

# 電磁バンドギャップ構造を用いた 10Gbit/s 光トランシーバーの電磁放射ノイズの抑制

川瀬 大輔\*・大森 寛康・河村 裕史  
近藤 高志・塩崎 学・倉島 宏実

The Use of EBG Structure for EMI Suppression of 10Gbit/s Optical Transceiver — by Daisuke Kawase, Hiroyasu Oomori, Hiroshi Kawamura, Takashi Kondou, Manabu Shiozaki and Hiromi Kurashima — The fiber optic data transmission system plays an important role in broadband communication. According to the market trend, data traffic is significantly increasing and larger throughput of communication systems is required. Many opto-electronic conversion devices (so called optical transceivers) are used in the system. Because of that, the electro-magnetic noise radiation becomes a serious consideration. Although the noise level is proportional to the number of transceivers, a qualitative relationship between the number of transceivers and emission level is not clear. Furthermore, since there's no general design guideline to suppress electro-magnetic interference (EMI), it is difficult to solve this problem once it emerges. In these circumstances, recent dispersion control technology, such as Electro-magnetic Band Gap (EBG), is a potential solution for this problem. In this paper, the methods of how to predict the total emission level with the superimposed effect of thousands of transceivers and how to determine the EMI suppression design target are described. Then, the method of how to reach the targeted noise level with a newly introduced shielding scheme is described. Furthermore, it is demonstrated that the EBG structure is suitable for optical transceivers. Its verification is shown by utilization of FEM/FDTD simulation and an experiment of an in-house prototype.

Keywords: optical transceiver, EBG, EMI

## 1. 緒 言

光トランシーバーは、高速の光デジタルコミュニケーションシステムに使われている機器の1つであり、すでに現行の光通信網に実装され実用化されている。光コミュニケーションの利点の一つとして、「ノイズフリー」であると言われているが、これは電気信号を扱う光電変換部分では正しいとは言えない。光信号は光ファイバー内だけの信号であり、光ファイバーが接続される電子機器内では電気信号と光信号の相互変換する必要がある。つまり、光信号から電気信号に変換される過程、もしくは電気信号から光信号に変換する過程が光トランシーバーには必要となる。この光電変換の過程と電気信号を取り扱う回路内では、インピーダンスミスマッチや同時スイッチング等により、高周波ノイズが一定量で空間に広がり、これが電磁放射ノイズの要因となる。最先端のルータのようなデータ処理装置は、300Tbit/sを超えるデータ処理能力がある。この装置には、何百もの光トランシーバーの実装が必要であり、これらは、光トランシーバーの実装数に比例した電磁放射ノイズが発生する。このネットワーク機器や光トランシーバーから放射された電磁放射ノイズは、妨害波として他の機器の動作に影響を与える。この電磁放射ノイズの問題には、基本的にそれぞれの光トランシーバー（もしくは、他の電子機器の誤動作）からの電磁放射を防ぐ、または外部の電磁波の

影響から守るために、CFR<sup>(1)</sup>やCISPR<sup>(2)</sup>などの機関によって制定された国際的な規定を満足する必要がある。

本稿では、光トランシーバーが抱える複雑な電磁放射ノイズ問題解決に向けた糸口を掴み、それを防ぐ方法について言及する。

光トランシーバー開発時の問題点として、

- 1) ネットワークシステムに求められる個々の光トランシーバーの電磁放射ノイズの低減量をいくらにすればよいのかということと、
- 2) 上記で決めた低減量をどのように達成するかということが挙げられる。

この問題に対し、以下に述べるアプローチによって解決を試みた。最初に、新規開発中の試作機から放射される電磁放射ノイズレベルを示し、その結果をもとに複数台の光トランシーバーが動作した場合に放射する電磁波の強度を、単体の放射レベルを重ね合わせた数値解析により求める。このとき、簡易なシミュレーションモデルの妥当性と効果の確認を同時に行い、そこから設計目標を決定した。最後に、抜本的な改善を目指し電磁バンドギャップを使った新しい筐体の基本的なコンセプトと検証結果を示す。

## 2. 光トランシーバーの放射ノイズ問題

一般的な光トランシーバーの内部構成と外観図を図1に示す。このように光トランシーバーは、光電変換モジュールのコントローラーとデータプロセッサから構成されている。更に、他の重要な特徴は、「プラグブル」<sup>(3)</sup>つまり、この光トランシーバーの実用形態は、ネットワーク機器のラインカードへ容易に挿抜可能なことである。

