

車載 Ethernet のノイズ性能検証

技術管理部 EMC 技術室 坂原 貞宏
 山下 紘輝
 平林 勝次
 原 太一

1. 取組背景

近年の自動車業界では自動運転や安全運転機能の発展によって、大容量・低遅延での車載通信が求められており、車載 Ethernet 1000 BASE T-1¹⁾ (以下、1000 BASE T-1) の実用化が進んでいる。車載通信では搭乗者の安全面に関わることから誤動作を起こしてはならない。そして、ほかの機器が誤動作を起こすほどのノイズを放射してはならない。このように車載通信は高度なノイズ性能が求められている。

1000 BASE T-1 は OTA (Over The Air) によるソフトウェア・アップデートにも必要とされており、無線通信モジュールから受信した巨大な更新データを車載機器へ転送するために用いる。車載機器メーカーとして、時代に応じた快適・自由な移動を提供するため OTA への対応は必要であり、新たな車載通信に対してもノイズ性能を成立させなければならない。そこで、1000 BASE T-1 を対象とし、PHY (Physical Layer) トランシーバとコネクタを接続する MDI (Medium Dependent Interface) 回路のノイズ耐性および放射ノイズ抑制について検証を行った。MDI 回路の要素である図 1 に示す差動配線は、アートワーク設計に関する複数の設計パラメータを持つ。その各種パラメータがノイズ耐性および放射ノイズ抑制に対してどの程度影響を及ぼすかを明らかにし、双方の観点で優先すべき設計パラメータを求めた結果について述べる。

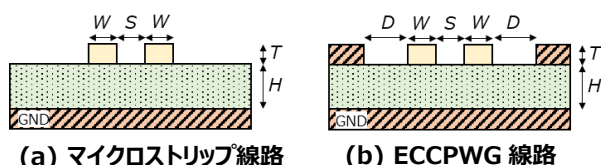


図 1 差動配線種別の一例

2. 差動配線とノイズ耐性・放射ノイズ

2.1 差動配線の構造と差動インピーダンス

図 1 (a) 差動マイクロストリップ線路の差動インピーダンス Z_{diff} を式(1)、式(2)に示す²⁾。式(1)、式(2)にて、 W は配線幅、 T は導体厚さ、 S は 2 線間の距離、 H は誘電体厚さ、 ϵ_r は誘電体の比誘電率をそれぞれ表す。

$$Z_{diff} = 2Z_0 \left(1 - 0.48e^{-0.96\frac{S}{H}} \right) \quad \dots \text{式(1)}$$

$$Z_0 = \left(\frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \right) \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right) \quad \dots \text{式(2)}$$

この Z_{diff} は通信方式によって規定されており、何か設計パラメータを変更した場合でもこの値は変化してはならず、ほかのパラメータを合わせて変更する必要がある。そのため、ノイズ観点や信号品質観点など、様々なトレードオフを考慮してパラメータを選定しなければならない。

また、差動配線の一種として、図 1 (b) のように配線の周囲に GND を配置するエッジ結合 GND 付きコプレーナ (ECCPWG : Edge Coupled Co-Planar Waveguide With Ground)³⁾ 線路がある。配置された周囲の GND によって、放射ノイズの低減や外部ノイズからのノイズ耐性向上を期待することができる。

2.2 ノイズ耐性を表す S_{dc11}

差動配線によるノイズキャンセルの様子を図 2 に示す。ケーブルにほかの機器からのノイズが重畳すると、差動配線の各線へ同相ノイズが印加される。理想的な差動配線では同相のノイズはキャンセルされる。2 線で電気長が異なるなど対称性がくずれる設計によって伝搬特

性に差が生じると、同相ノイズの一部が差動ノイズへ変化するモード変換が生じる。モード変換を起こすとノイズを信号として観測して誤動作を引き起こす可能性が高くなり、ノイズ耐性が低下する。そのため、モード変換を極力生じないよう設計する必要がある。

