう。
- ▶ 縦添えシールドのツイナックスケーブルでは、モード変換量(= S_{cd21})の時間応答が、差動モードと同相モードの線形和となるような波形になっている。
- ▶ スパイラルシールドのツイナックスケーブルでは、同相モードが伝搬せず、その影響で対内スキューが悪化しない。

時間応答の解析結果からは、疑似差動伝送の伝搬特性は同軸二本、それぞれの特性によって決定付けられているのに対し、ツイナックスケーブルの伝搬特性は、同相モードと差動モードの特性によって決定付けられていることが推測される。疑似差動伝送の対内スキューは、各々の伝送路が干渉も無く伝搬するので、波形が変形することも無いので、 $\Delta t_{(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})}$ でほぼ見当がつく。しかし、ツイナックスケーブルの対内スキューは、差動モードと同相モードの伝搬として考える必要があり、波形の変形が有るなど単純にはならない。次章ではその点を考慮し、対内スキューの定式化を目指す。

第4章 対内スキューの定式化

4.1 はじめに

第2章では対内スキューの定義を見直し、参照する振幅値に依存しない定義として、モード変換量(= S_{cd21})のステップ応答を時間積分した定義を提案した。第3章では、実際に時間応答解析を行い、新しい定義が、比誘電率差やケーブル長に対する傾向をリーズナブルに反映することを確認した。また、時間応答波形を比較することで、対内スキューの生成要因を分析し、同軸二本による疑似差動伝送では、同軸ケーブルの伝搬時間の差で説明ができ、従来定義でも不都合が無いことを確認した。一方、ツイナックスケーブルでは、従来定義では波形の変形が反映されず、差動モードと同相モードの応答時間差が関係している等、複雑なメカニズムで対内スキューが生成されていることを確認した。これらの結果をあらためて整理し、対内スキューの定式化を試みる。

このような対内スキューの分析において、伝送路の応答特性を使って遅延時間差の周波数特性を得ようとした先行研究を第1章で説明した。この先行研究では、二線間の結合が考慮されておらず、第3章で得られた、差動モードと同相モードの伝搬時間差の影響も含まれていない。そのため、対内スキューの生成要因の解明には至っていないと思われる。

第4章では、前述の先行研究に倣いながら、 S_{2d1} と S_{4d1} の応答時間差に注目して式を変形し、その二線間に結合があること、差動モードと同相モードに伝搬時間差が有ること、および、モード変換量は差動モードと同相モードの線形和で表すことができること、を考慮した上で式変形を行う。また、対内スキューは大きくとも1mあたり0.6%程度の比誘電率差に収まる範囲であることで近似を行う。

また、先述の先行研究では、対内スキューの影響を加味した、差動モードの伝搬特性(= $|S_{dd21}|$)や、モード変換量の周波数特性(= $|S_{cd21}|$)を定式化している。これらについても、第2章、第3章の結果を考慮した式変形を行い、比較する。

4.2 応答時間差と対内スキューの関係

第2章で説明した通り、対内スキューは、Sパラメータである S_{2d1} と S_{4d1} の応答時間差に相当する。 S_{2d1} と S_{4d1} の周波数応答の絶対値を $|S_{2d1}|$, $|S_{4d1}|$ とし、それぞれの伝搬時間を t_1 , t_2 , 角周波数を ω ($= 2\pi f$) とすると、 S_{2d1} と S_{4d1} の周波数応答である S パラメータは、次式で表すことができる。ここで、 t_1 と t_2 の差は対内スキューに相当する。

$$S_{2d1} = |S_{2d1}|e^{-j\omega t_1} \quad (4.1)$$

$$S_{4d1} = |S_{4d1}|e^{-j\omega t_2} \quad (4.2)$$

式(4.1)(4.2)を使って、式(2.7)(2.8)の関係から、 $|S_{dd21}|^2$ と $|S_{cd21}|^2$ を求めると、式(4.3)(4.4)が得られる。 $\cos^2\left(\omega \frac{t_2-t_1}{2}\right) \neq 0$ の条件では、式(4.3)(4.4)の関係から式(4.5)が得られる。

$$|S_{dd21}|^2 = \frac{1}{2}(|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2 + 2|S_{2d1}||S_{4d1}|\cos^2\left(\omega \frac{t_2-t_1}{2}\right) \quad (4.3)$$

$$|S_{cd21}|^2 = \frac{1}{2}(|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2 + 2|S_{2d1}||S_{4d1}|\sin^2\left(\omega \frac{t_2-t_1}{2}\right) \quad (4.4)$$

$$\tan^2\left(\omega \frac{t_2-t_1}{2}\right) = \frac{2|S_{cd21}|^2 - (|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2}{2|S_{dd21}|^2 - (|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2} \quad (4.5)$$

式(4.5)を、変形して、 $|t_2 - t_1|$ を求めると、次式が得られる。

$$|t_2 - t_1| = \frac{1}{\pi f} \tan^{-1} \sqrt{\frac{2|S_{cd21}|^2 - (|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2}{2|S_{dd21}|^2 - (|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2}} \quad (4.6)$$

第3章で計算した同軸二本による疑似差動伝送の S パラメータを使って、式(4.6)の $|t_2 - t_1|$ を計算した周波数特性を図4.1, 図4.2に示す。比誘電率変化(図4.1), ケーブル長変化(図4.2), どちらの場合も 10GHz 以下の帯域で大よそ一定値をとる。疑似差動伝送の場合は、二線の結合が無く、対内スキューに周波数依存性が無いはずなので、10GHz 以上での周波数変化は式変形の問題と考える。

図4.3と図4.4には、縦添えシールドのツイナックスケーブルの S パラメータを使った計算結果を示す。ツイナックスケーブルは結合があるので、複雑なメカニズムがあり、周波数依存性が現れるが、大よそ 1GHz 以下の帯域で一定値をとっている。両者と

も 1GHz 以下の帯域から得られる $|t_2 - t_1|$ 計算値は、比誘電率、ケーブル長に応じて変化しており、対内スキュー相当値が得られていると考えられる。通常、対内スキューの値はステップ応答で取得するので、低域の値を取得することで十分と考えられる。

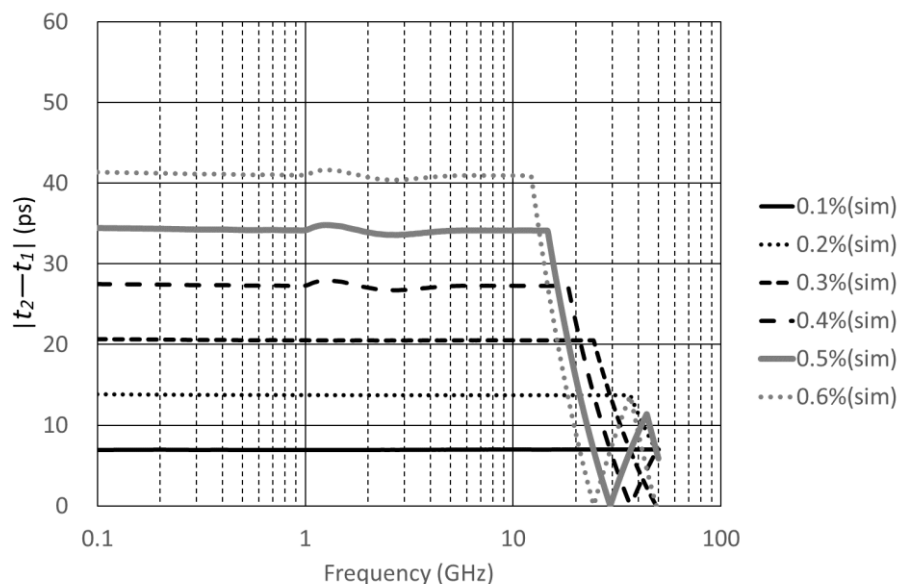


図 4.1 同軸二本による疑似差動伝送 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|t_2 - t_1|$ の周波数特性

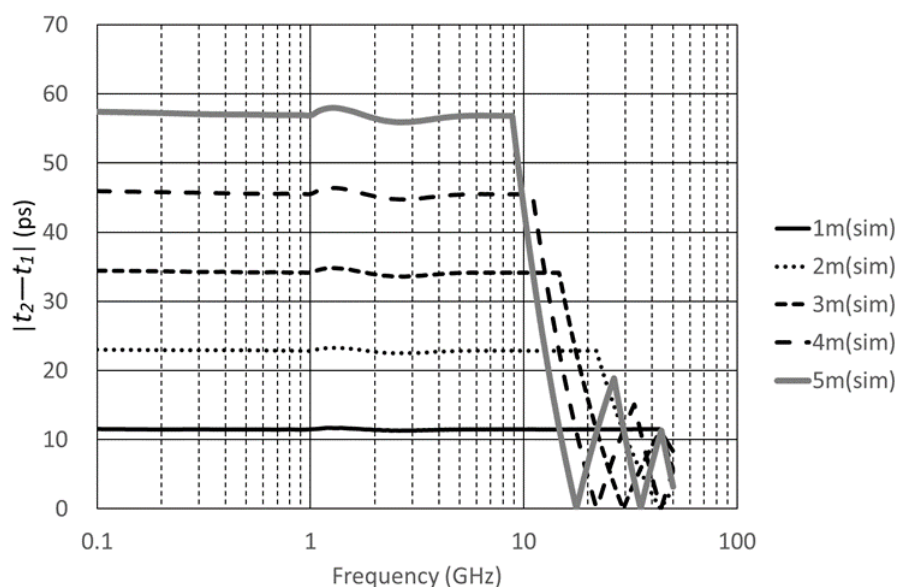


図 4.2 同軸二本による疑似差動伝送 (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $|t_2 - t_1|$ の周波数特性

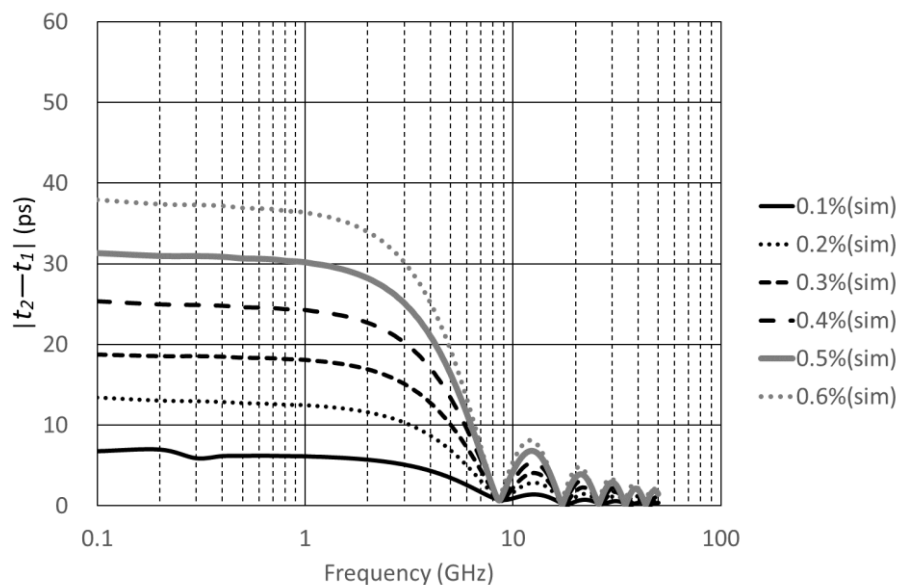


図 4.3 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|t_2 - t_1|$ の周波数特性

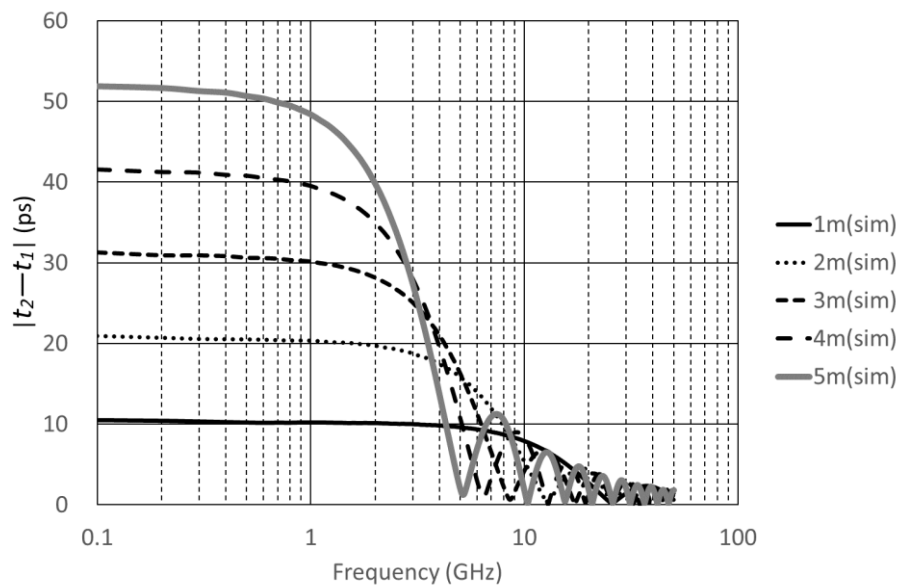


図 4.4 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $|t_2 - t_1|$ の周波数特性

次に、式(4.6)の $|t_2 - t_1|$ の計算結果から、0.3GHz の値を取り出し、第3章で求めた対内スキュー (= $\Delta t_{(S/A)}$) との関係調べる。図4.5は同軸二本による疑似差動伝送の場合、図4.6は縦添えシールドのツイナックスケーブルの場合について示している。

どちらも、 $y = x$ 直線に大よそ乗っており、式(4.6)の $|t_2 - t_1|$ と、 $\Delta t_{(S/A)}$ は良く一致することが確認できる。

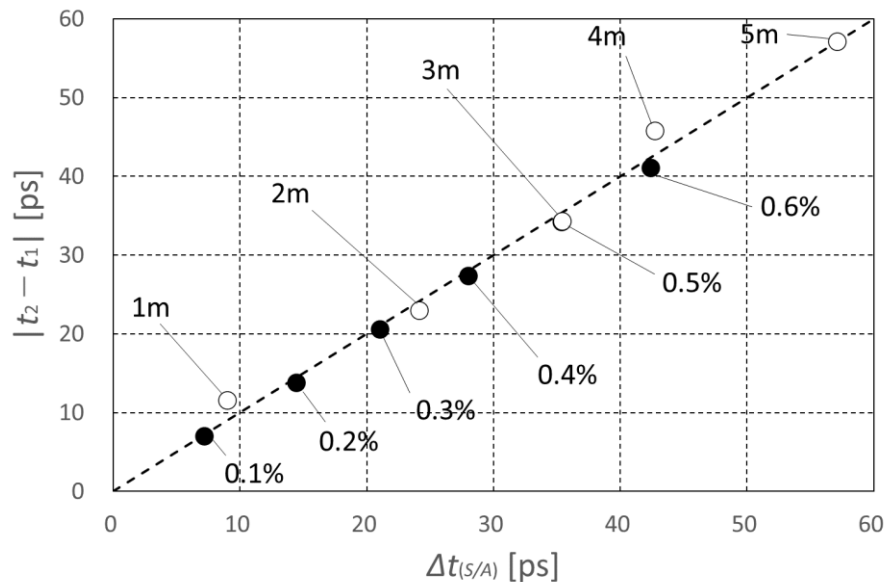


図 4.5 同軸二本による疑似差動伝送における $\Delta t_{(S/A)}$ と $|t_2 - t_1|$ の関係

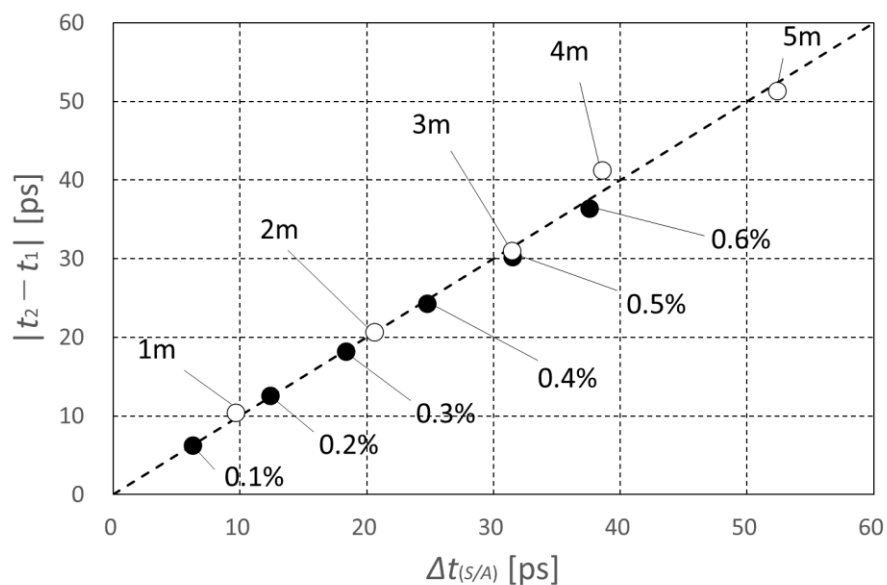


図 4.6 縦添えシールド・ツイナックスケールにおける $\Delta t_{(S/A)}$ と $|t_2 - t_1|$ の関係

上記の結果は、結合の無い同軸二本による疑似差動伝送は、対内スキューに周波数依存性が無く、結合の有るツイナックスケールは、対内スキューに周波数依存性が有ることを示している。ただし、周波数特性の低域の値からは対内スキュー相当の値を読み取ることができ、その値は、今回、新しく定義した対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) にもほぼ一致している。この結果から、式(4.6)の低域の一定値から拾う対内スキューの値は、正しく表現されているものと考えられる。

一方、式(4.6)の式表現からは、どのような要因で対内スキューが生成しているのかまでは理解ができない。先行研究では、芯線間の結合はあまり強くなく、 $|S_{2d1}| \approx |S_{4d1}|$ と近似できるとして議論している。疑似差動伝送のような場合は、上記近似が可能と考えられるが、ツイナックスケール等の場合には、結合が強く、対内スキューとともに $|S_{2d1}|$ と $|S_{4d1}|$ が変化するため、 $|S_{2d1}| \neq |S_{4d1}|$ と考える必要がある。