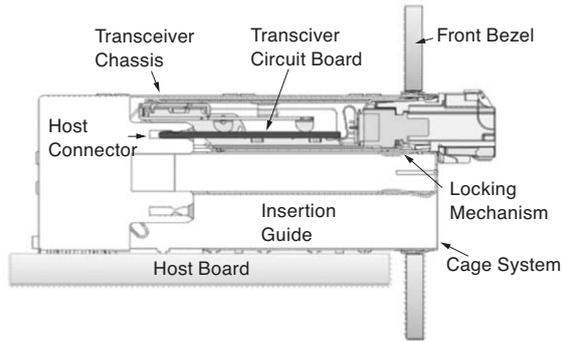


図1 光トランシーバー “SFP+” の外観

**2-1 光トランシーバー** 一般的な光トランシーバーは、電気回路基板(PCBA)に半導体レーザーダイオードとフォトダイオードが接続された構成となっている。PCBA上には、送信用のレーザーダイオードを駆動させるドライバー用(IC)と受け取った信号を増幅させる回路とICがある。内部構成とそれぞれの素子の関係については、図1に示した通りである。光電変換モジュールやPCBAは、金属の筐体によって覆われ、ネットワークシステム内に設けられているケージへ挿入される。この光トランシーバーの筐体とネットワークシステムのケージは、システム内の信号のリターン経路となるグラウンドとは別のグラウンドである、フレームグラウンドと呼ばれるグラウンドと接続している。

一般的に言えば、ノイズ抑制の観点では筐体とケージ、およびケージとフレームグラウンドの金属面同士の十分な接触が重要である。それは、光トランシーバーがネットワークシステムに入るケージは、大きな開口部分となっているためである。この開口部端では、ネットワークシステムおよび光トランシーバーからの電磁放射ノイズの電磁界によりループ電流が励起されている。これが、電磁放射ノイズの原因の1つとなっている。しかし、光トランシーバー、ケージとネットワークシステムのフロントパネルは、金属で構成されており、これらの接触が理想的に面で接していれば、開口部の大きさは、光ファイバーのコネクターが入る部分だけになり、非常に小さくなる。この結果、ループ電流の流れるループも小さくなり、電磁放射ノイズも小さくなるからである。

**2-2 光トランシーバー単体からの電磁放射ノイズ** デジタル伝送に用いる信号波形は、一般にクロック周波数以上の高周波成分が含まれる。表1に高速光信号に用いられるアプリケーション例を示す。表1には、アプリケーションのデータレートとその基本周波数成分であるクロック周波数と2次、4次高調波周波数示している。光トランシーバー内の電気回路が10Gbit/sの伝送レートで動作するとき起こる連続したビット列は、実際のネットワークシステム内ではストリーミングしている。そのパターンは、長い周期で見ると「ランダム」な周波数スペクトルになると考えられるが、短い期間で見ると「ランダム」のような広い周波数スペクトルとなっていない可能性もある。そこで本稿で実施した電磁放射ノイズ測定は全て「1010」連続パターンのビット列を用いており、上記の問題への対応を図った。図2は当社で新規に開発したSmall Factor Pluggable Plus (SFP+) 光トランシーバーを「1010」パターンにて10ギガビットイーサ<sup>\*1</sup>(10GbE)と呼ばれる規格IEEE802.3aeと10Gbit/sファイバーチャンネル<sup>\*2</sup>(10GFC)にて動作させた時の電磁放射ノイズ測定結果を示す。この測定は、47 CFR part15に準じて行った。ここで、60dBμV/mが規格値の上限であるが、様々な測定誤差を加味し、6dBの余裕を持たせている(図2中の赤線)。ここから、光トランシーバー1つからの電磁放射ノイズレベルが54dBμV/mより小さいことが電磁放射ノイズ対策の設計目標であることが分かる。また、図2のHは水平偏波をVは垂直偏波をそれぞれ表しており、両偏波とも規定を満足している。ここでは、第2高調波と第4高調波のみを測定している、これは「1010」パターンにおける、偶数高調波成分であり、理想的には0である成分である。しかし、実際の電気波形は、立ち上がりや立ち下りのクロスポイントのオフセットによるデューティーサイクルの歪みにより、波形に歪みが生じる。そのために発生した、電磁放射ノイズである。