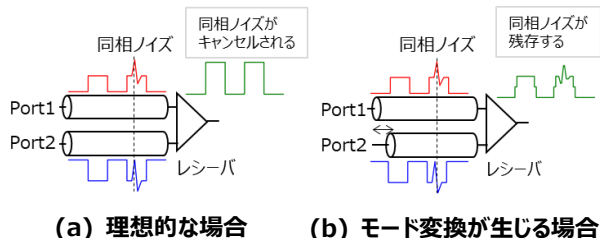


図2 差動配線によるノイズのキャンセルとモード変換の様子

モード変換の大きさを表す指標の一つにミックスドモード S パラメータ S_{dc11} がある。 S_{dc11} は差動線路に同相信号を入力した際に、入力端に発生する差動信号の大きさを表す。 S_{dc11} が大きいほどモード変換が大きいことを意味し、ノイズ耐性の低下を表す。そのため、 S_{dc11} が小さくなるよう設計する必要がある。

2.3 放射ノイズ

放射ノイズとは空間へ放出されるノイズを示す。図3のように機器Aから放出されたノイズが機器Bに伝わり、あやまって信号と認識した場合、誤動作を起こす可能性がある。そのため、ほかの機器へ影響を及ぼすほど過大なノイズを放出しないよう設計する必要がある。

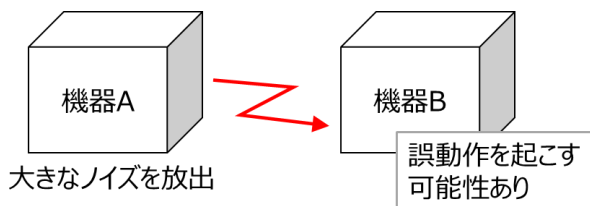


図3 放射ノイズ

3. 検証内容

図4に示す1000 BASE T-1のMDI検証回路にて、ネットワークの各パラメータを変更し S_{dc11} および放射ノイズの変動を調査した。そして、各値の変動幅から優先すべき設計パラメータとその設計方針を明らかに

することを目的とした。今回の検証基板が持つ各種設計パラメータを表1に示す。まず差動配線の特性に大きく影響するパラメータである配線幅 W 、誘電体厚み H 、ECCPWG線路における周囲GNDまでの距離 D の影響について検証を行った。その中で $W_1 \cdot W_2$ はMDIP・MDINそれぞれの配線幅、 T は誘電体厚み、 $D_1 \cdot D_2$ はMDIPから周囲GNDまでの距離・MDINからGNDまでの距離を表す。そして、表1の構造列がMSの場合は図1(a)マイクロストリップ線路を採用したことを表し、ECの場合は図1(b)ECCPWG線路を採用したことを表す。例として検証基板の一部を図5に示す。また、製造公差によって配線幅 W がバラつき W_1 と W_2 が異なる場合、設計都合によって周囲GNDまでの距離 D_1 、 D_2 が異なる場合についても検証を行った。配線幅のバラつきは弊社製造要件を参照し、表1中の Δ は参照した製造要件における導体幅公差を表す。