そこで、最初に、 $|S_{2d1}| \approx |S_{4d1}|$ と近似して良い、疑似差動伝送の場合について、次に、 $|S_{2d1}| \neq |S_{4d1}|$ と考える、ツイナックスケールの場合について、それぞれ詳しく調べていく。

4.3 疑似差動伝送における定式化

4.3.1 対内スキュー

同軸ケーブル二本による疑似差動伝送では、第2章で説明した通り、二本のケーブルが電磁気的には独立しているため、対内スキューは各々の伝搬時間差だけで決定する。ケーブル長を L [m], 光速を c_0 [m/s], 各絶縁体の比誘電率を ϵ_{r1} と ϵ_{r2} とすると、式(4.1)(4.2)の応答時間、 t_1 と t_2 は次式となる。

$$t_1 = \frac{L}{c_0/\sqrt{\epsilon_{r1}}} \quad (4.7)$$

$$t_2 = \frac{L}{c_0/\sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (4.8)$$

式(4.7)(4.8)より、応答時間の差は次式となる。このとき、比誘電率差 $\Delta\epsilon_r (= \epsilon_{r2} - \epsilon_{r1})$ は十分小さく、 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1} \ll 1$ の条件下で近似する。

$$\Delta t \approx \frac{L}{c_0/\sqrt{\epsilon_{r1}}} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\epsilon_r}{\epsilon_{r1}} \right) \quad (4.9)$$

第3章の解析結果によると、疑似差動伝送の場合は、信号の伝搬は、各同軸ケーブルをそれぞれ独立に伝搬するので、式(4.1)(4.2)、および式(4.7)(4.8)(4.9)によって伝搬が決定付けられている。式(4.5)で言えば、左辺の対内スキューが先に決定していて、それによって右辺の $|S_{dd21}|^2$, $|S_{cd21}|^2$ が決定している。次節では、 $|S_{dd21}|^2$, $|S_{cd21}|^2$ を確認する。

4.3.2 差動モードの伝搬特性、およびモード変換特性

第3章で解析した結果、疑似差動伝送では、二つの同軸線路は独立で、互いに干渉することがない。その結果、互いの伝搬特性は影響を受けず、大よそ同じとなり、応答時間だけが変化していると考えて良い。すなわち、 $|S_{2d1}| \approx |S_{4d1}|$ と近似できる。そのとき、式(4.3), (4.4)は次式となる。

$$|S_{dd21}|^2 = 2|S_{2d1}||S_{4d1}| \cos^2 \left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2} \right) \quad (4.10)$$

$$|S_{cd21}|^2 = 2|S_{2d1}||S_{4d1}| \sin^2 \left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2} \right) \quad (4.11)$$

$t_1 = t_2$ のときの S_{dd21} を $S_{dd21(\Delta t=0)}$ とすると、式(4.10)から $|S_{dd21(\Delta t=0)}|^2 = 2|S_{2d1}||S_{4d1}|$ となることがわかる。よって、式(4.10)(4.11)は次式で表すことができる。

$$|S_{dd21}| = |S_{dd21(\Delta t=0)}| \cdot \left| \cos\left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2}\right) \right| \quad (4.12)$$

$$|S_{cd21}| = |S_{dd21(\Delta t=0)}| \cdot \left| \sin\left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2}\right) \right| \quad (4.13)$$

上式は、差動モードの伝搬特性である $|S_{dd21}|$ が、対内スキューが無いときの理想的な伝搬特性に対して、 $\left| \cos\left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2}\right) \right|$ だけ劣化することを示している。モード変換量である $|S_{cd21}|$ は、対内スキューが無いときの理想的な伝搬特性に、 $\left| \sin\left(\omega \frac{t_2 - t_1}{2}\right) \right|$ を乗じた量がモード変換として発生することを示している。第4章の電磁界解析で得られた、 $|S_{dd21}|$ と $|S_{cd21}|$ と比較すると、図4.7、図4.8の通りとなる。それぞれの特性が示す通り、 $|S_{dd21}|$ と $|S_{cd21}|$ とも劣化する周波数などよく一致している。

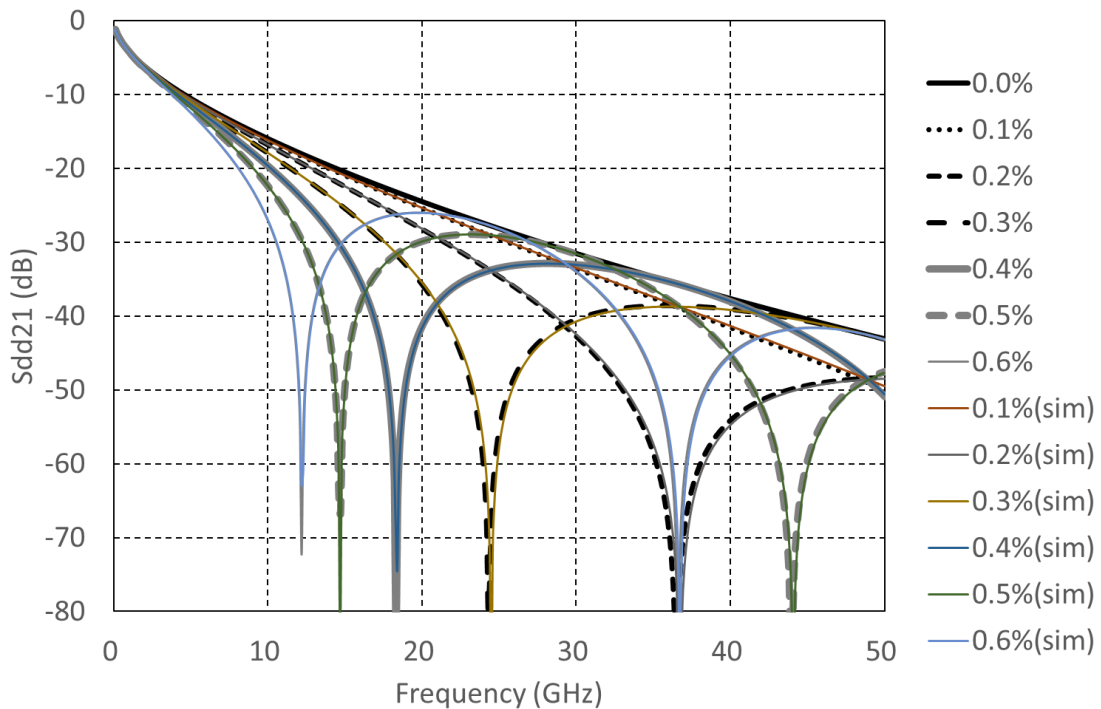


図 4.7 同軸二本・疑似差動伝送 における差動モードの伝搬特性 (S_{dd21})
 $(\Delta\epsilon_r/\epsilon_r=0.1\sim0.6\%$, Cable Length = 3m)

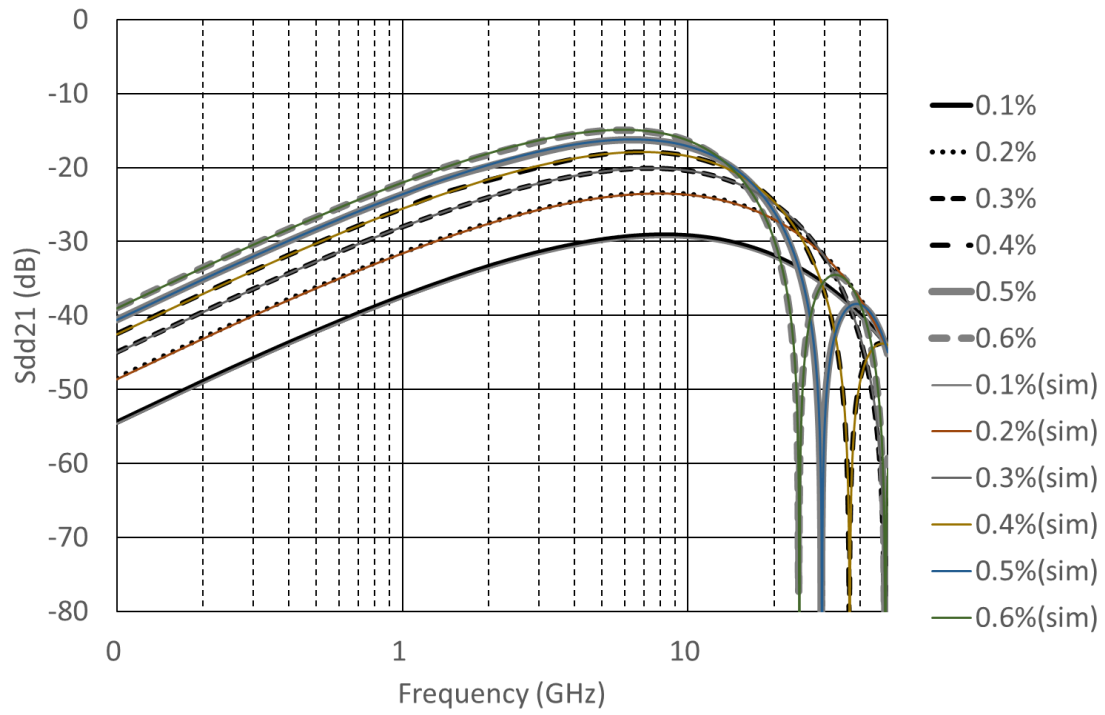


図 4.8 同軸二本・疑似差動伝送 におけるモード変換特性 (S_{cd21})
 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable Length = 3 m)

4.4 ツイナックスケール伝送における定式化

4.4.1 対内スキュー

ツイナックスケールによる伝送の場合、二芯の電磁的結合が6%程度ある。そのため、前節のように、 $|S_{2d1}| \approx |S_{4d1}|$ とは近似ができない²⁶⁾。そこで、本節では近似はしないで議論を進める。

第3章の解析より、ツイナックスケールの伝送では、同相モードと差動モードに伝搬時間差があることを確認している。各モードの伝搬にかかる時間を t_c , t_d と置き、 S_{cc21} と S_{dd21} の大きさを $|S_{cc21}|$ と $|S_{dd21}|$ とすることで、 S_{cc21} と S_{dd21} を次式で表す。

$$S_{cc21} = |S_{cc21}|e^{-j\omega t_c} \quad (4.14)$$

$$S_{dd21} = |S_{dd21}|e^{-j\omega t_d} \quad (4.15)$$

また、第3章では、モード変換特性 ($= S_{cd21}$) は、差動モードと同相モードの線形和で表すことができると推測した。 S_{cd21} を同相モード ($= S_{cc21}$) と差動モード ($= S_{dd21}$) の線形和と仮定して、次式で表す。

$$S_{cd21} = aS_{cc21} + bS_{dd21} \quad (4.16)$$

式(4.14)(4.15)(4.16)から、 $|S_{cd21}|^2$ を求めると、次式が得られる。

$$|S_{cd21}|^2 = (a|S_{cc21}| + b|S_{dd21}|)^2 - 4ab|S_{cc21}||S_{dd21}|\sin^2\left(\omega \frac{t_c - t_d}{2}\right) \quad (4.17)$$

差動伝送路の場合、各周波数 ω が0に近づくと、 $|S_{dd21}|$ と $|S_{cc21}|$ は1に近づき、 $|S_{cd21}|$ は0に近づく。右辺の一項目は0である必要があり、次式が成り立つ必要がある。

$$b = -ak \quad (4.18)$$

式(4.18)の k は、式(4.19)で定義する。 k は差動モードに対する同相モードの振幅比に相当する。

$$k = \frac{|S_{cc21}|}{|S_{dd21}|} \quad (4.19)$$

式(4.16)(4.18)より，次式が得られる。

$$S_{cd21} = a(S_{cc21} - kS_{dd21}) \quad (4.20)$$

$$|a| = \frac{|S_{cd21}|}{|S_{cc21} - kS_{dd21}|} \quad (4.21)$$

式(4.19)(4.21)で計算した k と $|a|$ の周波数特性を図4.9に示す。各Sパラメータは，前章の縦添えシールド・ツイナックスケーブルの「 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_r = 0.5\%$ 」のデータを使用した。縦添えシールドは， $|S_{cc21}| \approx |S_{dd21}|$ なので， $k \approx 1$ となっている。 $k = 1$ を代入した式(4.21)と式(3.3)の関係から， $|a|$ は $2|S_{23}|$ と $|S_{cd21}|$ の振幅比であることがわかる。図4.9によると5GHz以下であれば， $|a|$ は大よそ0.13~0.15の値となる。

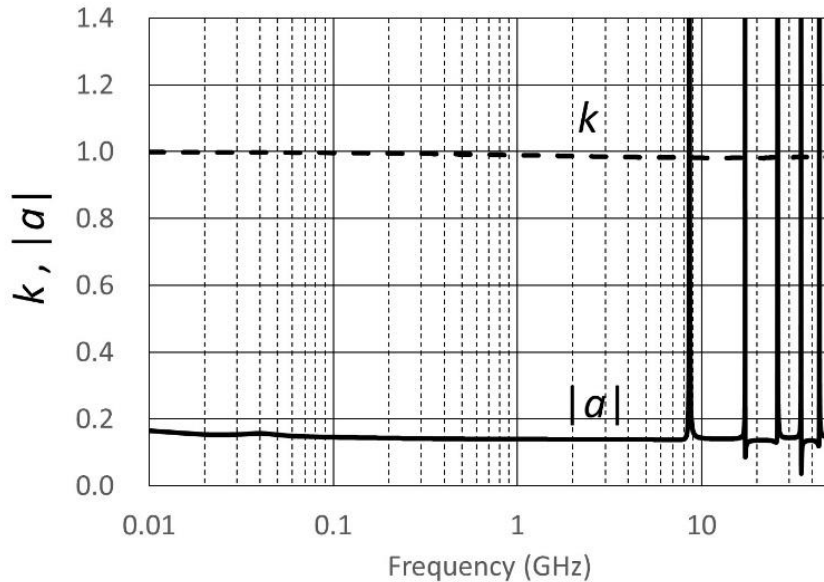


図 4.9 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_r=0.5\%$) における k と $|a|$ の周波数特性

一方， S_{cd21} が式(4.20)で表わすことができるとすると，式(2.7)(2.8)との関係から， $|S_{2d1}|^2$ ， $|S_{4d1}|^2$ を求めることができる。計算の結果は，次式となる。

$$|S_{2d1}|^2 = \frac{1}{2} |S_{dd21}|^2 \left\{ 1 + 4ak(ak - 1) \sin^2 \left(\omega \frac{t_d - t_c}{2} \right) \right\} \quad (4.22)$$

$$|S_{4d1}|^2 = \frac{1}{2} |S_{dd21}|^2 \left\{ 1 + 4ak(ak + 1) \sin^2 \left(\omega \frac{t_d - t_c}{2} \right) \right\} \quad (4.23)$$

式(4.22)(4.23)の関係から次式が得られる。

$$(|S_{2d1}| - |S_{4d1}|)^2 \approx |S_{dd21}|^2 \frac{8a^2k^2 \sin^4\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)}{1 + 4a^2k^2 \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)} \quad (4.24)$$

ただし、このとき、 a^2 は $0.13^2 \sim 0.15^2$ であり、1 より十分小さく、 k と $\sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)$ は 1 以下なので、以下の近似を用いている。

$$\sqrt{1 - \left\{ \frac{4ak \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)}{1 + 4a^2k^2 \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)} \right\}^2} \approx 1 - \frac{1}{2} \left\{ \frac{4ak \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)}{1 + 4a^2k^2 \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)} \right\}^2 \quad (4.25)$$

式(4.24)を式(4.5)に代入すると次式が得られる。

$$\tan^2\left(\omega \frac{\Delta t}{2}\right) \approx a^2k^2 \sin^2\{\omega(t_d - t_c)\} \quad (4.26)$$

このときも、 a^2 は $0.13^2 \sim 0.15^2$ であり、1 より十分小さく、 k と $\tan^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)$ と $\sin^2(\omega|t_d - t_c|)$ は 1 以下なので、以下の近似を用いている。

$$\frac{1 + 4a^2k^2 \tan^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right)}{1 + a^2k^2 \sin^2(\omega|t_d - t_c|)} \approx 1 \quad (4.27)$$

$\theta \ll 1$ のとき、 $\sin \theta \approx \theta$ 、 $\tan \theta \approx \theta$ と近似できる。式(4.26)において、 $\omega \Delta t / 2 \ll 1$ 、 $\omega(t_d - t_c) \ll 1$ 、の範囲であれば、近似によって次式が得られる。

$$\Delta t \approx 2k \cdot |a| \cdot |t_d - t_c| \quad (4.28)$$

式(4.28)によると、ツイナックスケールの対内スキューは、 k と $|a|$ と $|t_d - t_c|$ の積になっている。前節の解析結果から、 $|t_d - t_c|$ はケーブル長 1m あたり 39ps なので、前節で求めた図 3.1 5、図 3.1 8 の対内スキューとも一致する。次節以降、 k 、 $|a|$ 、 $|t_d - t_c|$ がどのような意味を持つ因子なのか、確認していく

4.4.2 対内スキューを決定づける因子：|k|

ひとつめの因子である、 k は式(4.19)の通り、 $|S_{cc21}|$ と $|S_{dd21}|$ の比であり、差動モードに対する同相モードの振幅比に相当する。前章の縦添えシールド・ツイナックスケ

ケーブルの S パラメータを使って計算した、 k の周波数特性を図 4.10 と図 4.11 に示す。縦添えシールドの場合、いずれも $k \approx 1$ となっていることがわかる。