この図2の結果より、21.0375GHz成分は、規定値より12dB小さい。しかし、1つの光トランシーバーを用いた電

磁放射ノイズレベルの結果からでは、ネットワークシステムに多数の光トランシーバーを実装したとき、そのシステムからの電磁放射ノイズレベルに十分に余裕があるか分からない。

すなわち、ネットワークシステム全体で電磁放射ノイズへの規定を満足させるには、挿入される光トランシーバーの数に関係なく54dB $\mu$ V/mより小さくする必要がある。そこで、放射源となる光トランシーバーの数と電磁放射ノイズレベルの関係を考えてみる。

表1 高速光ファイバー通信標準

	Data rate [Gbit/s]	Fundamental harmonics [GHz]	2nd order harmonics [GHz]	4th order harmonics [GHz]
IEEE802.3ae	10.3125	5.15625	10.3125	20.625
10GFC	10.51875	5.0625	10.51875	21.3125

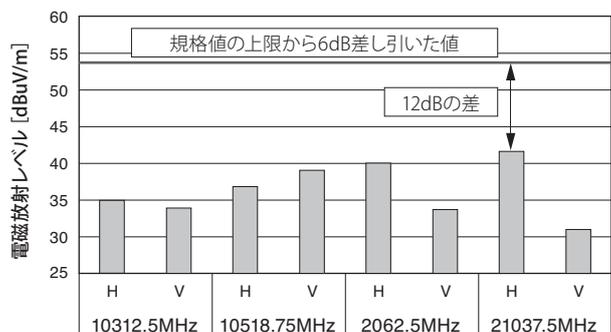


図2 光トランシーバー単体での電磁放射ノイズ測定結果

### 3. 複数のノイズ放射源からの重ね合わせ

実際の光トランシーバーが使用される環境では、数百もの光トランシーバーが巨大なシステムに実装される。最終的には、システムからの全電磁放射ノイズ量を規定値以下に抑えることが目標ではあるが、ここでは、初めに多数の光トランシーバーが実装された場合に、光トランシーバー単体で達成すべき電磁放射ノイズレベルを算出する。勿論、実装される光トランシーバーの数が増えれば、電磁放射ノイズレベルも増加する。ただし、全システムの電磁放射ノイズレベルの最大値を定量的に予測するのは単純ではない。それは、全システムで見た場合の電磁放射レベルの最大値が、個々の光トランシーバーの設置された位置、及びそれぞれの個体から放射される電磁波の位相情報に依存するからである。そのため、ここでは、確率論的手法を用い、一つの光トランシーバーから放射される電磁放射レベルの最

大値を全ての組み合わせ、期待値として算出する。この手法は、18世紀にレイハー卿より初めて研究された古典的な問題であり、レイリーフェージングとして知られている<sup>(5)</sup>。更に、本解析では計算の煩雑さを軽減するため、電磁放射ノイズ源を微小ダイポールアンテナ<sup>(6)</sup>と仮定した。本章の最後では、個々の光トランシーバーに許容される電磁放射ノイズの最大値を示す。

**3-1 解析モデル** 図3に複数のノイズ放射源からの重ね合わせを算出する解析モデルを示す。本モデルは、電波暗室にて行われる電磁放射ノイズレベルの測定方法の一つである、3m法を模擬している。本解析モデルでは、電磁放射ノイズ源である光トランシーバーを微小ダイポールアンテナとみなし、直線状に配列した。実際の電磁放射ノイズ測定では、始めにアンテナ高さを1mに固定した状態で、テーブルが360°回転し、電磁放射ノイズの最大値となる角度を特定する。その後、テーブルの角度を固定した状態で、アンテナ高さを2mまで変えながら、電磁放射ノイズをスキャンすることで角度と高さ依存した電磁放射ノイズレベルの最大値を検出する。今回の解析では、テーブルを360°回転させる代わりにテーブルの中心から3m離れた円筒の表面を観測面として設定し、円筒状の観測面で得られた値の中から最大値を取り出す方法を用いて簡略化を行った。