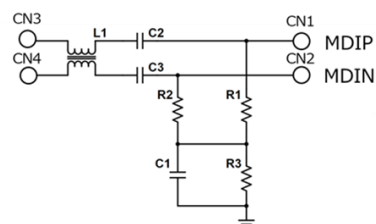


図4 1000 BASE T-1 MDI 検証回路

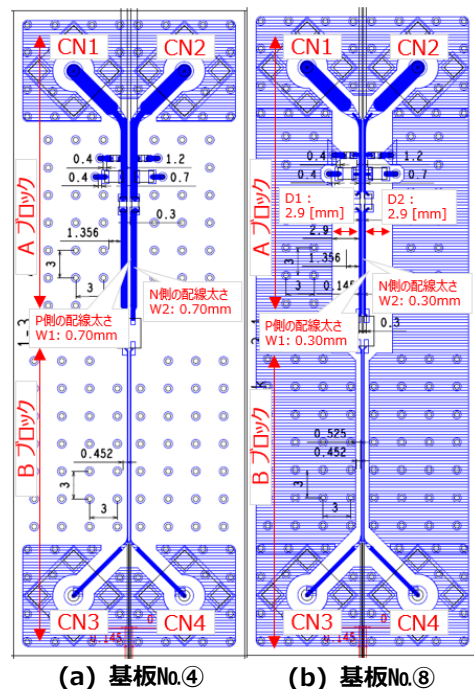


図5 検証基板の一例

表 1 検証基板の各種設計パラメータ

基板No.	検証項目	配線幅 W		誘電体厚さ H [mm] (層)	構造	周囲GNDまでの距離 D		Z_{air} [Ω]
		W_1 [mm]	W_2 [mm]			D_1 [mm]	D_2 [mm]	
①	W (4.1章)	0.19	0.19	0.68 (L7)	MS	-	-	100
②		0.30	0.30	↑	↑	-	-	↑
③		0.50	0.50	↑	↑	-	-	↑
④		0.70	0.70	↑	↑	-	-	↑
⑤ (=②)	H (4.2章)	0.30	0.30	↑	↑	-	-	↑
⑥		↑	↑	0.23 (L3)	↑	-	-	↑
⑦ (=②)	D (4.3章)	↑	↑	0.68 (L7)	↑	-	-	↑
⑧		↑	↑	↑	EC	2.90 (=20S)	2.90 (=20S)	↑
⑨		↑	↑	↑	↑	0.73 (=5S)	0.73 (=5S)	↑
⑩		↑	↑	↑	↑	0.33 (=2S)	0.33 (=2S)	↑
⑪		↑	↑	↑	↑	0.20 (=1S)	0.20 (=1S)	↑
⑫		↑	↑	↑	↑	-	-	↑
⑬	W の 異なり (4.4章)	0.19 - Δ ねらい値: 0.19mm	0.19 + Δ	↑	MS	-	-	↑
⑭		0.30 - Δ ねらい値: 0.30mm	0.30 + Δ	↑	↑	-	-	↑
⑮		0.50 - Δ ねらい値: 0.50mm	0.50 + Δ	↑	↑	-	-	↑
⑯		0.70 - Δ ねらい値: 0.70mm	0.70 + Δ	↑	↑	-	-	↑
⑰		0.30	0.30	↑	EC	0.73 (=5S)	0.73 (=5S)	↑
⑱	D の 異なり (4.5章)	↑	↑	↑	↑	0.73 (=5S)	0.42 (=3S)	↑

S_{dc11} 測定の様子を図 6 に示す。検証基板の CN1・CN2 をネットワークアナライザのペア 1 である Port 1・Port 3、CN3・CN4 をペア 2 である Port 2・Port 4 にそれぞれ接続した。そして、測定条件は OABR_PMA_TX_06⁴⁾ に従い S_{dc11} を計測した。 S_{dc11} は周波数が高くなるほど増大する傾向を示す。そのため、最大の値を取ると想定される上限周波数 600 MHz での S_{dc11} を代表値として評価を行った。

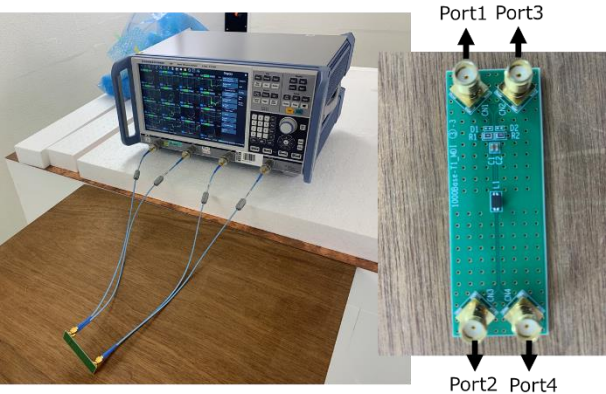


図 6 S_{dc11} 測定の様子

また、放射ノイズ測定の様子を図 7、測定系の簡易図を図 8 にそれぞれ示す。CN1・CN2 側の影響を中心に評価するため、CN1 および CN2 をシグナル・ジェネレータに接続し、差動信号を印加した。CN3 および CN4 は 50 Ω 抵抗にてそれぞれ終端した。そして、検証基板から放射されるノイズをアンテナにて受信し、レシーバにて観測した。代表値を 2.5 GHz および 5.0 GHz