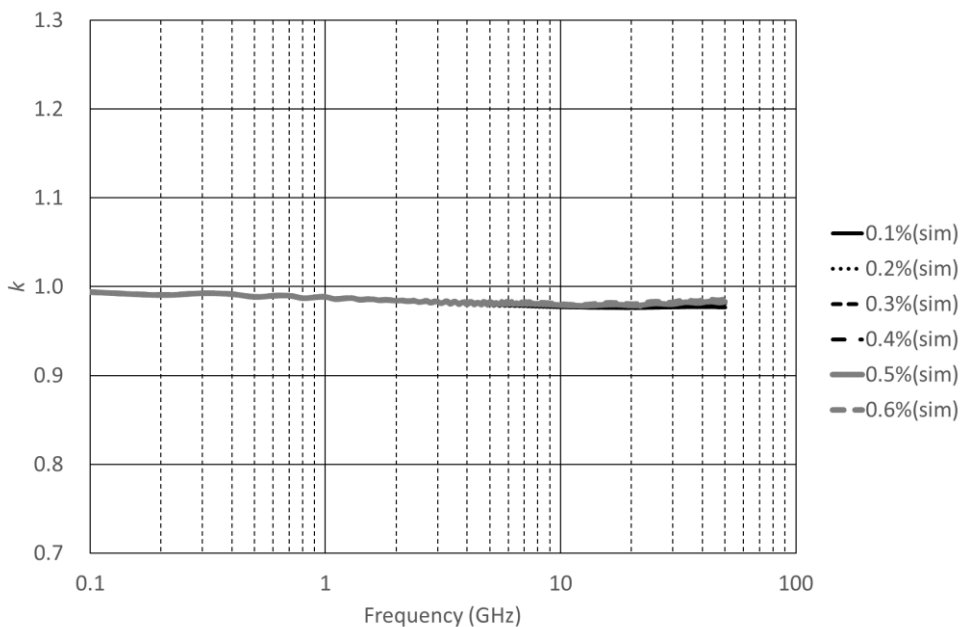


図 4.10 非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) の縦添えシールド・ツイナックスケーブルにおける k の周波数特性

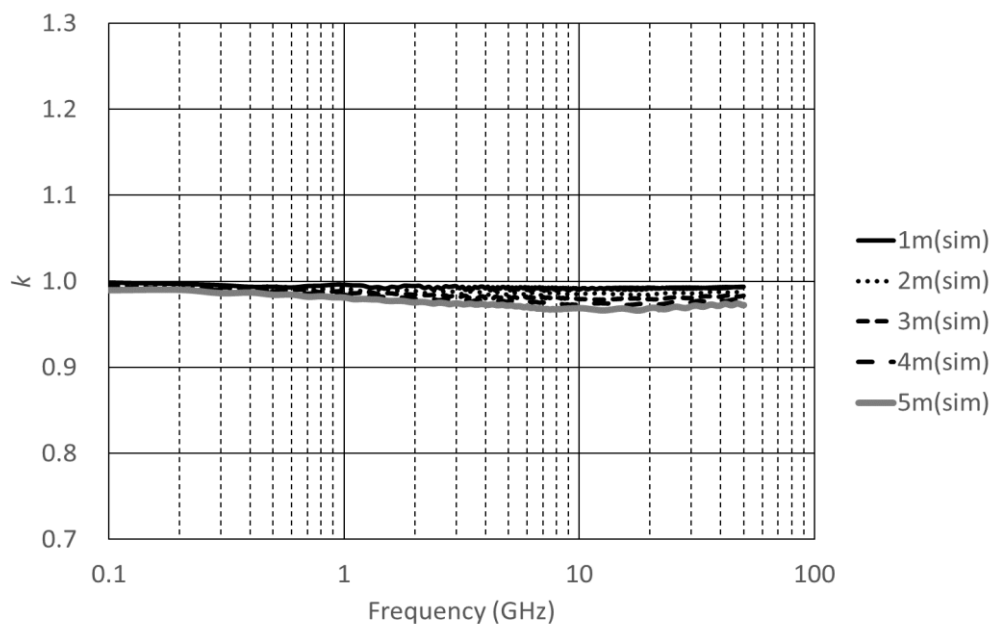


図 4.11 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における k の周波数特性

一方、第3章のスパイラルシールドのツイナックスケーブルのSパラメータを使って計算した、 k の周波数特性を図4.12に示す。Sパラメータの回路網モデルの接続数を回路シミュレータ上で変えることでケーブル長を変化させている。スパイラルシールドの場合、 $k \approx 1$ とはならず、周波数が高くなるにつれ、小さくなっていることがわかる。また、ケーブル長が長いものほど、 k の値が小さくなっていることがわかる。

このように、縦添えシールドでは、常に $k \approx 1$ であったが、スパイラルシールドでは、 $k < 1$ であり、 k の値は、シールド構造に関係していることがわかる。

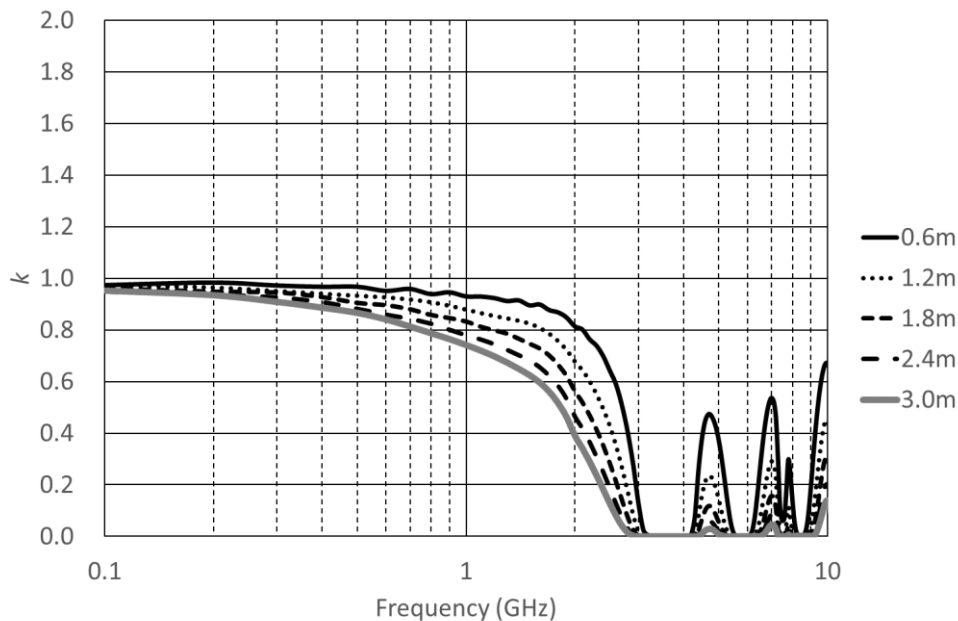


図 4.12 スパイラルシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 0.6~3.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_r=0.5\%$) における k の周波数特性

4.4.3 対内スキューを決定づける因子： $|a|$

二つめの因子である、 $|a|$ は式(4.20)に示した通り、 $|S_{cd21}|$ と $|S_{cc21} - kS_{ad21}|$ の比となっている。縦添えシールドの場合は、 $k \approx 1$ となるので、 $|a|$ は、 $2|S_{23}|$ と $|S_{cd21}|$ の比であることがわかる。第3章の縦添えシールド・ツイナックスケーブルのSパラメータを使って計算した、 $|a|$ の周波数特性を図4.13、図4.14示す。

図4.13は、比誘電率差 ($= \Delta\epsilon_r/\epsilon_r$) を変化させた場合の周波数特性で、 $|a|$ はどの比誘電率差でも5GHz以下であれば、周波数に依存しない。一定値となる帯域の $|a|$ は、比誘電率差とともに増加する。図4.14は、ケーブル長を変化させた場合の周波数特性である。一定値となる帯域の $|a|$ は、ケーブル長には依存していない。

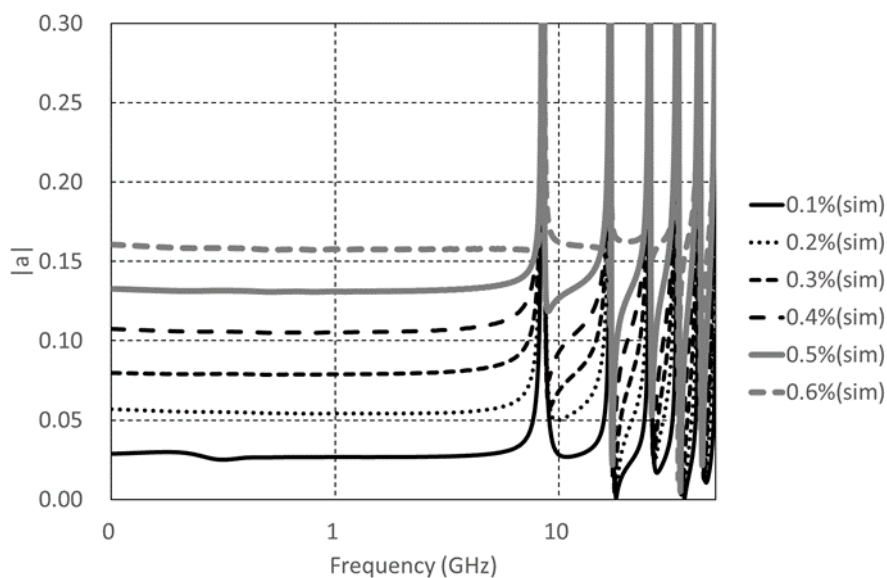


図 4.13 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|a|$ の周波数特性

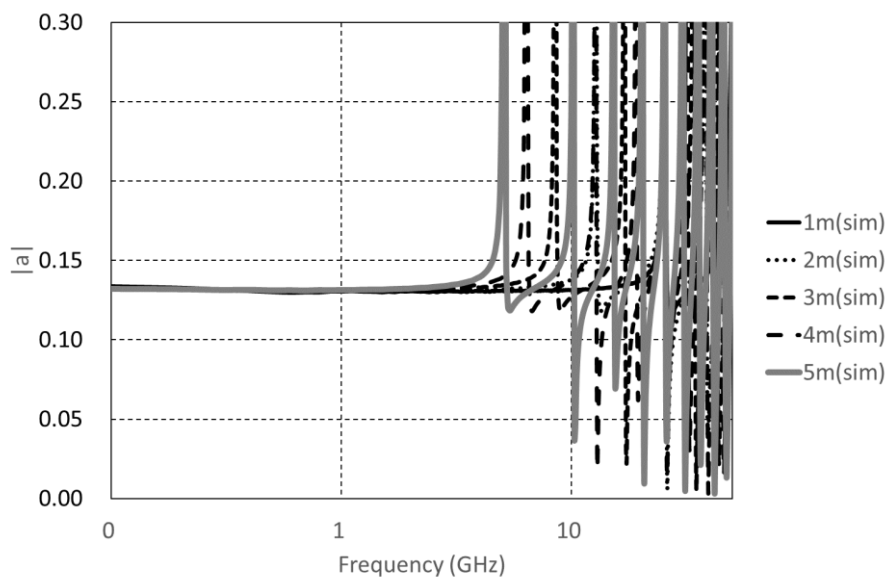


図 4.14 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $|a|$ の周波数特性

このように、5GHz 以下の $|a|$ はケーブル長には依存せず、比誘電率差によって変化するパラメータとなっている。この結果から、 $|a|$ はケーブルの断面内における非対称性に関係したパラメータであることが推測できる。

4.4.4 対内スキューを決定づける因子： $|t_d - t_c|$

三つ目の因子である、 $|t_d - t_c|$ は、式(4.14)(4.15)で定義した通り、 S_{dd21} と S_{cc21} の応答時間差となる。第3章の時間応答解析では、1 mあたり 39ps であることが確認されている。しかし、時間応答から読み取るのは、解析の作業としては面倒なので、Sパラメータから算出する方法を導いておく。

式(3.3)は、 S_{dd21} と S_{cc21} ，およびの S_{23} の関係式となっているので、これを利用して $|t_d - t_c|$ を求める。式(3.3)に式(4.14)(4.15)を代入し、 $|S_{23}|$ を求めると、次式が得られる。

$$|S_{23}|^2 = \frac{1}{4}(|S_{cc21}| - |S_{dd21}|)^2 + |S_{cc21}||S_{dd21}| \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right) \quad (4.29)$$

式(4.29)に式(4.19)を代入すると、次式が得られる。

$$|S_{23}|^2 = \frac{1}{4}|S_{dd21}|^2 \left\{ (k-1)^2 + k \sin^2\left(\omega \frac{t_d - t_c}{2}\right) \right\} \quad (4.30)$$

式(4.30)では、 $|S_{23}|$ は、 $|S_{dd21}|$ に比例しており、周波数が低い領域では、 $|t_d - t_c|$ と周波数に応じて増加することが分かる。縦添えシールドの場合、 $|S_{cc21}| \approx |S_{dd21}|$ であり、 $k \approx 1$ となる。これを代入して $|t_d - t_c|$ を求めると、次式が得られる。

$$|t_d - t_c| \approx \frac{2}{\omega} \sin^{-1}\left(\frac{2|S_{23}|}{|S_{dd21}|}\right) \quad (4.31)$$

式(4.31)によると、 $|S_{23}|$ と $|S_{dd21}|$ ，および ω ($= 2\pi f$) から、 $|t_d - t_c|$ の周波数特性が計算できる。前章の縦添えシールド・ツイナックスケーブルのSパラメータを使って計算した、 $|t_d - t_c|$ の周波数特性を図4.15、図4.16示す。

図4.15は、比誘電率差 ($= \Delta\epsilon_{r1}/\epsilon_r$) を変化させた場合の周波数特性で、 $|t_d - t_c|$ は2GHz以下であれば、大よそ一定値をとり、比誘電率差に依存しない。図4.16は、ケーブル長を変化させた場合の周波数特性で、こちらも大よそ2GHz以下であれば一定値をとる。ただし、その帯域内の $|t_d - t_c|$ は、ケーブル長によって変化する。

このように、 $|t_d - t_c|$ は、最初に定義のとおり、 S_{dd21} と S_{cc21} の応答時間差であり、ケーブル長によって変化するパラメータとなっている。前章で解析した縦添えシールドのツイナックスケーブルは、シールド内にできる「隙間」の影響で、ケーブル長に対する比例係数が39ps/mとなっていた。このように、 $|t_d - t_c|$ はケーブル構造に依存したパラメータであることが分かる。

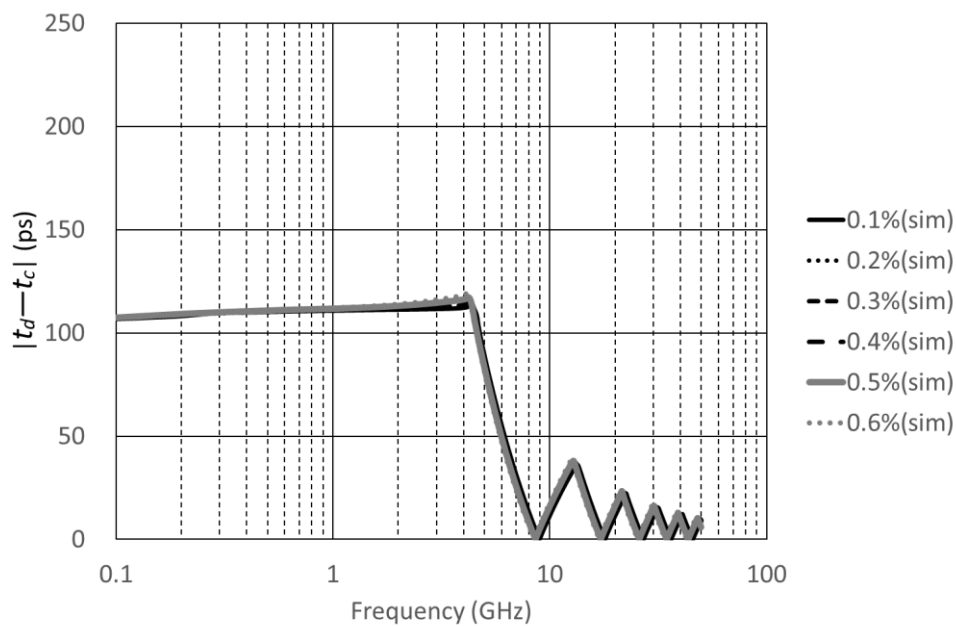


図 4.1 5 縦添えシールド・ツイナックスケーブル ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|t_d - t_c|$ の周波数特性

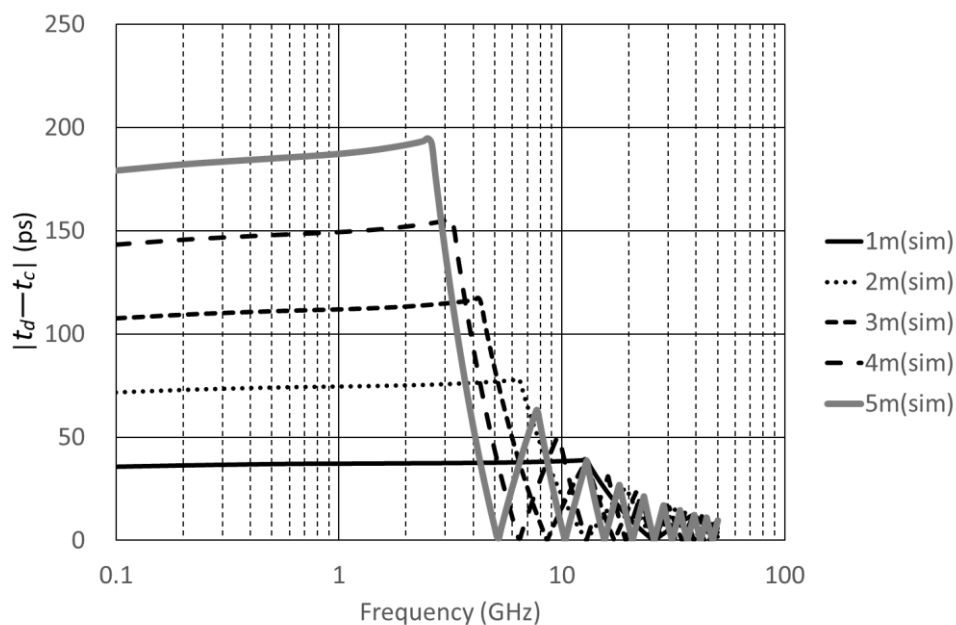


図 4.1 6 縦添えシールド・ツイナックスケーブル (Cable 長 1.0~5.0m, $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) における $|t_d - t_c|$ の周波数特性