**3-2 シミュレーション方法** FDTD<sup>\*3</sup>法やFEM<sup>\*4</sup>法などの電磁界シミュレーションは、この種の問題を解く際に非常に有用なツールである。しかし、解析対象が大きくなるほど、計算機のメモリや演算素子に多くのリソースを必要とするばかりか、解析時間も増大する。そこで、本解析では、放射源として仮定した、下記に示す微小ダイポールアンテナの理論式を用いて重ね合わせの解析を行った。

$$\mathbf{E} = \frac{e^{-jkR}}{4\pi\epsilon R} k^2 \left[ -(\mathbf{p} \times \mathbf{R}_0) \times \mathbf{R}_0 + \left( \frac{j}{kR} + \frac{1}{(kR)^2} \right) \{ 2(\mathbf{p} \cdot \mathbf{R}_0) \mathbf{R}_0 + (\mathbf{p} \times \mathbf{R}_0) \times \mathbf{R}_0 \} \right]$$

$$\mathbf{H} = \frac{e^{-jkR}}{4\pi\epsilon R} \frac{k^2}{Z} \left( -1 + \frac{j}{kR} \right) \mathbf{p} \times \mathbf{R}_0$$

ここで上式に現れる記号の意味は下記の通りである。

- E** 電界ベクトル [V/m]
- H** 磁界ベクトル [A/m]
- k** 波数 [1/m]
- p** 双極子モーメント [V/m]
- R<sub>0</sub>** アンテナからの単位位置ベクトル [m]
- R** アンテナと観測位置との距離 [m]
- ε** 誘電率 [F/m]
- Z** 自由空間でのインピーダンス [Ω]
- j** 虚数単位

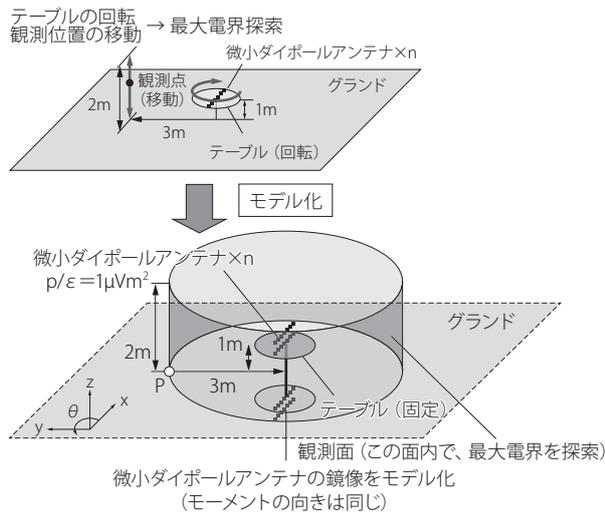


図3 解析モデルの詳細

3-3 シミュレーション結果 本解析は、微小ダイポールの論理式より FORTRAN<sup>※5</sup> プログラムを用いて重ね合わせの解析を行った。解析条件は下記の通りである。

- 1) 微小ダイポールの励振源の位相を 1,000,000 通りのランダムな組み合わせ。
- 2) グランド面と平行な観測点を半径方向に 3 ~ 3.005m、周方向に 0.45 度間隔で設置。
- 3) 高さ方向の観測点は、5mm 間隔で設置。

解析結果を図4に示す。ここでは、光トランシーバーの実装数を  $N = 8, 16, 32, 64, 128, 256$  と変化させていった6パターンの結果を示している。このグラフの横軸は電界強度（任意単位）を示し、縦軸は頻度を表している。実装数を増やすと、電磁放射ノイズは大きくなり、頻度も大きくなっている。そして、それぞれの確率分布の形状は類似しており、正規分布に近い形状をしており、これらの結果から下記に示す期待値を見積もることができる。

図5は光トランシーバー数に対する予想される放射電界強度の傾向を示したものである。図5は、99.9%の確率で当てはめられる。この確率は、正規分布の3.09シグマに相当する。さて、図5から光トランシーバーの数が増えるに従って電界強度も増加するが、増加の割合は光トランシーバーの数に比例するわけではない。この結果から、光トランシーバーの数が2倍になると、放射強度の最大値は約1.41 ( $= 2^{1/2}$ ) 倍となっている。なお、この結果は下記の計算からも妥当性が確認できる。電磁放射ノイズ源が  $n$  個の場合の電磁エネルギーを  $P_n$  とすると、電界強度最大値  $|E_n|$  とは  $P_n \propto |E_n|^2$  なる関係がある。電磁放射ノイズ源が  $2n$  個になった場合トータルの電磁エネルギーは  $P_{2n} = 2P_n$  と表わされる。電磁エネルギーと電界強度との関係から  $|E_{2n}| = 2^{1/2}|E_n|$  となり、放射ノイズ源が2倍になると電界強度最大値は約1.41倍になることが分かる。