の放射ノイズとして評価を行った。



図 7 放射ノイズ測定の様子

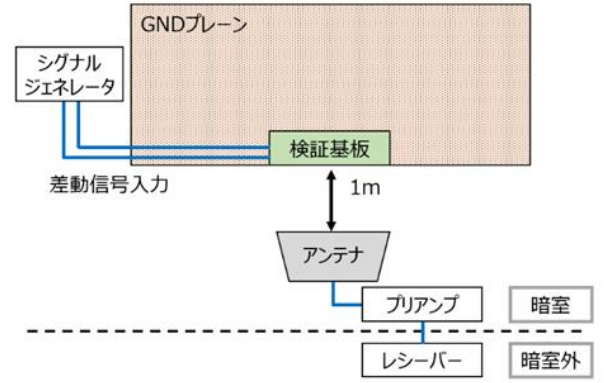


図 8 放射ノイズ測定の簡易構成図

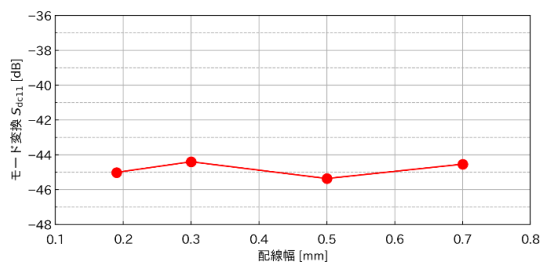
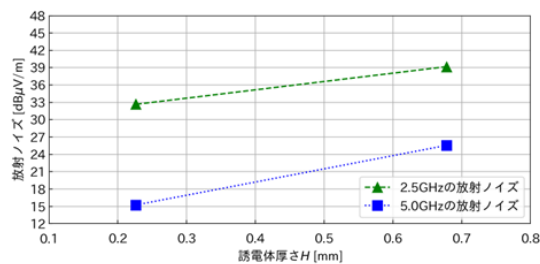
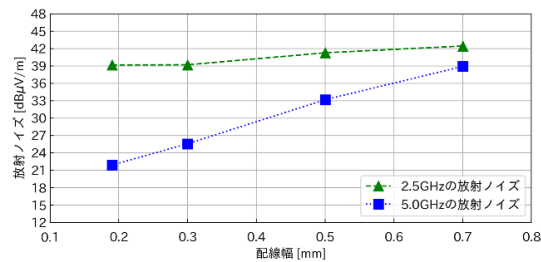
4. 検証結果

4.1 配線幅 W の影響 (基板No.①~④)

配線幅 W を変更した際の S_{dc11} を図 9 に示す。配線幅 W によって S_{dc11} はほとんど変化していない。配線幅 W の変更では差動配線の対称性がくずれない。そのため、 S_{dc11} へほとんど影響を及ぼさないと考えられる。

また、配線幅 W を変更した際の放射ノイズを図 10 に示す。配線幅 W を小さくすると放射ノイズが減少した。また、5.0 GHz の結果において、配線幅 W が最小 (=0.19 [mm]) と最大 (=0.70 [mm]) の間で S_{dc11} が 14 dB と大きく変動している。これは、配線幅 W が大きくなることによって、基板外へ漏えいする電気力線が増加するためであると考えられる。

上記から、配線幅 W は S_{dc11} にほとんど影響なく、放射ノイズに大きく影響することが分かった。また、配線幅 W を小さくすることで放射ノイズを抑制することが可能であることが分かった。

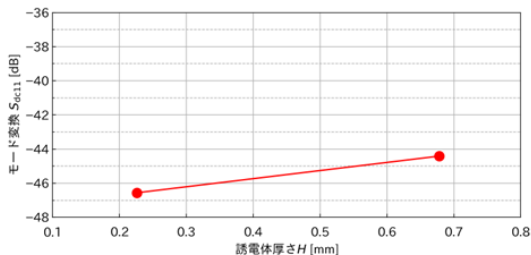
図 9 配線幅 W を変更した際の S_{dc11} 図 12 誘電体厚さ H を変更した際の放射ノイズ図 10 配線幅 W を変更した際の放射ノイズ

4.2 誘電体厚さ H の影響 (基板No.⑤、⑥)

誘電体厚さ H を変更した際の S_{dc11} を図 11 に示す。誘電体厚さ H による S_{dc11} の変動幅は小さい。配線幅 W と同じく、誘電体厚さ H の変更によって差動配線の対称性はくずれない。そのため、 S_{dc11} へほとんど影響を及ぼさないと考えられる。

誘電体厚さ H を変更した際の放射ノイズを図 12 に示す。誘電体厚さ H を小さくすると放射ノイズが最大 10 dB 減少した。これは、誘電体厚さ H を小さくすることで GND までの距離が小さくなる。そのため、信号線から発せられる多くの電気力線が GND へ吸収され、基板外への流出量が減少したためであると考えられる。