4.4.5 対内スキューと各因子の関係

図4.3と図4.4から得られた対内スキュー(= $|t_2 - t_1|$)と、 $|a|$ と $|t_d - t_c|$ 関係を確認する。図4.17は、比誘電率差に対する変化を示したグラフで、 $|t_2 - t_1|$ の変化は、 $|a|$ の変化に起因していることが確認できる。図4.18は、ケーブル長に対する変化を示したグラフで、 $|t_2 - t_1|$ の変化は、 $|t_d - t_c|$ の変化に起因していることが確認できる。これらの結果から、 $|a|$ は、比誘電率差等の二芯の非対称性を表すパラメータであり、 $|t_d - t_c|$ はケーブル長、およびケーブル構造に関するパラメータであることがわかる。

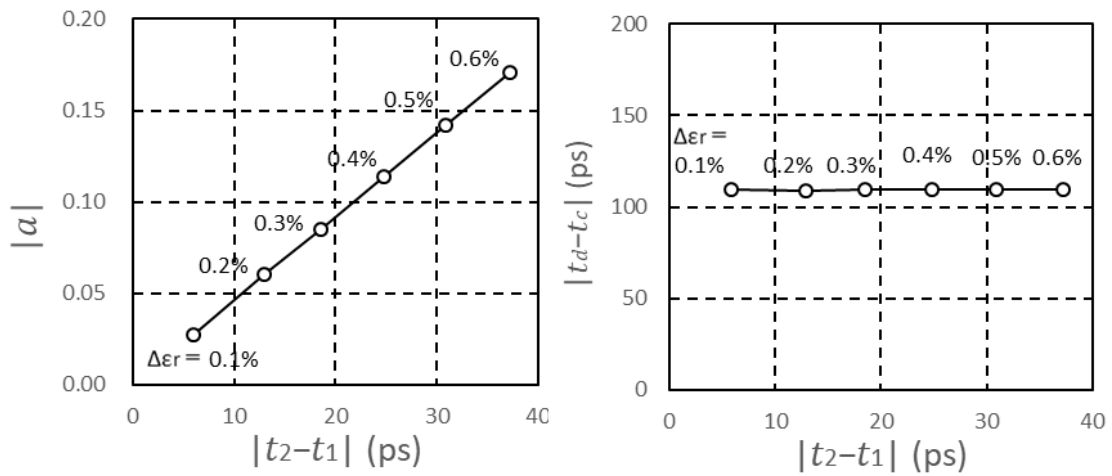


図 4.17 縦添えシールド・ツイナックスケーブル における $\Delta\epsilon_r/\epsilon_1$ に対する $|a|$, $|t_d - t_c|$ の変化

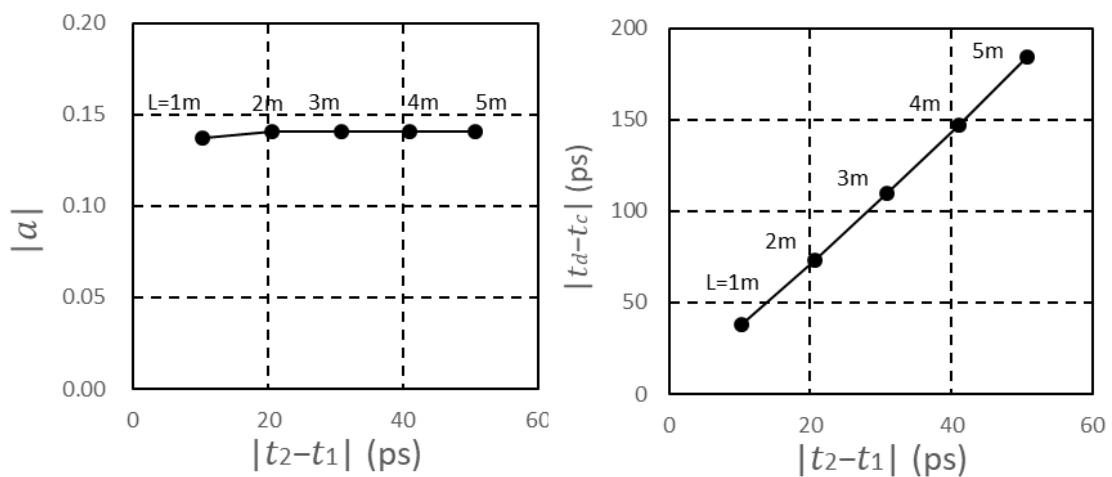


図 4.18 縦添えシールド・ツイナックスケーブル における Cable 長 に対する $|a|$, $|t_d - t_c|$ の変化

このように、対内スキューは、差動モードと同相モードの振幅比 k と、対称性に関わるパラメータ $|a|$ と、差動モードと同相モードの伝搬時間差 $|t_d - t_c|$ の三つの「積」によって決定付けられている。伝搬モードの振幅比はシールド構造に依存しており、伝搬モードの伝搬時間差はケーブル構造に依存している。二芯の非対称性は、現状、比誘電率差が主要因であるので、製造ばらつきによるところが大きい。

対内スキューを低減するには、この三因子のどれかひとつでも低減すれば良いことになる。しかし、ツイナックスケーブルでは、構造上、差動モードと同相モードの伝搬時間差は必ず発生してしまう。また、被覆線の製造ばらつき低減には限界があり、対称性のパラメータ $|a|$ の改善は難しい。スパイラルシールドを採用すれば k が低減できるが、サックアウトによる帯域制限があるため、数十 Gbit/s を超える伝送には使用できない。これらの理由から、ツイナックスケーブルにおける対内スキューの低減は困難になっている。

4.4.6 ツイナックスケープルのモード変換特性

モード変換特性について検討する。式(4.17)に式(4.18)(4.19)を代入すると、次式が得られる。

$$|S_{cd21}| = 2k \cdot |a| \cdot |S_{dd21}| \cdot \left| \sin\left(\omega \frac{t_c - t_d}{2}\right) \right| \quad (4.32)$$

式(4.32)の $|S_{dd21}|$ には、第3章の完全対称時の $|S_{dd21}|$ を代入し、 $|a|$ と $|t_c - t_d|$ には、図4.17でプロットした値を代入、 k には1を代入して、電磁界解析の結果と比較する。比較した結果を図4.19に示す。図に示した通り、式(4.32)によるモード変換量の計算値は、電磁界解析の結果とよく一致する。

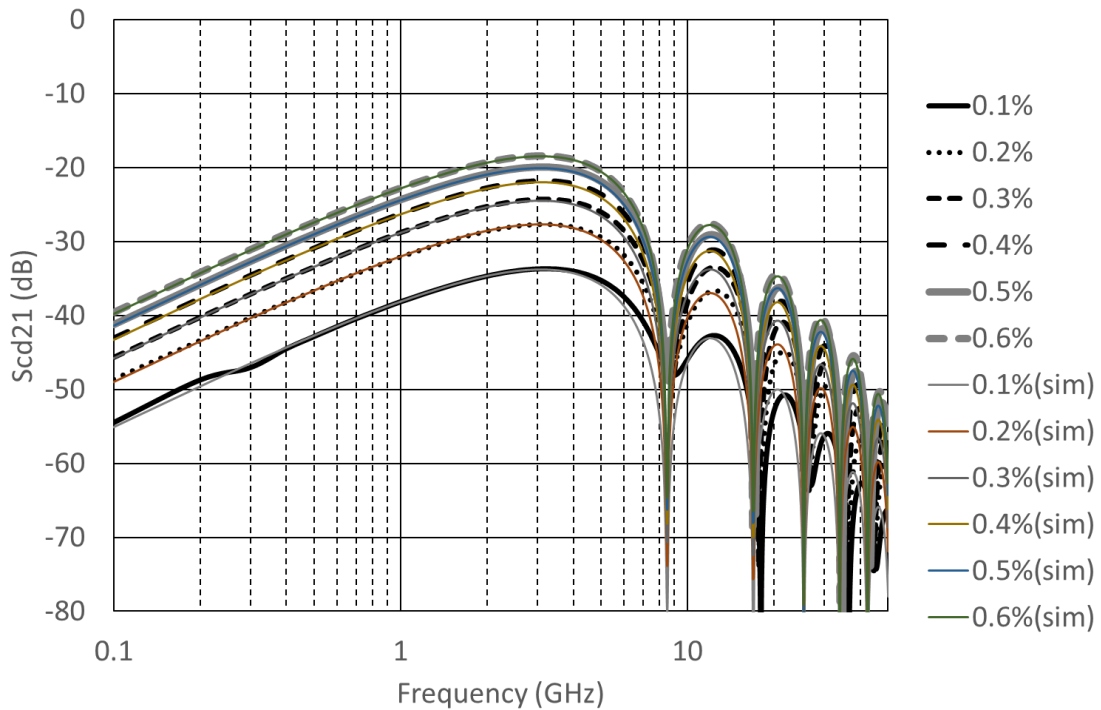


図 4.19 縦添えシールド・ツイナックスケープルにおけるモード変換特性 (S_{cd21})
($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$, Cable Length = 3m)

同様に、 $|a|$ と $|t_c - t_d|$ に、図4.18でプロットした値を代入、電磁界解析の結果と比較する。比較した結果を図4.20に示す。図に示した通り、ケーブル長を変化させた場合も、式(4.32)によるモード変換量の計算値はよく一致する、

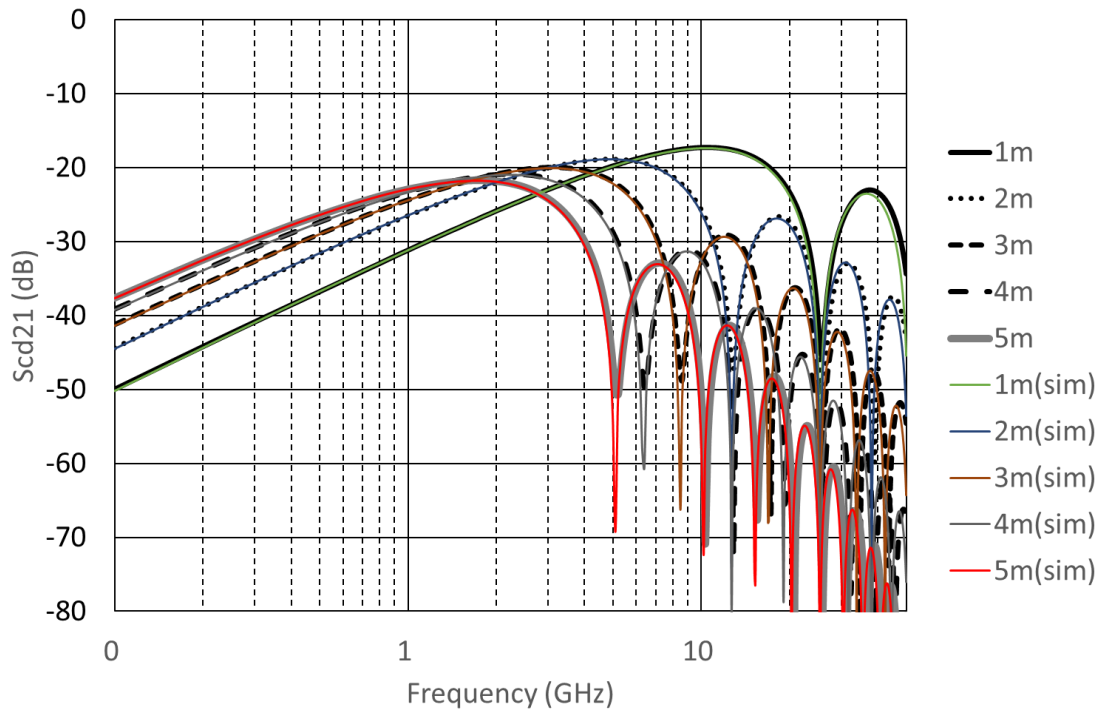


図 4.20 縦添えシールド・ツイナックスケールにおけるモード変換特性 (S_{cd21})
 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_r=0.5\%$, Cable Length=1~5m)

疑似差動伝送の場合，式(4.13)に示した通り，モード変換特性 $|S_{cd21}|$ は，比誘電率差で決定した $|t_2 - t_1|$ によって周波数特性が決まってくる。一方，ツイナックスケールの場合は，差動モードと同相モードの応答時間差 $|t_c - t_d|$ によって周波数特性が決まってくることを確認できる。

4.5 まとめ

第2章と第3章から得た知見に基づき、差動伝送用メタルケーブルの対内スキューについて、定式化を行った。その結果、以下の結論を得た。

- ▶ 疑似差動伝送の対内スキューは、各同軸ケーブルの伝搬時間差によって決定しており、以下の式に従う。(ケーブル長： L [m]，光速： c_0 [m/s]，絶縁体の比誘電率： ε_{r1} ，比誘電率差： $\Delta\varepsilon_r$ ($\Delta\varepsilon_r/\varepsilon_{r1} \ll 1$))

$$\Delta t \approx \frac{L}{c_0/\sqrt{\varepsilon_{r1}}} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_{r1}} \right) \quad (4.9)$$

- ▶ ツイナックスケーブルの対内スキューは、差動モードに対する同相モードの振幅比、二芯の非対称性に関わるパラメータ、差動モードと同相モードに伝搬時間差の三要素の積によって決定付けられており、以下の式に従う。

$$\Delta t \approx 2k \cdot |a| \cdot |t_d - t_c| \quad (4.28)$$

上式において、 k は、差動モードと同相モードの振幅比、 $|a|$ は、ケーブルの非対称性に関するパラメータ ($|S_{cd21}|$ と $2|S_{23}|$ の振幅比)、 $|t_d - t_c|$ は、差動モードと同相モードの伝搬時間差

また、各ケーブルにおけるモード変換特性の定式化も行った。得られた計算式によるモード変換特性は、電磁界解析で求めた周波数特性とよく一致する。

式(4.28)によると、スパイラルシールドのツイナックスケーブルは k が小さく、対内スキューが低減できるが、サックアウトによる帯域制限があり、十数 Gbit/s を超える伝送は難しい。一方、縦添えシールドのツイナックスケーブルは、サックアウトによる帯域制限は無いが、 $k \approx 1$ であり、製造ばらつきの影響が $|a|$ に現れるため、対内スキューの低減が難しい。よって、十数 Gbit/s を超える伝送に、ツイナックスケーブルを使うのは難しい。

第5章 二芯一括被覆ケーブル

5.1 はじめに

第4章では、ツイナックスケーブルの対内スキューは、ケーブルの非対称性に関するパラメータ ($=|a|$) と、差動モードに対する同相モードの振幅比 ($=k$)、および差動モードと同相モードの伝搬時間差 ($=|t_c - t_d|$) の三因子の積に比例していることを確認した。これらの結果から考えると、対内スキューを改善するには、 $|a|$ と k と $|t_c - t_d|$ のどれか一つを低減すればよい。数 Gbit/s 程度の伝送であれば、 k が小さいスパイラルシールドを適用すれば、対内スキューは小さくできる。しかし、数十 Gbit/s を超える伝送には、サックアウトによる帯域制限があるので、スパイラルシールドは採用できない。サックアウトが無い縦添えシールドでは、 $k \approx 1$ となるため、 $|a|$ か $|t_c - t_d|$ のどちらかを改善する必要がある。ケーブルの製法上、絶縁体の比誘電率をこれ以上低減するのは、経済性を考えると困難で、 $|a|$ の低減は難しく、 $|t_c - t_d|$ の改善を考えざるを得ない。

第3章の解析では、同軸二本による疑似差動伝送よりは二線の結合率が6%程度はあるツイナックスケーブルの方が11%程度ではあるものの、対内スキューが小さいことを確認した。当初は、結合率をさらに大きくすると、対内スキューも小さくなるのではないかとの予想があった。一方で、同相モードと差動モードの遅延時間差が小さい方が対内スキューの低減に有利であることが第4章の解析から分かってきた。これらの結果から、ツイナックスケーブルのように二本の被覆線を別々に作るよりは、二芯を一括被覆した方が有利ではないかと考えた。製造上、同心円ではない断面形状で被覆押出する、二芯間の間隔を一定距離に保ちながら被覆押出する、この二点の難しさがある。そこで、まずは解析によって対内スキューの低減効果を確認する。さらに、実際に量産設備でのケーブル試作を行い、対内スキューの低減効果を確認する。

5.2 二芯一括被覆ケーブル

対内スキューを低減する方法として、二芯一括被覆構造のケーブル²⁷⁾が提案されている。二芯一括被覆構造を図5.1に示す。

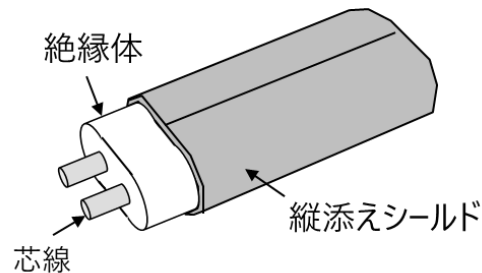


図 5.1 二芯一括被覆ケーブル

二芯一括被覆構造は、二本の芯線を一回の被覆押出工程で製造する。製造上、芯線的位置は変動しやすく、芯線位置の対称性は崩れやすい。また、絶縁体断面は円形ではなくなるので、異形状の被覆押出技術が必要となる。異形状押出では、その断面形状に非対称性が出る可能性が大いにある。

一方、ツイナックスケープルのように二本の被覆線を別々に作製せず、一工程で被覆押出するため、二芯の周囲に比誘電率差はほとんど無いと思われる。また、ツイナックスケープルでは必ず被覆線の中心に芯線が来るが、二芯一括被覆構造では、芯線位置に制約が無いので、結合率を自由に設定できる。さらにシールドと絶縁体の間にはツイナックスケープルのような隙間が無く、差動モードと同相モードの実効比誘電率がほぼ同じとなり、モード間の伝搬時間差が小さいことが予想される。

以上のように、二芯一括被覆構造は、対称性の面では、「芯線位置」「絶縁体の断面形状」が課題となる反面、「比誘電率差」「結合率」「モード間の伝搬時間差」の面では対内スキューを低減するには有利な点がある。いずれもツイナックスケープルでは対応できないポイントであるので、まずは二芯一括被覆構造を設計し、同様の解析計算にて効果を確認する。効果を確認した後に、実際に試作、評価を行う。