上記から、誘電体厚さ H は S_{dc11} にほとんど影響せず、放射ノイズに大きく影響することが分かった。また、誘電体厚さ H を小さくすることで、放射ノイズを抑制することが可能であることが分かった。

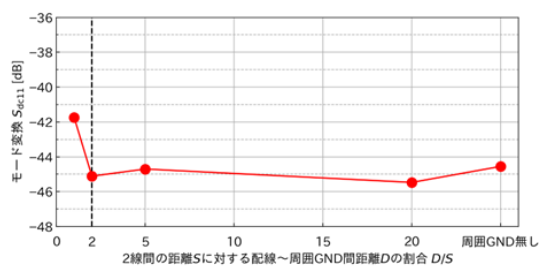
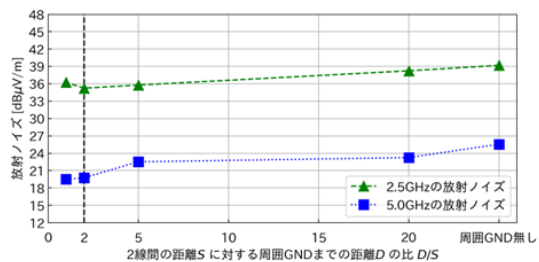
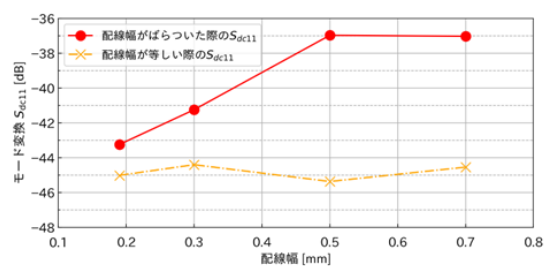
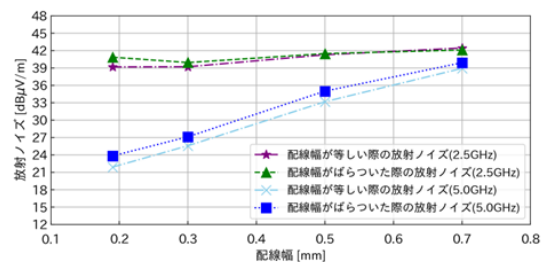
図 11 誘電体厚さ H を変更した際の S_{dc11}

4.3 周囲 GND までの距離 D の影響 (基板No.⑦～⑫)

周囲 GND までの距離 D を変更した際の S_{dc11} を図 13 に示す。周囲 GND までの距離 D は 2 線間の距離 S によって正規化した。 D/S が 2 以上の時、 S_{dc11} は変化しない。しかし、 D/S が 2 未満となった際、 S_{dc11} が約 3 dB 増加した。これは基板製造上のバラツキが影響していると考えられる。この理由として、各線と周囲 GND の間に発生する容量が挙げられる。周囲 GND までの距離 D が大きいとき、この容量は無視できるほど小さい。しかし、小さくなるとこの容量が大きくなり無視できなくなる。これを前提として、基板を製造する際は導体間隙にバラツキが発生する。そのため、各線で周囲 GND までの距離 D が異なり、容量に差異が発生する。この容量差によって非対称性が生まれ、 S_{dc11} が増加したと考えられる。

周囲 GND までの距離 D を変更した際の放射ノイズを図 14 に示す。周囲 GND までの距離 D を小さくすると放射ノイズは減少し、最大 5 dB 減少した。これは信号線から発せられた電気力線の一部が近づけた周囲 GND へ吸収されたためであると考えられる。

上記から、周囲 GND までの距離 D は S_{dc11} および放射ノイズ双方に影響することが分かった。また、 S_{dc11} の観点では $2S$ 以上では影響を及ぼさず、放射ノイズ観点では小さくするほど放射ノイズを抑制することが分かった。そのため、双方の観点を踏まえると、周囲 GND までの距離 D は 2 線間の距離 S の 2 倍とすることが最適であることが分かった。

図 13 周囲 GND までの距離 D を変更した際の S_{dc11} 図 14 周囲 GND までの距離 D を変更した際の放射ノイズ図 15 配線幅 W が異なる際の S_{dc11} 図 16 配線幅 W が異なる際の放射ノイズ