尚、ツイナックスケープルでは、シールドテープと外部回路を電氣的に接続するためにドレイン線が縦添えされている。二芯一括被覆構造では、ドレイン線を挿入しないため、シールドと外部回路の電氣的接続はシールドテープで直接はんだ付けする必要がある。接続方法は実装面の工夫により、特に大きな障害とはならないと考えている。

5.3 二芯一括被覆ケーブルの設計

まず、第3章で解析した、同軸ケーブル二本による疑似差動伝送と縦添えシールドのツイナックスケーブルと比較するため、同等性能の二芯一括被覆構造のケーブルを設計する。揃える点は次の三点とする。

- ▶ 差動インピーダンス： $Z_{diff} = 100 [\Omega]$
- ▶ 芯線径： $D_1 = 0.254 [\text{mm}]$
- ▶ 絶縁体の比誘電率： $\epsilon_r = 1.85$ （発泡ポリエチレン相当）

Sパラメータ解析、時間応答解析を行うには、差動モードの不要な反射は避けたいので、差動モードの特性インピーダンスは 100Ω とする。減衰特性、および信号の伝搬速度は第3章の解析と同等にしたいので、芯線径と絶縁体の比誘電率も同じとする。二芯一括被覆構造の結合率は、ツイナックス構造とは違って自由度がある。結合率は、対内スキューを抑えるには大きく設定した方が良いが、減衰量とのトレードオフの関係があり、使用に適した範囲がある。そこで、結合率の最適値を確認するため、数値解析をおこなった。解析結果を図5.2に示す。解析結果によると、20%~30%の結合率が望ましいことが分かる。そこで、結合率は20%に設定した。

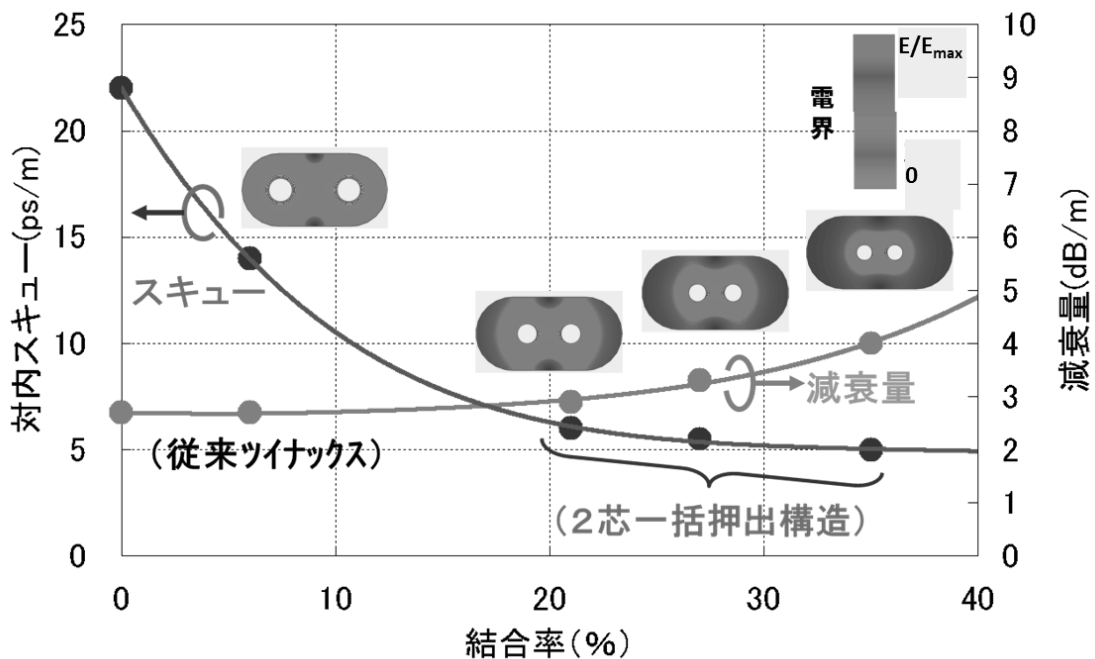


図 5.2 二芯一括被覆ケーブルの結合率設計

5.4 二芯一括被覆ケーブルの解析

二芯一括被覆構造による対内スキューの低減効果を確認するため、第3章で実施したのと同様の時間解析を行う。低減効果については、同軸ケーブル二本による疑似差動伝送と縦添えシールドのツイナックスケーブルと比較する。

5.4.1 解析方法

解析は、第4章と同様に、二芯一括被覆ケーブルの解析モデルを作成し、Sパラメータを電磁界解析ソフトで計算、回路シミュレータを用いてインパルス応答への変換、市販表計算ソフトで、インパルス応答からステップ応答への変換(畳み込み積分)を行う。縦添えシールドなのでケーブルには周期構造は無く、10mmの解析モデルを作成、ポート延長機能を使ってケーブル長を変更する。Sパラメータ計算の周波数範囲は0.1~50GHzとし、周波数間隔は0.1GHzとする。

疑似差動伝送、およびツイナックスケーブルとの比較をするため、二芯一括比被覆構造の解析モデルも絶縁体を左右に分割、片側の絶縁体①の比誘電率を1.85とし、もう一方の比誘電率を1.85185(0.1%)~1.8611(0.6%)に変化させる。解析モデルを図5.3(a)に、パラメータの一覧を表5.1に示す。

実際に二芯を一括被覆押出で製造すると、ほとんど断面内では比誘電率差は生じない。一方、二芯一括被覆構造ケーブルは、製法上、芯線の位置は所望の位置からずれてしまう可能性が高い。芯線の位置が絶縁体の長径方向にずれると非対称になり、対内スキューが発生する可能性がある。そこで、現実的な製造ばらつきの例として、図5.3(b)のように、二芯の中心を絶縁体長径方向に0.2mmセンタズレしたものを解析する。0.2mmのシフト量は、芯線径0.254mmと同程度あり、製造上、これ以上はずれないと考えている大きさである。

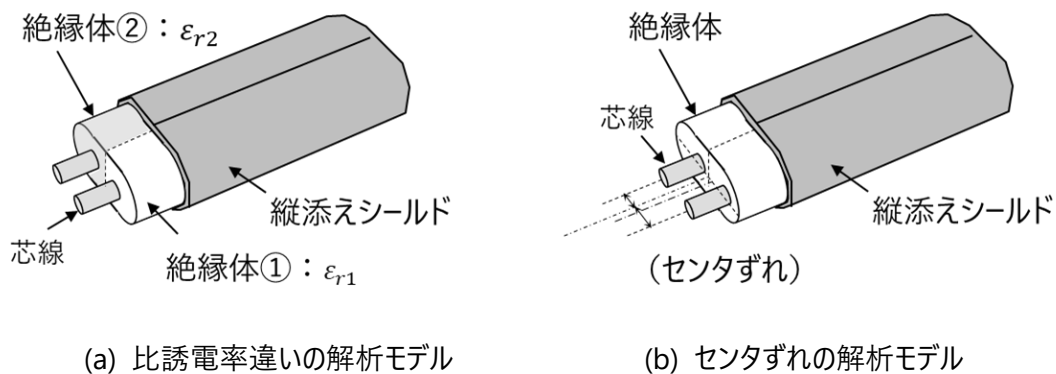


図 5.3 二芯一括被覆ケーブルの解析モデル

短径方向のセンタズれは対内スキューが発生しないので省略する。図 5.3 (b)の解析モデルでは、実際に試作する二芯一括被覆構造ケーブルを想定し、絶縁体の比誘電率は FEP (perfluoro ethylene propylene : 四フッ化エチレン-六フッ化プロピレン) 相当の 2.1 とする。図 5.3 (b)の解析モデルの解析仕様を表 5.2 に示す。

表 5.1 二芯一括被覆構造ケーブル・解析モデル(a) のパラメータ一覧

	導体径／絶縁体外径 (mm)	シールド	ケーブル長 (m)	絶縁体① 比誘電率	絶縁体② 比誘電率	比誘電率差 (%)	$\Delta t(\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1})$ (ps)
二芯一括 被覆構造	導体径：0.254 絶縁体 短径：0.98 長径：1.85	縦添え シールド (ドレイン線 無)	3.0	1.85	1.85	0.0	—
			↑	↑	1.85185	0.1	—
			↑	↑	1.85370	0.2	—
			↑	↑	1.85555	0.3	—
			↑	↑	1.85740	0.4	—
			↑	↑	1.85925	0.5	—
			↑	↑	1.86110	0.6	—

表 5.2 二芯一括被覆構造ケーブル・解析モデル(b) の解析仕様

Item		Specification / Condition
Conductor	Material	Copper
	Diameter(mm)	0.254
	Pitch (mm)	0.57
	Center Shift (mm)	0.20
Insulator	Width (mm)	1.92
	Height (mm)	0.96
	Dielectric constant	2.1
Shield		Longitudinal shield
Cable Length (m)		3.0
Frequency of Analysis (GHz)		0.1~50

5.4.2 比誘電率差が有る場合 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の時間応答

最初に比誘電率違い「 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1} = 0.5\%$ 」の時間応答の解析結果について説明する。解析結果を図5.4に示す。

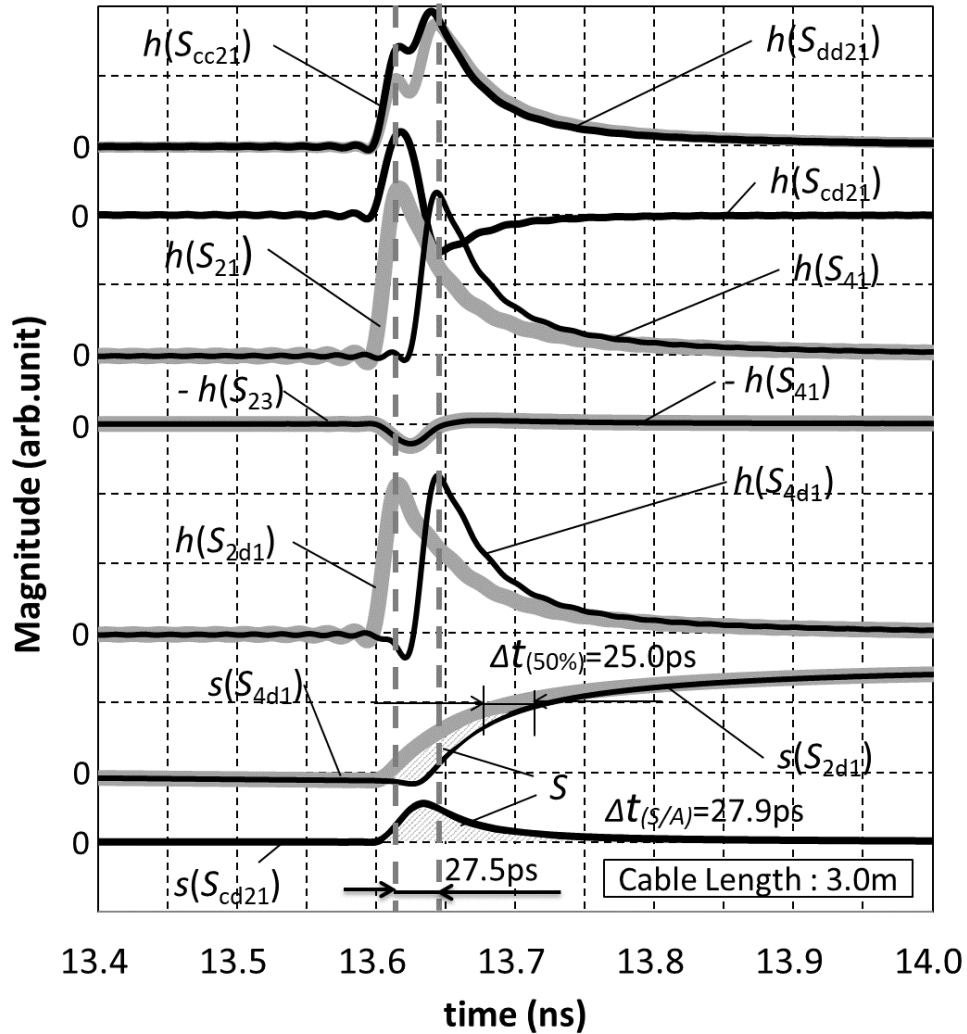


図 5.4 非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.5\%$) の二芯一括被覆ケーブルにおけるインパルス応答とステップ応答

解析結果から、次のことがわかる。

- $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ には、振幅差はあるものの、到達時間に時間差がない。
- $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ には到達時間差があり、疑似差動伝と同じ程度となっている。
- $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ も $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ とほぼ同じ。 $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ の振幅は小さい。
- $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ の差分が、 $h(S_{cd21})$ となっている。
- $s(S_{cd21})$ の振幅が、 $s(S_{2d1})$ と $s(S_{4d1})$ のずれとなっている。
- 見直した定義の対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) では、27.9ps であり、疑似差動伝送 (35.4ps)、縦添えシールドのツイナックス (31.7ps) より小さい値になっている。

二芯一括被覆構造では、差動モードと同相モードの実効比誘電率が同じであり、波形の乱れはあっても到達時間は変わらない。インパルス応答の $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ もツイナックスケーブルのようにピークが二つに分かれることもない。どちらかと言えば、疑似差動伝送の時間応答のようになっている。 $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ の振幅は意外に小さい。しかし、 $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ 、 $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ の到達時間差は疑似差動伝送の時間差より短い。

疑似差動伝送と比べると、従来定義の対内スキュー ($= \Delta t_{(50\%)}$) は、35.0ps に対して 25ps、今回あたらしく見直した対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) は、35.4ps に対して、27.9ps と、大きく低減している。縦添えシールドのツイナックスケーブルに比べると、従来定義の対内スキュー ($= \Delta t_{(50\%)}$) は、15ps に対して 25ps と大きく見えてしまうが、あたらしく見直した対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) の方では、35.4ps に対して、27.9ps と大きく低減していることがわかる。ツイナックスケーブルは、振幅が 50%以下のところで波形が変形するため、このような違いが出る。見直した方の対内スキュー定義では、対内スキューが低減しているので、モード間の伝搬時間差が無い効果、および、二芯の電磁結合が強いことによる効果が表れていると考えられる。

5.4.3 比誘電率差との関係

次に比誘電率差を 0.1 から 0.6%まで変化させた場合について、 S_{2d1} と S_{4d1} のステップ応答を図 5.5 に、 S_{cd21} のインパルス応答とステップ応答を図 5.6 に示す。図 5.5 には、従来定義の対内スキュー ($= \Delta t_{(50\%)}$)、および見直によって新しく提案した対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) の値も表示する。図 5.7 には、疑似差動伝送と縦添えシールドのツイナックスケーブル、および、二芯一括被覆ケーブルについて、比誘電率差と新しく定義した対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) の関係を比較した結果を示す。

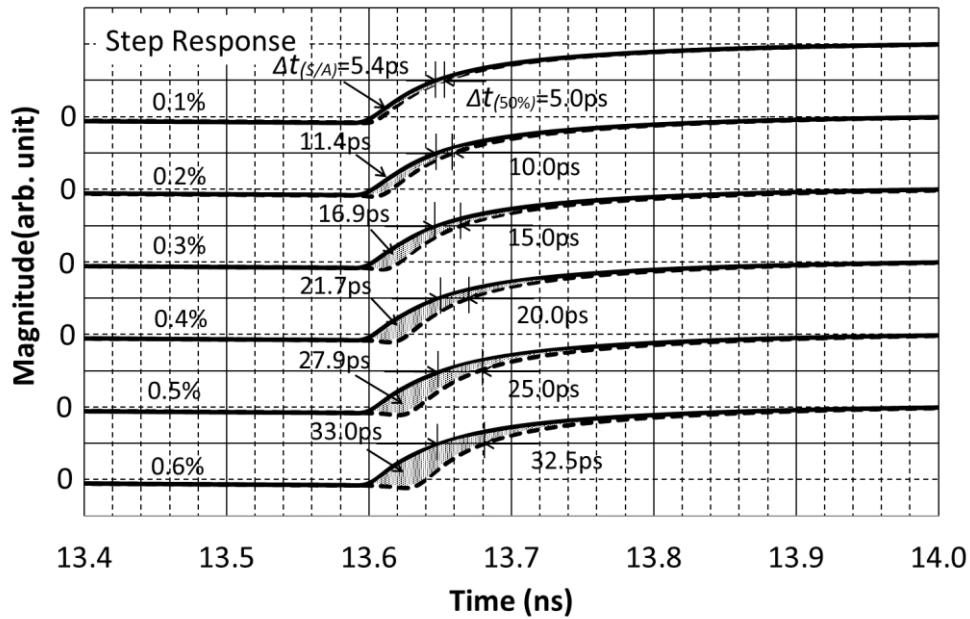


図 5.5 非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$) の二芯一括被覆ケーブルにおけるステップ応答

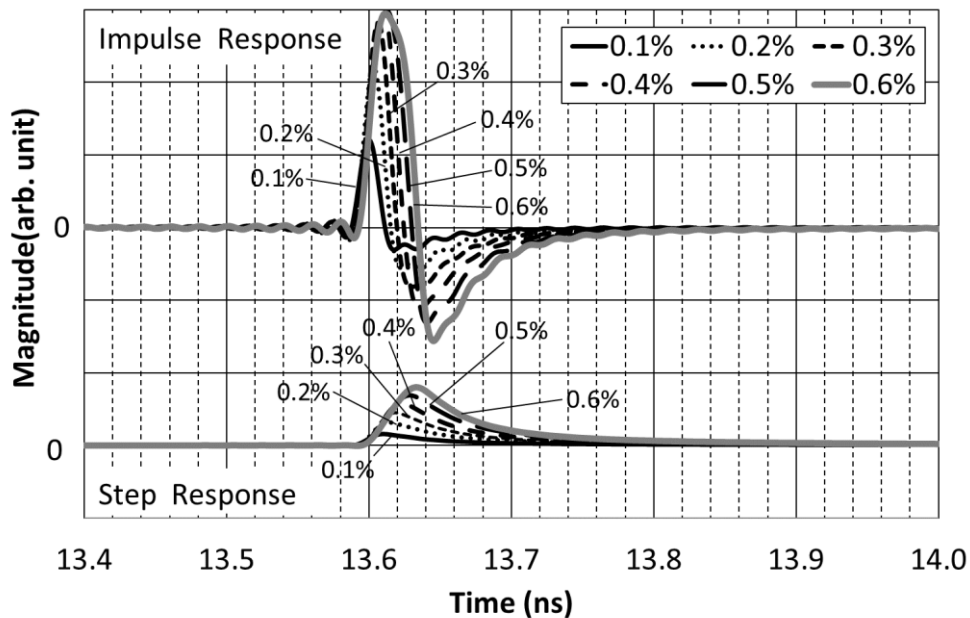


図 5.6 非対称 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim 0.6\%$) の二芯一括被覆ケーブルにおけるモード変換量 (S_{cd21}) のインパルス応答とステップ応答