4.4 配線幅 W_1 、 W_2 が異なる影響 (基板No.⑬～⑰)

各配線幅 W_1 、 W_2 が異なる際の S_{dc11} を図 15 に示す。グラフにプロットする際、横軸の値は表 1 に示す配線幅 W のねらい値とした。比較のため、各配線幅 W_1 、 W_2 が等しい場合の結果 (4.1 配線幅 W の影響) もあわせて示す。配線幅が等しい場合と比較すると、異なる場合では S_{dc11} が大きく増加している。これは、配線幅 W の異なりによって非対称が生じた影響である。また、今回参照した製造精度クラスにおいては、配線幅 W が小さいほどバラツキによる S_{dc11} 増加が抑制されることが分かった。

各配線幅 W_1 、 W_2 が異なる際の放射ノイズを図 16 に示す。比較のため、各配線幅 W_1 、 W_2 が等しい場合の結果 (4.1 配線幅 W の影響) もあわせて示す。配線幅 W が等しい場合と比較すると、異なる場合において僅かに放射ノイズが増加している。これは、各配線での伝搬特性に異なりが影響していると考えられる。伝搬特性に異なりが生じると、発せられるノイズに不均衡が発生する。その不均衡によって、差動ペア間でのノイズ打消し時に残存してしまったためである。

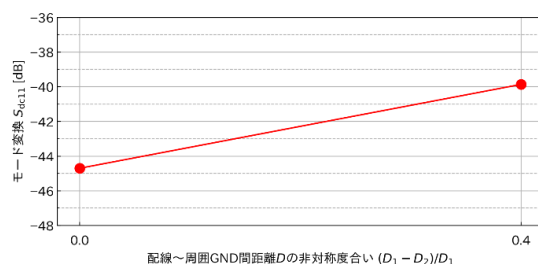
上記から、配線幅 W の異なりは S_{dc11} に大きく影響を及ぼし、放射ノイズに僅かに影響することが分かった。また、配線幅 W が異なる影響は、配線幅 W を小さくすることで低減可能であることが分かった。

4.5 周囲 GND までの距離 D_1 、 D_2 が異なる影響 (基板No.⑰、⑱)

周囲 GND までの距離 D_1 、 D_2 が異なる場合の S_{dc11} を図 17 に示す。 D_1 にて D_2 を正規化した値を非対称度合いと定義し、グラフにプロットした。非対称度合いが大きくなるにつれて S_{dc11} が増加している。周囲 GND までの距離 D が異なる場合、各線が GND に対して持つ容量値に差が生じ、非対称性が生じる。そのため、非対称度合いが大きくなるほど S_{dc11} が増加したと考えられる。

周囲 GND までの距離 D_1 、 D_2 が異なる場合の放射ノイズを図 18 に示す。非対称度合いが変化しても放射ノイズは変化しなかった。

上記から、周囲 GND までの距離 D の異なりは S_{dc11} に影響し、放射ノイズにほとんど影響しないことが分かった。

図 17 周囲 GND までの距離 D が異なる際の S_{dc11}

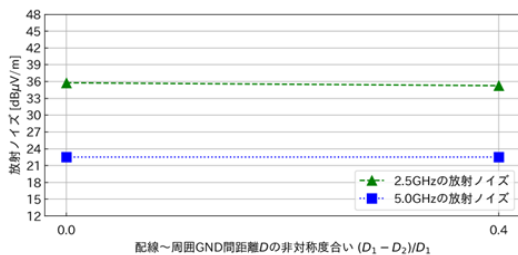


図 18 周囲 GND までの距離 D が異なる際の放射ノイズ

4.6 検証結果のまとめ

4.1 から 4.5 の検証結果による、各パラメータのノイズ耐性 S_{dc11} および放射ノイズへの影響度を表 2 に示す。配線幅 W の異なりにおける変動量は、配線幅が等しい場合と異なる場合で差分を求め、その最大値としている。また、値の変動幅が 3 dB 未満の場合を小、3 dB 以上かつ 6 dB 未満の場合を中、6 dB 以上の場合を大とした。