図 5.5 の解析結果では、振幅差が出る時間は 13.6ns 以降で、ツイナックスのケーブルのように、波形が立ち上がる前から振幅差が発生するような波形の変形は見られない。波形の変化が、振幅の 50%以下に偏ることもないので、従来定義のスキュー(= $\Delta t_{(50\%)}$)と、見直しによって新しく提案したスキュー(= $\Delta t_{(S/A)}$)は、大よそ一致している。ただし、見直しによって新しく提案したスキュー(= $\Delta t_{(S/A)}$)で比較すると、疑似差動や縦添えシールドのツイナックスケーブルのスキューに比べて小さいのが確認できる。

図 5.6 の解析結果では、ツイナックスケーブルのような、正負のピーク位置が一致しているようなインパルス応答ではなく、疑似差動伝送の時のインパルス応答のような波形となっている。

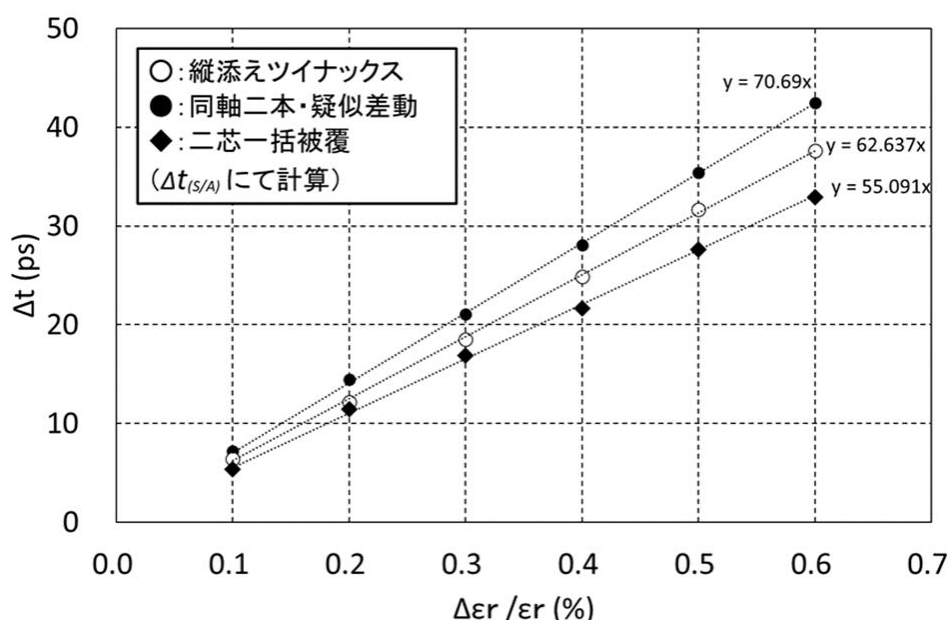


図 5.7 二芯一括被覆ケーブルにおける対内スキュー値の比較

図 5.7 によると、二芯一括被覆ケーブルの対内スキューは、比誘電率差に比例していることがわかる。その比例係数からみると、疑似差動伝送に対して 22% (= $55.091 / 70.69$)、縦添えシールドのツイナックスケーブルに対して 11% (= $55.091 / 62.637$)、改善することが分かる。同じ比誘電率差であっても、二線に電磁結合が大きい分、さらに、モード間の伝搬時間差がない分、対内スキューが改善する傾向があることが確認できる。

次に、各誘電率差の S パラメータを使って第 4 章の式(4.6)で計算した対内スキュー
 ($= |t_2 - t_1|$) の周波数特性を図 5.8 に示す。また、0.3GHz における $|t_2 - t_1|$ の値と、
 今回新しく提案した定義による対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) の関係を図 5.9 に示す。

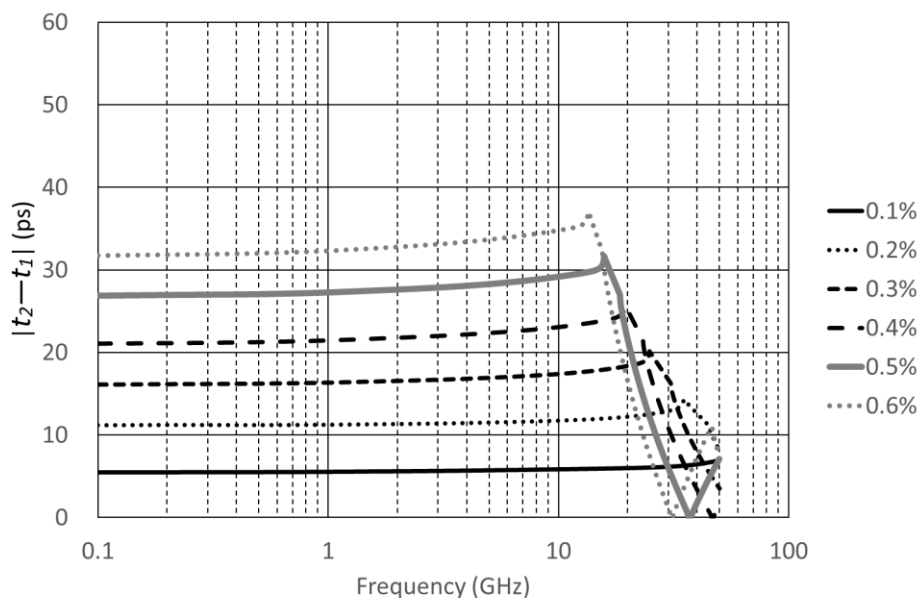


図 5.8 二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における
 $|t_2 - t_1|$ の周波数特性

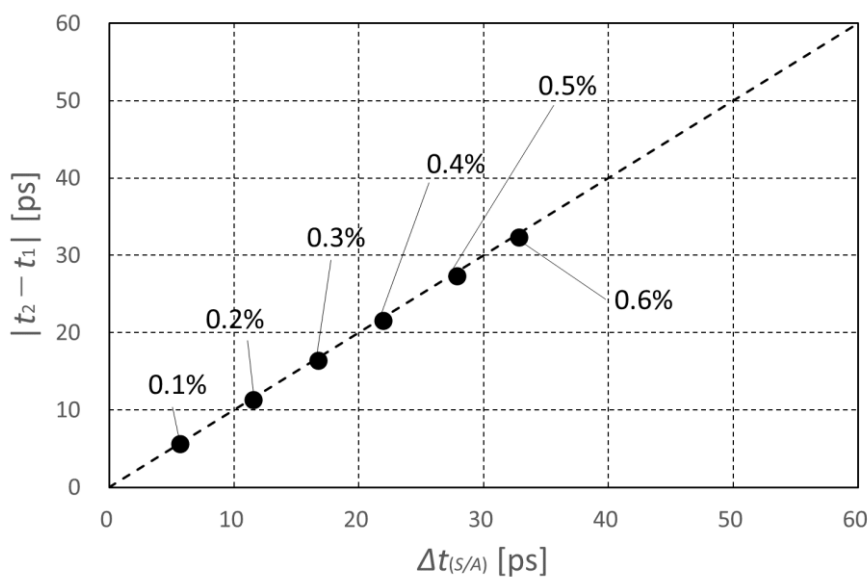


図 5.9 二芯一括被覆構造における $\Delta t_{(S/A)}$ と $|t_2 - t_1|$ の関係

図 5.8 によると、10GHz 以下の帯域で、大よそ一定値をとり、比誘電率差に応じて、 $|t_2 - t_1|$ が増加している。また、図 5.9 によると、どのプロットも、 $y = x$ 直線に大よそ乗っており、二芯一括被覆構造の場合も、 $|t_2 - t_1|$ と、 $\Delta t_{(S/A)}$ は良く一致している。

図 5.8 によると、二芯一括被覆構造は、疑似差動伝送の周波数特性と近く、対内スキューに周波数依存性が無いような周波数特性になる。二芯の結合率は 20% とあるので、周波数依存性の有無は、結合率とは関係ないものと思われる。

5.4.4 対内スキューを決める三因子の周波数特性

ツイナックスケーブルの場合、対内スキューは、ケーブルの非対称性に関するパラメータ ($= |a|$) と、差動モードに対する同相モードの振幅比 ($= k$)、および差動モードと同相モードの伝搬時間差 ($= |t_c - t_d|$) の三因子の積に比例していることを示した。二芯一括被覆構造は、 $|t_c - t_d|$ が小さいことは期待できるが、 $|a|$ と k はどのように変化しているのかは不明である。そこで、比誘電率差を付けて解析した二芯一括被覆構造の S パラメータを使って、それぞれの周波数特性を確認する。

図 5.10 に、 k の周波数特性、図 5.11 に $|a|$ の周波数特性、図 5.12 に $|t_c - t_d|$ の周波数特性を示す。

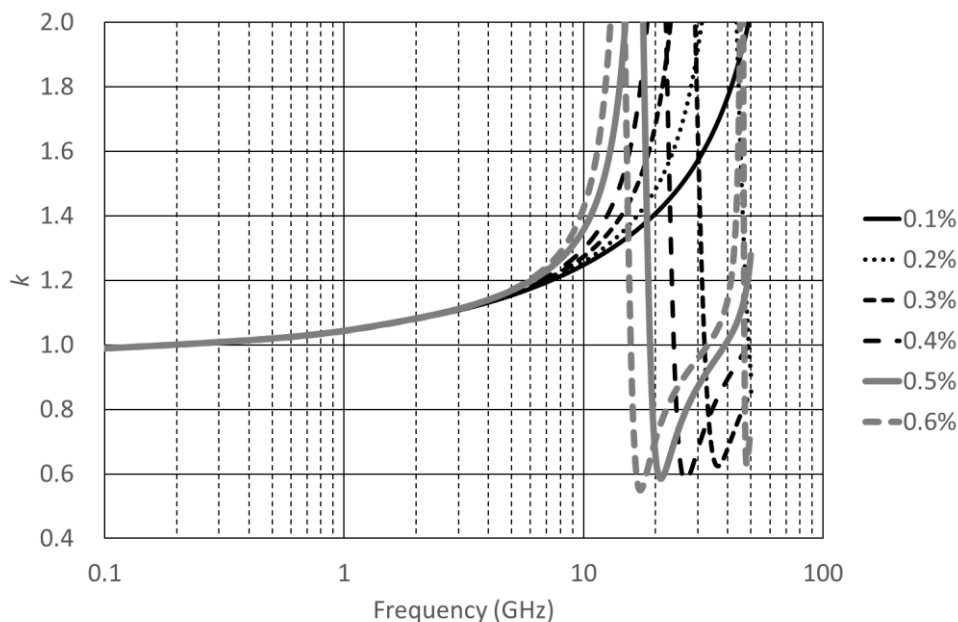


図 5.10 二芯一括被覆構造 ($\Delta \epsilon_r / \epsilon_{r1} = 0.1 \sim 0.6\%$, Cable 長 3.0m) における k の周波数特性

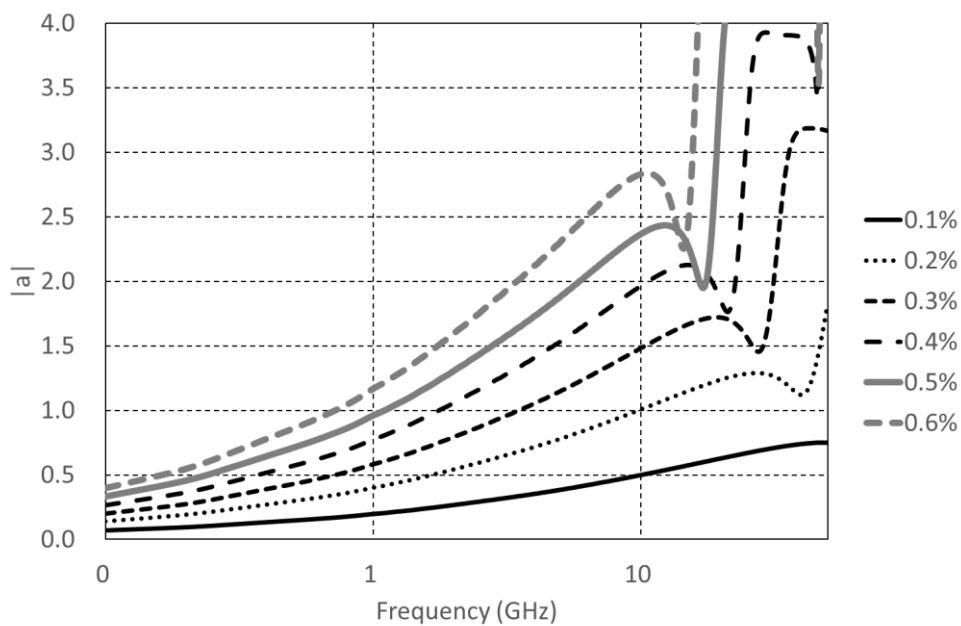


図 5.1.1 二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|a|$ の周波数特性

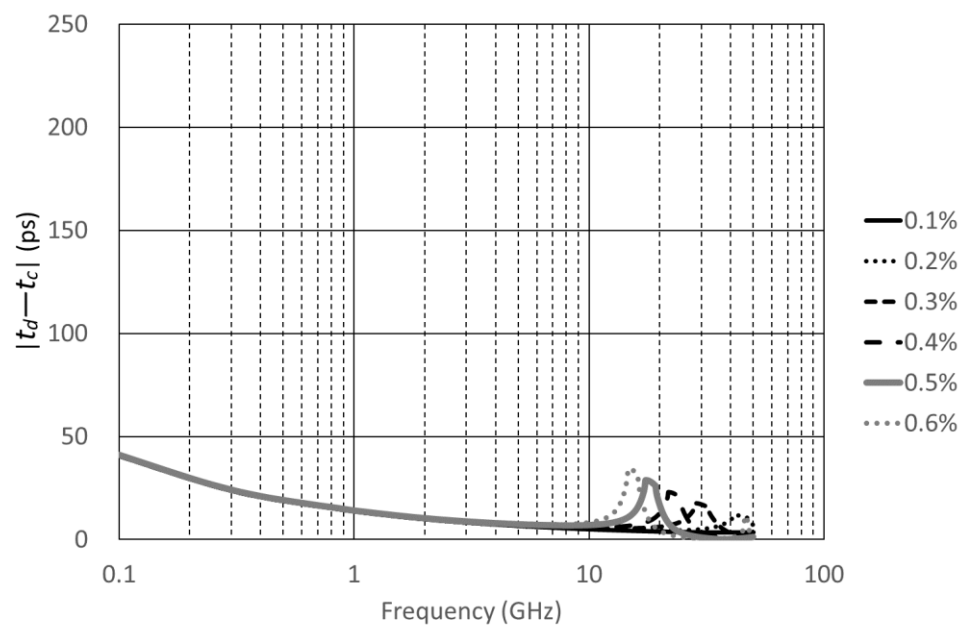


図 5.1.2 二芯一括被覆構造 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{r1}=0.1\sim0.6\%$, Cable 長 3.0m) における $|t_d - t_c|$ の周波数特性

図5.10によると、シールドは縦添えシールドを使用しているため、 k は1に近い値を示すが、ツイナックスケーブルと違い、周波数依存性がある。二芯一括被覆構造は結合率が高いため、高域で同相モードに比べて差動モードの減衰がやや大きくなる現象があり、これの影響と思われる。

図5.11によると、 $|a|$ は比誘電率差に応じて変化しているが、周波数依存性が有り、またツイナックスケーブルに比べて大きな値を示している。0.3GHzの値で4倍弱もある。 $|a|$ の計算では、 $|S_{23}|$ を使っているが、二芯一括被覆構造では、 $|S_{23}|$ が比較的小さく、上手く特性を捉えられていないことが考えられる。

図5.12によると、 $|t_c - t_d|$ も周波数特性があるが、こちらは期待通り、ツイナックスケーブルに比べて値が小さくなっていることが確認できる。比誘電率差に対する依存性も無い。

図5.10、図5.11、図5.12によると、ツイナックスケーブルと同様に、非対称性に関するパラメータ ($= |a|$) と、差動モードに対する同相モードの振幅比 ($= k$)、および差動モードと同相モードの伝搬時間差 ($= |t_c - t_d|$)、といった因子に分けられることはできるが、周波数依存性があることと、 $|a|$ の値が比較的大きいので、近似の可否等を見直す必要があると考えられる。ただし、実際の二芯一括被覆構造では、比誘電率差が、製造上、ツイナックスケーブル程には大きくならないので、その点を考慮すれば、同様に適用することは可能と考えられる。

5.4.5 芯線のセンタズレ (0.2mm) がある場合の時間応答

次に芯線のセンタズレ (0.2mm) がある場合の時間応答について説明する。解析結果を図5.13に示す。解析結果から、次のことが確認できる。

- $h(S_{cc21})$ と $h(S_{dd21})$ に到達時間に差がない。若干振幅差はある。
- $h(S_{21})$ と $h(S_{43})$ の波形には、一つのピークしかない。振幅はわずかに異なる。
- $h(S_{23})$ と $h(S_{41})$ の波形にも、一つのピークしか無く、振幅は小さい。
- $h(S_{2d1})$ と $h(S_{4d1})$ も、一つのピークしかなく、波形の乱れもない。
- $s(S_{2d1})$, $s(S_{4d1})$ も波形の乱れが無く、対内スキューも無い。 $s(S_{cd21})$ の振幅も非常に小さい。