今回の検証結果によって、ノイズ耐性 S_{dc11} へ影響を与えるパラメータは差動配線の対称性に関する項目であることを明らかにした。また、製造バラツキの対称性までもがノイズ耐性 S_{dc11} へ影響を及ぼすことを明らかにした。よって、ノイズ耐性 S_{dc11} を小さくするためには製造によるバラツキも含めて対称的な設計とする必要がある。そのため、仕上がり精度にも注意し、製造精度クラスを選定する必要がある。

一方で、放射ノイズに影響するパラメータはおもに配線-GND 間の距離に関するものであることを明らかにした。放射ノイズを抑制するためには、差動配線に対し GND を近づけ、発せられる電気力線を吸収させることが望ましい。

表 2 各設計パラメータの影響度

各種設計パラメータ	S_{dc11}	放射ノイズ	詳細
配線幅 W	小 (1 dB)	大 (14 dB)	W は S_{dc11} へほとんど影響しない W を小さくすると放射ノイズ減少
誘電体厚さ H	小 (2 dB)	大 (10 dB)	H は S_{dc11} へほとんど影響しない H を小さくすると放射ノイズ減少
周囲GNDまでの距離 D	中 (4 dB)	中 (5 dB)	$D/S < 2$ では、 D を小さくすると S_{dc11} 増加 D/S を小さくすると放射ノイズ減少
配線幅 W の異なり	大 (8 dB)	小 (2 dB)	W が小さいほどバラツキの影響を低減し、 S_{dc11} 増加量減少 W のバラツキを小さくするとわずかに放射ノイズが減少
周囲GNDまでの距離 D の異なり	中 (5 dB)	小 (1 dB)	D の異なりが小さいと S_{dc11} が減少 D の異なりは放射ノイズにほとんど影響しない

双方の観点で優先すべき設計パラメータを求めるため、重要度 I を式(3)と定義した。式(3)において、 S_{dc11}

および放射ノイズの重みづけを等しくするため、各項目の最大値にて正規化を行った。求められた優先順位を表 3 に示す。ただし、この優先順位はノイズ耐性 S_{dc11} および放射ノイズのノイズ観点のみに注目している。伝送ロスなどの信号品質は含まれていないことを留意する必要がある。

$$I = \frac{S_{dc11} \text{ 変動量}}{S_{dc11} \text{ 変動量の最大値}} + \frac{\text{放射ノイズ変動量}}{\text{放射ノイズ変動量の最大値}}$$

$$= \frac{S_{dc11} \text{ 変動量}}{8 \text{ [dB]}} + \frac{\text{放射ノイズ変動量}}{14 \text{ [dB]}} \quad \dots \text{式(3)}$$

表 3 優先すべきパラメータと設計方針

優先順位	パラメータ	設計方針
1	配線幅 W の異なり	製造公差による影響を小さくするため、 W を小さくする
2	配線幅 W	W を小さくする
3	誘電体厚さ H	H を小さくする
4	周囲GNDまでの距離 D	$D = 2S$ とする
5	周囲GNDまでの距離 D の異なり	D を等しくし、対称設計とする

5. まとめ・今後の展開

1000 BASE T-1 の MDI 回路を対象に、差動配線の各設計パラメータがノイズ耐性および放射ノイズ抑制性能に与える影響について実機検証を行った。そして、ノイズ耐性および放射ノイズ抑制双方の観点で優先すべき設計パラメータと設計方針を求めた。各観点に着目すると、ノイズ耐性を高めるためには対称的な設計とすることが必要であり、製造上のバラツキにも注意を払い設計する必要があることが分かった。また、放射ノイズを抑制するためには、GND を近づけて設計することが重要であることが分かった。

本検証で明らかにした設計方針を製品へ適用することによって、効率的な設計の実現、かつ、弊社製品のノイズ性能向上へと努めていく。

参考文献

- 1) IEEE Std. 802.3bp-2016、「Amendment 4: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted-Pair Copper Cable」[2016]
- 2) Mark I. Montrose:「プリント回路の EMC 設計」、オーム社、p.117-p.119 [2010]
- 3) Rainee N. Simons:「Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems」、John Wiley & Sons, Inc、p.190-p.193 [2001]
- 4) T. Kirchmeier, G. Janker:「OPEN Alliance Automotive Ethernet ECU Test Specification Layer 1」、Open Alliance [2020]