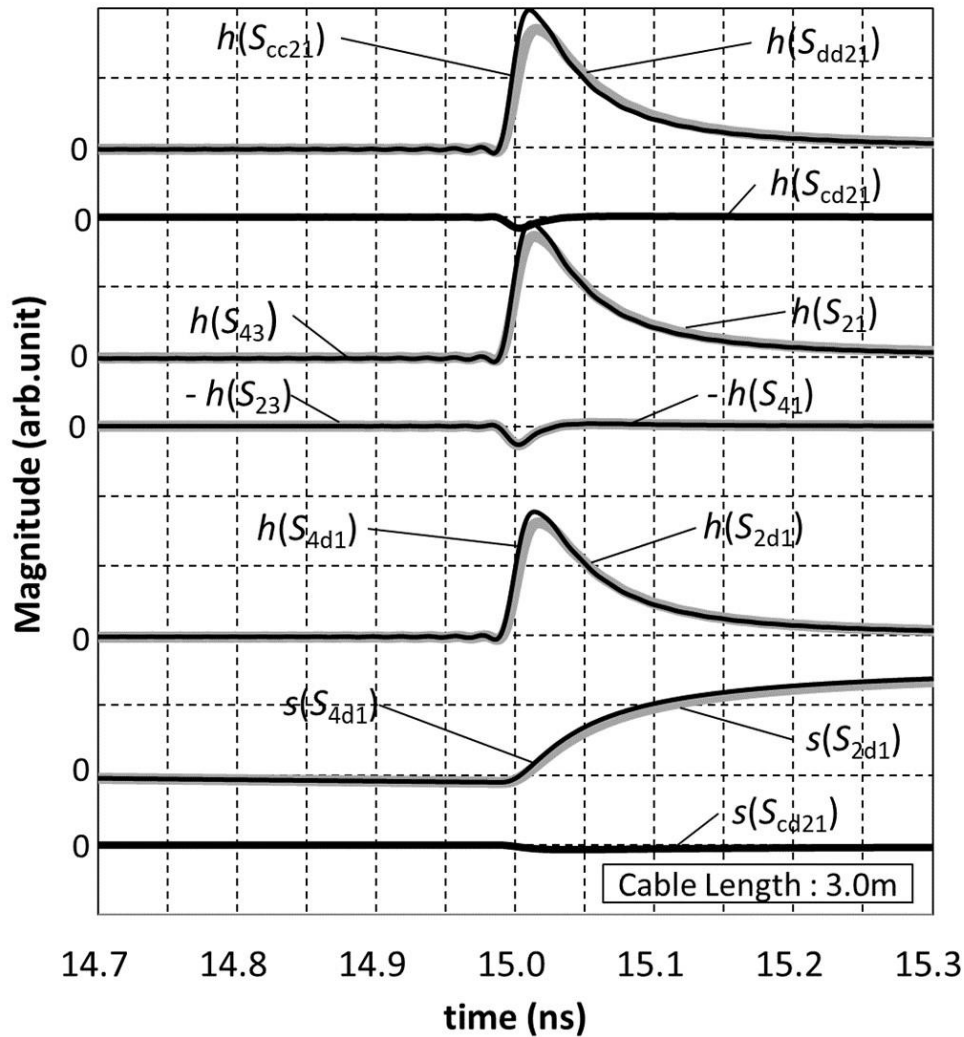


図 5.13 芯線のセンターズレ(0.2mm)がある二芯一括被覆ケーブルのインパルス応答とステップ応答

上記の通り、二芯一括被覆構造のケーブルでは、芯線のシフトに対する対内スキューへの影響はとて小さいことが確認できる。相対的に見ると、絶縁体の外形が非対称であるのと同じになるので、その影響も小さいことが言える。二芯一括被覆構造のように、信号が伝搬する絶縁体部分の比誘電率が均一であることが非常に有効であることが確認できる。

実際の二芯一括被覆構造では、比誘電率差はほとんど差が出ず、芯線位置、絶縁体外形の変形がアンバランスの主要因と考えられる。しかし、電磁波が伝搬する絶縁体が均一な誘電率であることで、非常に対内スキューが発生しにくい伝搬路になっていることが確認できる。

5.5 ニ芯一括被覆ケーブルの試作

解析結果にもとづき、実際に二芯一括被覆構造ケーブルを試作した。試作ケーブルの仕様を表 5.3 に示す。まだ発泡材料で一括被覆する製造技術が無いため、被覆材には、FEP (Perfluoro ethylene propylene:四フッ化エチレン-六フッ化プロピレン)を用いた。被覆の断面形状は、ツイナックス構造の外径と同じ小判型で、長径 1.92mm、短径 0.96mm とした。差動インピーダンスを 100Ωとするため、芯線の間隔は 0.57mm とした。シールドは銅・ポリエステル製の複合テープによる縦添えシールドとし、押え巻きとして、ポリエステルテープを二重に横巻き、加熱接着した。試作ケーブルの断面写真を図 5.1 4 に示す。

表 5.3 試作した二芯一括被覆構造ケーブルの仕様

Item		Specification
Inner Conductor	Material	Cu / Plating Ag
	diameter (mm)	0.254
	Pitch (mm)	0.57
Insulator	Material	FEP (Er=2.1)
	Width (mm)	1.92
	Height (mm)	0.96
Outer Conductor	Material	Cu/PET
	Structure	Longitudinal wrap

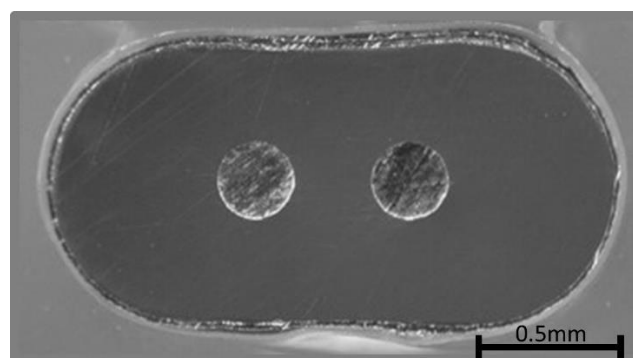


図 5.1 4 試作した二芯一括被覆ケーブルの断面

5.5.1 Sパラメータ

試作したケーブル（ケーブル長：3m）について、各周波数特性、 S_{cc21} 、 S_{dd21} 、 S_{cd21} を測定した。測定にはベクトル・ネットワーク・アナライザ（Keysight 社製 N5245A）を用いた（測定周波数：0.1MHz～30GHz）。ケーブルの測定結果を図5.15に示す。

測定で得られたSパラメータを時間応答に変換した結果を図5.16に示す。解析結果である図5.13に比べて、差動モードと同相モードの伝搬時間差が12ps（4ps/m）となっている。これは被覆とシールドの間にわずかな隙間が空いたためと考えられる。しかし、ツイナックスケーブルの118ps（39ps/m）に比べると、約1/10であり、十分に小さい伝搬時間差と言える。

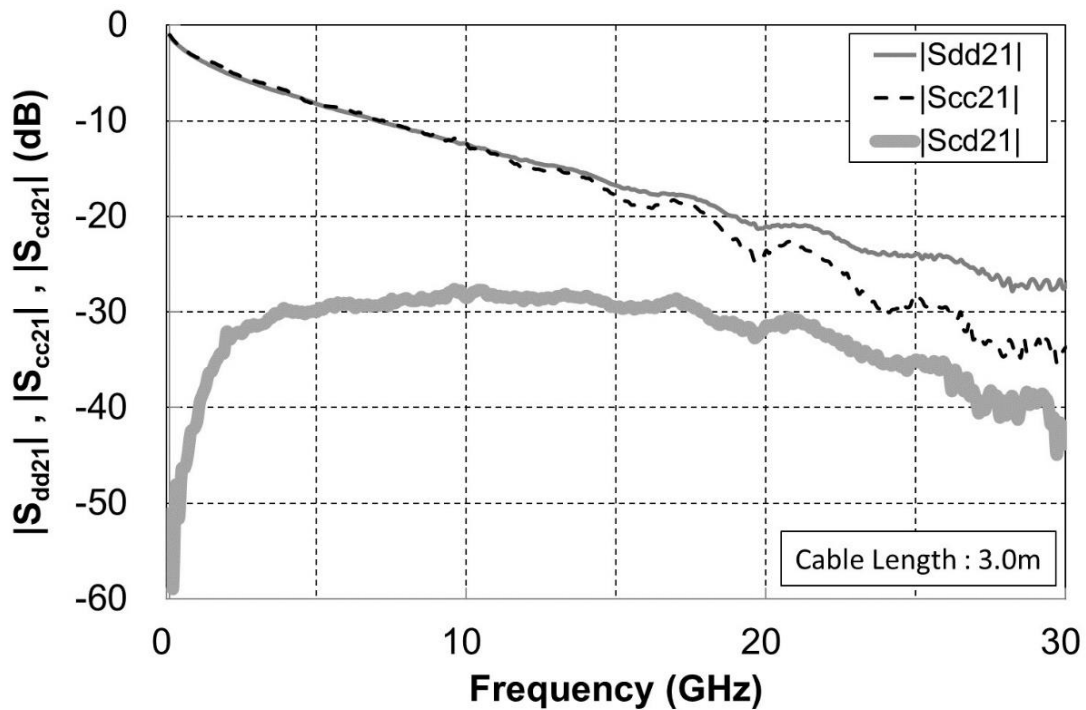


図 5.15 試作した二芯一括被覆ケーブルの周波数特性

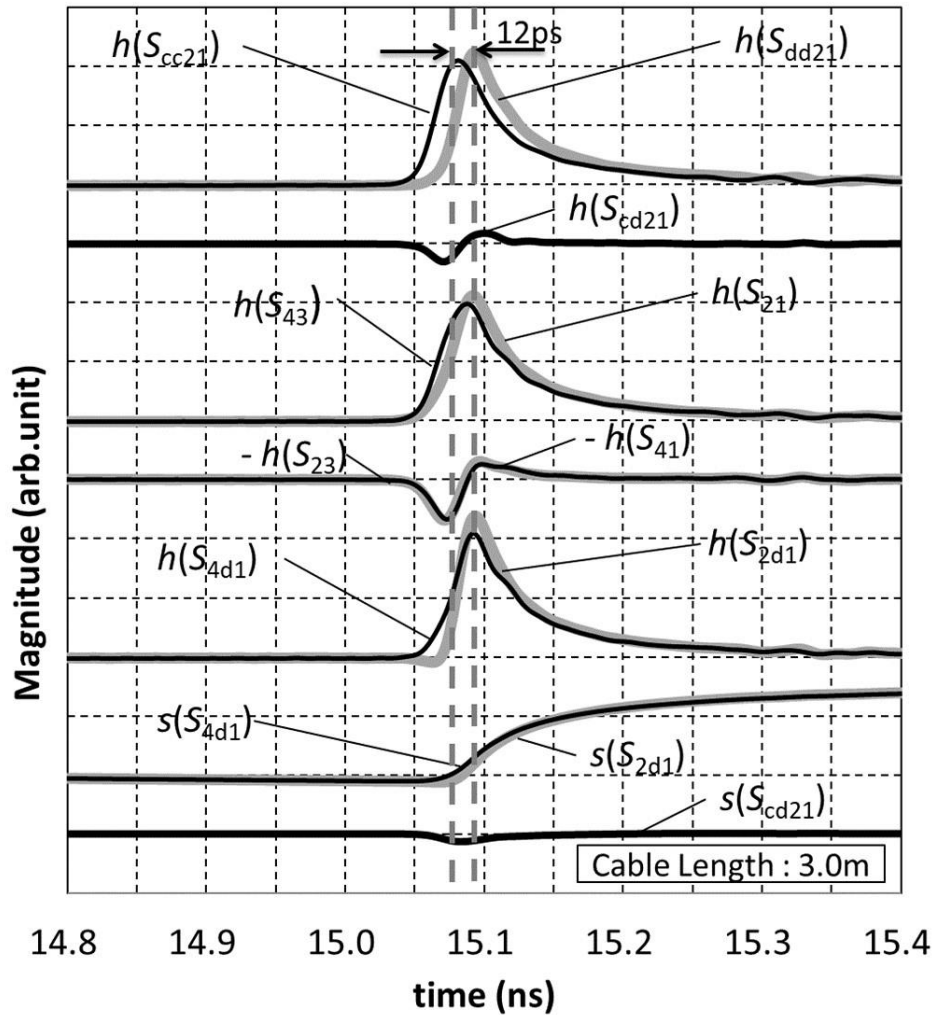


図 5.16 試作した二芯一括被覆ケーブルの実測 S パラメータから変換したインパルス応答とステップ応答

5.5.2 対内スキュー分布

次に、実際に縦添えシールドのツイナックスケーブルと二芯一括押出ケーブルを量産ラインで作製し、オシロスコープ (Keysight 社製, 86100C, 54754A, 86117A) による TDT (Time Domain Transmission) 測定を実施, 対内スキューの分布を比較した。測定した波形の一例を図 5.17 に示す。測定は差動モードで行い, 振幅の最小値から最大値で規格化して表示 (0-100%), 最大振幅の 50% となる振幅の時間差で読み取り, 対内スキューとしている。ツイナックスケーブルでは波形の立ち上がり部分が変形しているのに対し, 二芯一括被覆構造では変形が無いことが確認できる。この波形データからモード変換による対内スキュー ($= \Delta t_{(S/A)}$) を使って対内スキューを計算すると, ツ

イナックスケールは 7.7ps, 二芯一括被覆構造で 3.8ps となり, 大よそ図 5.17 の読み取り値とも一致することも確認できる。波形の読み取りで得られた対内スキューの分布を図 5.18 と図 5.19 に示す。ツイナックスケールは $N=255$ 本を測定し, 最大 11.5 ps/m, 標準偏差 $\sigma=3.0$ ps/m となっている。二芯一括被覆構造のケーブルは, $N=283$ 本を測定し, 最大 6.2 ps/m, 標準偏差 $\sigma=1.4$ ps/m となり, 対内スキューのばらつきがツイナックスケールに比べて抑えられていることが確認できる。対内スキューが完全に無くならないのは, 前述の通り, 被覆とシールドとの間に僅かな隙間が空いており, その隙間の非対称性が影響しているためと考えている。

以上の結果から, 差動モードと同相モードの伝搬時間差が小さい二芯一括被覆構造のケーブルは, 対内スキューが大きくなりにくい特長を有していることが確認できる。

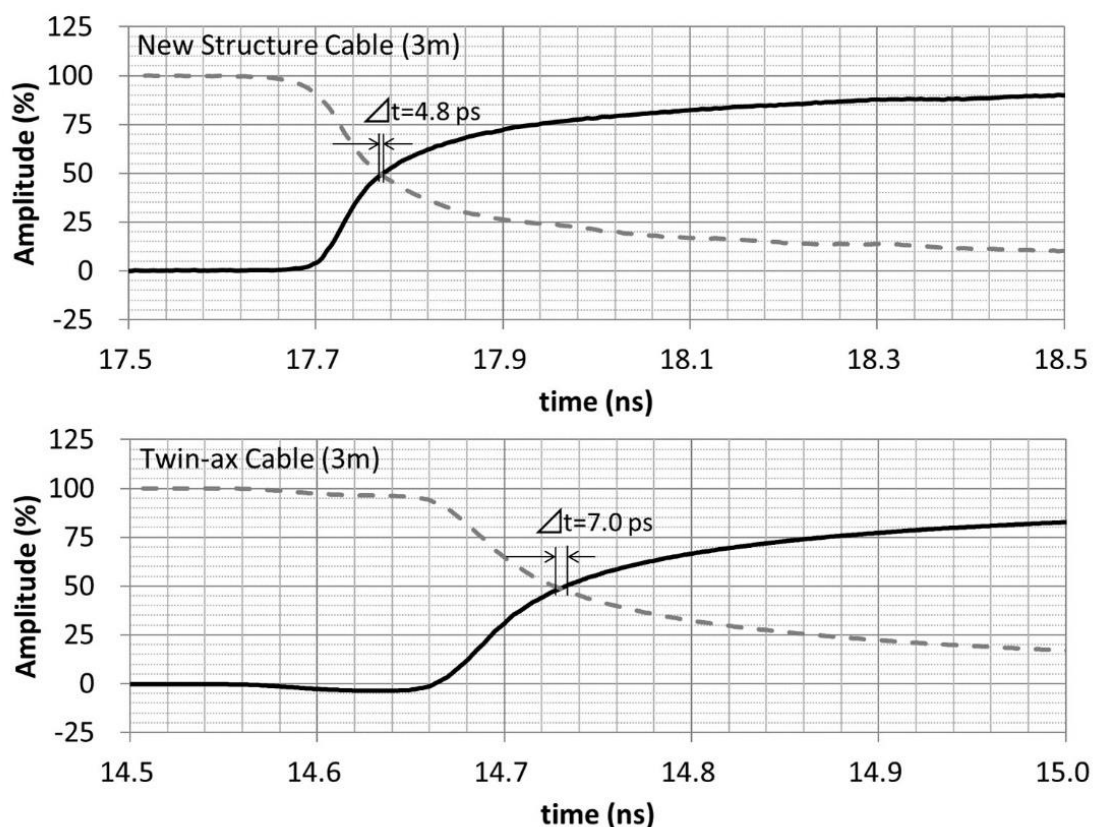


図 5.17 試作した二芯一括被覆ケーブルの実測 S パラメータから変換したインパルス応答とステップ応答

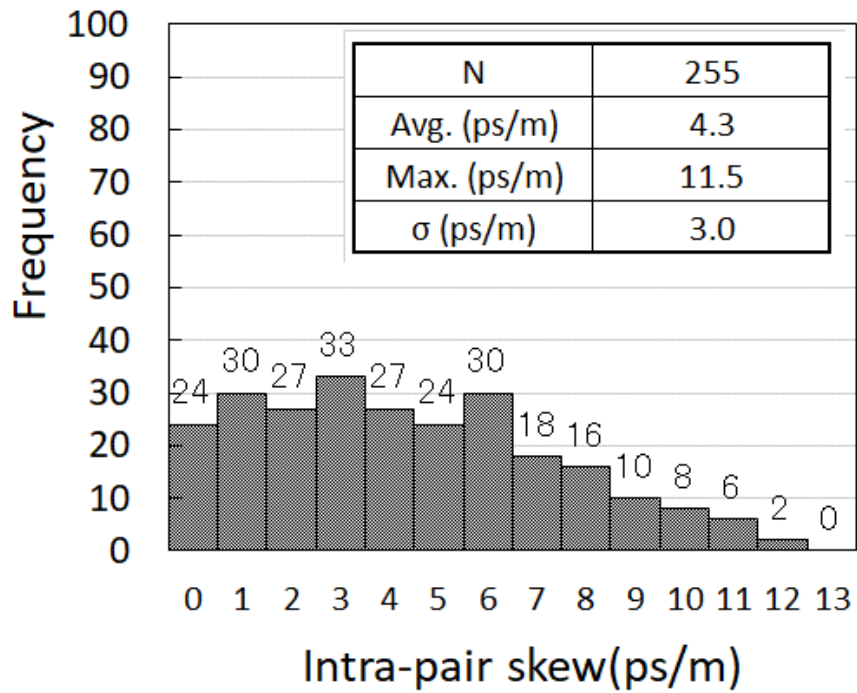


図 5.18 縦添えシールド・ツイナックスケールの対内スキュー分布

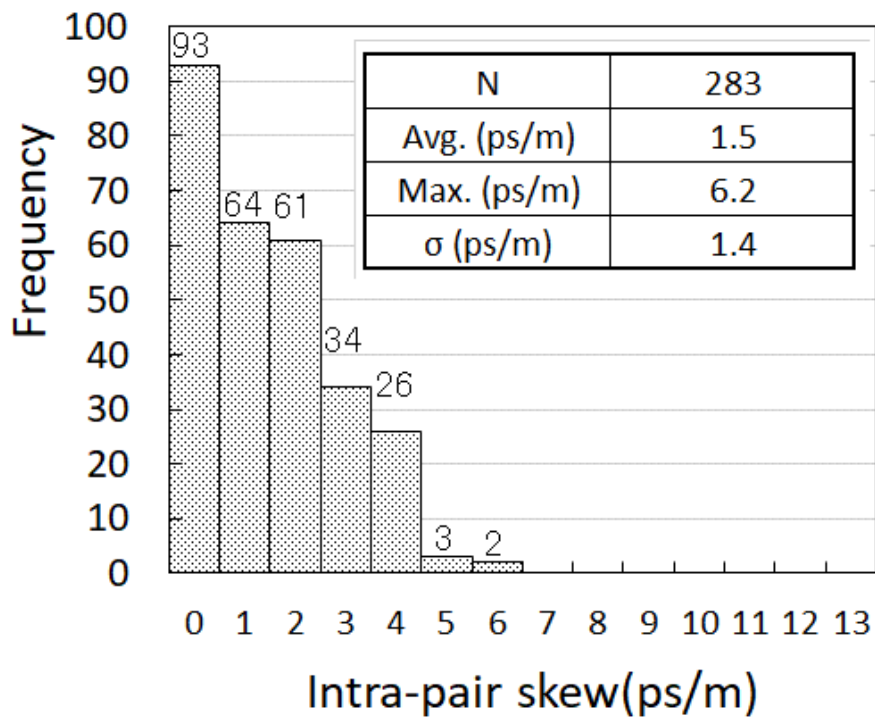


図 5.19 試作した二芯一括被覆ケーブルの対内スキュー分布

5.6 まとめ

第5章では、対内スキューを低減する効果が期待できる二芯一括被覆構造メタルケーブルについて検討を行った。その結果、以下の結論を得た。

- 二芯一括被覆構造では、差動モードと同相モードの伝搬時間差が小さく、対内スキューの低減効果が期待できる。
- 二芯一括被覆構造では、結合率を自由に設計でき、減衰量と対内スキューを考慮すると、20~30%の結合率であることが望ましいことが確認できた。
- 結合率 20%の二芯一括被覆構造では、絶縁体の比誘電率差に対して、疑似差動伝送に対して、22%、縦添えシールド・ツイナックスケーブルに対して、10%の対内スキュー低減効果があることを確認した。
- 芯線のセンタズレを考慮した二芯一括被覆構造のケーブルを解析したところ、対内スキューに対する影響がほとんど見られないことを確認した。
- 実際に、二芯一括被覆構造のケーブルを試作、確認したところ、差動モードと同相モードの伝搬時間差が、縦添えシールド・ツイナックスの 1/10 程度だった。

- 実際に、試作した二芯一括被覆構造のケーブルの対内スキューの分布を比較したところ、縦添えシールドのツイナックスケーブルの対内スキューが 11.5ps/m 以下であったのに対し、二芯一括被覆構造の対内スキューは、6.2ps/m となった

二芯一括被覆構造のケーブルは、結合率の設定自由度（実際には 20~30%）と、モード間の伝搬時間差が小さいことを特徴とし、比誘電率差等のばらつき要因があったとしても、対内スキューが大きくなりにくいケーブル構造であることが確認できた。

第6章 結論と今後の課題

6.1 結論

差動伝送用メタルケーブルの伝送性能を向上し、十数 Gbit/s を超えるデータレートの通信を可能にすること目的に、差動伝送用メタルケーブルの対内スキューの低減に取り組んだ。現状の対内スキューの問題を分析し、対内スキューの定義の見直しと、その定義のもと、差動伝送用メタルケーブルにおける対内スキュー生成要因の分析を行った。その結果、以下の結論を得た。

- モード変換量 ($= S_{cd21}$) のステップ応答の時間積分から計算する、下記の新しい対内スキューの定義を提案した。新しい定義は、ツイナックスのような結合のあるケーブルでも波形の変形正しく反映する。

$$\Delta t_{(S/A)} = \frac{1}{A} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{2} \cdot s(S_{cd21}) dt \quad (2.26)$$

- 二線間に結合が無い疑似差動伝送では、対内スキューは比誘電率差のみで決定している。従来 of 対内スキュー定義 ($= \Delta t_{(50\%)}$) と今回提案した対内スキューの定義 ($= \Delta t_{(S/A)}$) は、比誘電率差から計算する対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta \epsilon_r / \epsilon_{r1})}$) にほぼ一致する。
- 二線間に結合が有るツイナックスケーブルでは、従来 of 対内スキューの定義 ($= \Delta t_{(50\%)}$) は、今回提案した対内スキューの定義 ($= \Delta t_{(S/A)}$) とは一致しない。ツイナックスケーブルの対内スキューは、比誘電率差から単純に得られる対内スキュー ($= \Delta t_{(\Delta \epsilon_r / \epsilon_{r1})}$) とは違うメカニズムで決定しており、次式の計算式によって決定付けられている。

$$\Delta t \approx 2k \cdot |a| \cdot |t_d - t_c| \quad (4.28)$$

上式において、 k は、差動モードと同相モードの振幅比、 $|a|$ は、ケーブルの非対称性に関するパラメータ ($|S_{cd21}|$ と $2|S_{23}|$ の振幅比)、 $|t_d - t_c|$ は、差動モードと同相モードの伝搬時間差、であり、これら三因子の積となっている。

式(4.28)によると、スパイラルシールドのツイナックスケーブルは k が小さく、対内スキューが低減できるが、サックアウトによる帯域制限があり、十数 Gbit/s を超える

伝送は難しい。一方、縦添えシールドのツイナックスケールは、サックアウトによる帯域制限は無いが、 $k \approx 1$ であり、製造ばらつきの影響が $|a|$ に現れるため、対内スキューの低減が難しい。

そこで、 $|t_d - t_c|$ が小さい、あたらしいケーブル構造で対内スキューの低減を検討した。検討の結果、以下の結論を得た。

- 差動モードと同相モードの伝搬時間差が小さいことで、対内スキューの低減が期待できる「二芯一括被覆構造」ケーブルを提案、実際に時間応答解析を実施した結果では、モード間の伝搬時間差が無いことが確認できる。
- 同じ比誘電率差に対する対内スキューの値を時間応答解析で比較すると、同軸ケーブル二本による疑似差動伝送に対しては「22%」、縦添えシールドのツイナックスケールに対しては「12%」の低減効果が確認できる。
- 量産ラインで、二芯一括被覆構造ケーブルを試作、実際に、試作した二芯一括被覆構造のケーブルの対内スキューの分布を比較すると、縦添えシールドのツイナックスケールの対内スキューが 11.5ps/m 以下であったのに対し、二芯一括被覆構造の対内スキューは、6.2ps/m となり、対内スキューの低減効果が確認できる。

これらの検討結果をもとに、スーパーコンピュータやデータセンタのデータ伝送用ケーブルとして、二芯一括被覆構造のメタルケーブルを製品化、数十 Gbit/s を超えるデータ伝送に適用している。これら、情報機器・設備における低コスト、低消費電力、高信頼性化に寄与している。

6.2 今後の課題

現在、電気信号による最も高速な伝送仕様としては、112Gbit/s が提案されている。このような伝送を実現するには、より高い信号品質確保が必要となり、極限まで対内スキューを抑えたケーブルが要求される。112Gbit/s、またはそれ以上のビットレートを実現するため、伝送解析技術もさることながら、製造面においても精度の高い技術が課題となる。

本研究による差動伝送用ケーブルの解析手法では、疑似差動伝送のような「結合」のない伝送路と、ツイナックスケーブルのような「結合」ある伝送路で、大きく異なることが明らかになった。一方で、今回提案した「二芯一括被覆構造」では、「結合」が20%近くありながらも、疑似差動伝送に近いスキュー特性を示していた。これらの違いについては、まだ明確に原因が掴めていない。これらの分類、スキュー生成のメカニズムの解明が、より精度の高い伝送解析に繋がると考えており、今後の課題としている。

また、本手法は高速用途ではないが、長距離を伝送するような、LAN ケーブル等にも有効と思われる。LAN ケーブルで使用されるような「ツイストペアケーブル」には、対撚り構造とスパイラルシールドの二つの周期構造がある。そのため、「周期構造を含む差動伝送用メタルケーブルの数値解析」および「周期構造を含む差動伝送用メタルケーブルの対内スキュー低減構造の検討」が今後の課題と考えている。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、熱心なご指導とご鞭撻を頂いた筑波大学大学院システム情報工学研究科 若槻尚斗准教授 に深く感謝致します。また同研究科水谷孝一教授、海老原格准教授、前田祐佳助教、善甫啓一助教、庄野和弘准教授、新潟国際情報大学安藤篤也教授には本研究に貴重な意見を頂き深く感謝致します。

また、本研究を進めるにあたり、日立金属株式会社 機能部材事業本部 機能部材研究所 南畝秀樹氏、深作泉氏、佐川英之氏、石川弘氏、西村慶氏、佐藤好昭氏、高橋貢氏、芳賀裕希氏には多大な協力を頂きました。深く感謝いたします。

最後に本論文の執筆に様々な面で支えてくれた妻百恵に感謝いたします。

関連論文リスト

論文誌（査読付，採録決定済）

- [1] 杉山剛博, 「差動伝送用メタルケーブルにおける対内スキューの解析」, エレクトロニクス実装学会誌

国際学会（査読付）

- [1] T. Sugiyama, H. Nonen, I. Fukasaku, H. Ishikawa and T. Kumakura: "High-speed transmission copper cable for 25Gbit/s/lane", Proc. 3rd IEEE Components, Packaging, Manufacturing Technology Symposium Japan, 2013 (Publ.2013), pp.57-60.
- [2] H. Ishikawa, I. Fukasaku, T. Sugiyama, H. Yonezawa and M. Kaga: "Estimation of mode-conversion of differential copper cable using lumped circuit parameters", 2013 IEEE EDAPS Symposium, 2013, pp.150-153.

その他の論文

- [1] T. Sugiyama, M. Ikegaya, H. Tate: "Triple Band Built-in Antenna for Clamshell Type Mobile Phones", 2003 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/CNC/URSI North American Radio Science, (Columbus, Ohio, USA), 133-9.
- [2] 杉山剛博, 池ヶ谷守彦: "イメージ線路を用いたリニアアレイアンテナの検討", 電子情報通信学会ソサイエティ大会 通信ソサイエティ大会(2000), B-1-132.
- [3] 杉山剛博, 南畝秀樹, 熊倉崇: "25Gbit/s 伝送用メタルケーブルにおける2芯一括押出構造の検討", エレクトロニクス実装学会講演大会論文集, 26th(2012), pp.78-79.
- [4] 杉山剛博, 南畝秀樹, 深作泉, 熊倉崇: "25Gbit/s 伝送メタルケーブルにおける対内スキュー低減の検討", エレクトロニクス実装学会超高速高周波エレクトロニクス実装研究会 平成24年第4回公開研究会論文集, Vol.12, No.4, 2012, pp.9-12.
- [5] 杉山剛博: "Sパラメータを用いた差動伝送用ケーブルの対内スキュー解析", 電子情報通信学会総合大会 (2019), B-4-15.
- [6] 杉山剛博 "差動伝送用ケーブルにおける対内スキューとモード変換量の解析", エレクトロニクス実装学会超高速高周波エレクトロニクス実装研究会 令和元年第1回公開研究会論文集, Vol.19, No.1, 2019, pp.13-16.

参考文献

- 1) 日立電線株式会社, 電線・ケーブルハンドブック, 山海堂, 1990, 473p.
- 2) 平成 29 年版情報通信白書, 総務省, (URL)
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/h29.html>
- 3) 電子情報通信学会, 電子情報通信ハンドブック, オーム社, 1988, 3052p.
- 4) H. Frazier and J. D'Ambrosia: "100GbE Backplane/Cu Cabling Call-For-Interest",
IEEE802.3 Working Group, 2010,
(URL)http://www.ieee802.org/3/100GCU/public/nov10/CFI_01_1110.pdf
- 5) G. E. Moore: "Cramming more components onto integrated circuit," Electronics,
Volume 38,1965.
- 6) 井上敬介: "ムーアの法則とその経済的評価 ー日本の半導体産業に対する省察ー,"
年次大会講演要旨集 29(0), 46-50, 2014.
- 7) (URL) https://www.riken.jp/pr/news/2020/20200623_2/
- 8) 安部知明: "高速伝送用のケーブル, コネクタの技術動向," エレクトロニクス実装
学会誌, Vol. 8, No. 4, pp. 291-295, Jul. 2005.
- 9) 工藤義治, 深石宗生, 水野正之: "0.13um CMOS プロセスによる無帰還ループ ポ
ストイコライザを有する 5Gb/s トランシーバの開発," 電子情報通信学会技術研
究報告.ICD,集積回路 Vol. 102, No. 340, pp. 47- 52, Sep. 2002.
- 10) T. Norimatsu, T. Kawamoto, K. Kogo, N. Kohmu, F. Yuki, N. Nakajima, T. Muto, J.
Nasu, T. Komori, H. Koba, T. Usugi, T. Hokari, T. Kawamata, Y. Ito, S. Umai, M.
Tsuge, T. Yamashita, M. Hasegawa, K. Higeta. "3.3 A 25Gb/s multistandard serial
link transceiver for 50dB-loss copper cable in 28nm CMOS," 2016 IEEE
International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), Jan. 2016.
- 11) 田中顕裕, "高速差動伝送に対応したプリント配線板パターン設計の実際," エレク
トロニクス実装学会誌, Vol.8, No.4, pp.271-276, 2005.
- 12) 中西秀行, "差動伝送路の設計と信号品質," エレクトロニクス実装学会誌, Vol.16,
No.3, pp.181-186, 2013.
- 13) S. Baek, E. Lee, and B. Sung, "Computation of Intra-pair Skew for Imbalance
Differential Line using Modified Mixed-mode S-parameter," Proc. 2007 IEEE
Electrical Performance of Electronic Packaging, pp. 179-182, Oct. 2007.
- 14) E. Mayevskiy, J. Huffaker, "Limitations of the Intra Pair Skew Measurements in
Gigabit Range Interconnects," DesignCon 2016.
- 15) H. Dsilva, S. Moon, A. Zhang, C. Kao, B. Rothermel, "Mathematically De-mystifying

- Skew Impacts on 50G SERDES Links,” DesignCon 2017.
- 16) 電子情報通信学会, エンサイクロペディア電子情報通信ハンドブック, オーム社, 1998, 1354p.
 - 17) W. Fan, Albert. Lu, L. L. Wai and B. K. Lok, “Mixed-Mode S-Parameter Characterization of Differential Structures,” Proc. 2003 Electronics Packaging Technology Conference, pp.533-537, 2003.
 - 18) 平松啓二, 通信方式, コロナ社, 1985, 232p.
 - 19) R. Olsar, “Unbalanced Twisted Pairs can give you the Jitters,” Maxim Engineering journal Vol.64, pp3-19, 2008.
 - 20) 小西良弘, マイクロ波回路の基礎とその応用, 総合電子出版社, 1990, 382p.
 - 21) 杉山剛博, 南畝秀樹, 熊倉崇, “25Gbit/s 伝送用メタルケーブルにおける二芯一括押出構造の検討,” 第 26 回エレクトロニクス実装学会講演大会論文集, pp. 78- 79, Mar. 2012.
 - 22) D.N.de Araujo, D. Pitner, M. Commens, B. Mutnury and J. Diepenbrock, “Full-Wave, TwinAx, Differential Cable Modeling,” 2008 58th Electronic Components and Technology Conference, pp. 1684- 1689, May. 2008.
 - 23) (URL)<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
 - 24) (URL)<https://www.keysight.com/jp/ja/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>
 - 25) T. Sugiyama, H. Nonen, I. Fukasaku, H. Ishikawa and T. Kumakura, “High-speed transmission copper cable for 25Gbit/s/lane,” Proc. 3rd IEEE Components, Packaging, Manufacturing Technology Symposium Japan, 2013, pp. 57- 60, Nov. 2013.
 - 26) 杉山剛博：“S パラメータを用いた差動伝送用ケーブルの対内スキュー解析,” 2019 電子情報通信学会総合大会, pp. B-4-15, Mar.2019.
 - 27) 杉山剛博, 南畝秀樹, 熊倉崇, “25Gbit/s 伝送用メタルケーブルにおける二芯一括押出構造の検討,” 第 2 6 回エレクトロニクス実装学会講演大会論文集, pp. 78- 79, Mar. 2012.