ここから、多数の光トランシーバーが実装された場合、一つの光トランシーバーが満たすべき電磁放射レベルは、全システムの電磁放射ノイズレベルが  $54\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  以下という制約から算出することができる。本稿では、光トランシーバー100個を動作させて使用する場合を想定する。この場合、解析結果(図5)より、システムからのトータルの放射量は単体の光トランシーバーに比べて30dB増加した値になることが分かる。以上のことから、光トランシーバー単体からの電磁放射レベルの目標値が  $25\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  と算出できる。ここで再び図2を参照すると、新規開発中の試作機の電磁放射ノイズレベルは、特に20GHz帯で  $40\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  以上となっており、既存の電磁放射ノイズ低減手法では十分でなく、新たな手法が必要となると考えられる。

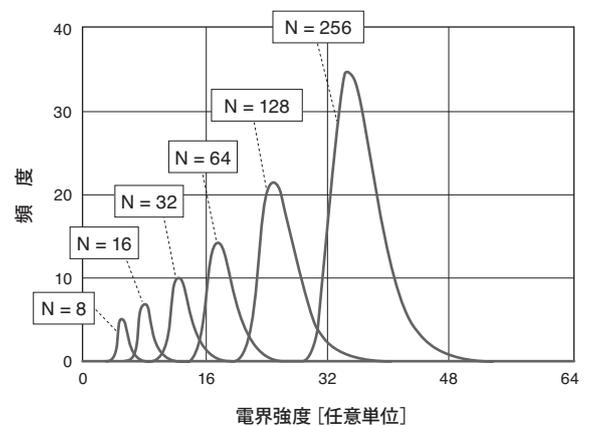


図4 電磁放射ノイズ源の配列数を  $N = 8$  から 256 まで段階的に変化した場合の電界強度最大値の分布

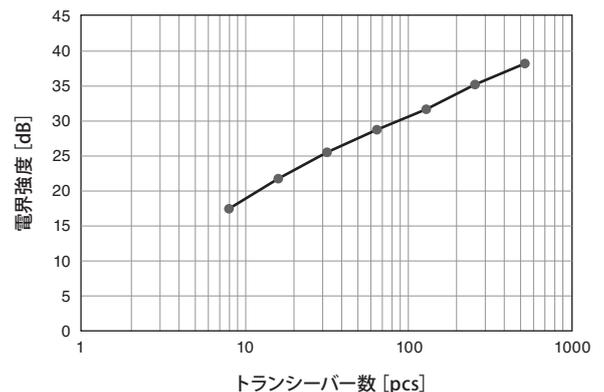


図5 電磁放射ノイズ源の配列数と電界強度最大値の関係

#### 4. さらなる電磁放射ノイズ低減へ向けた新しいシールド法

光トランシーバー単体からの電磁放射レベルを  $25\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  以下にするには、光トランシーバーからの電磁放射ノイズ

発生機構を理解する必要がある。また、電波吸収体を用いる低減策は、コストがかかると言う観点からあまり効果的な解決策とは言えない。このことより、本稿では、筐体内に容易に作り込める、右手系・左手系複合伝送線路(Composite Right/Left Hand (CRLH))や電磁バンドギャップ(EBG)等の新しい電磁放射ノイズ低減手法に注目した。ここで、CRLHとは、一般的なLCのラダーで表現される伝送線路を想定した場合、左手系(直列のキャパシタンスと並列のインダクタンス)と、右手系(直列のインダクタンスと並列のキャパシタンス)両方を含む伝送線路モデルのことであり<sup>(7)</sup>、EBGとはある特定の周波数帯域で電磁波が伝搬できない(伝搬定数が純虚数)領域を示す<sup>(8)</sup>。現在までにこれらは詳しく研究され、特にマイクロ波コンポーネント(例えばアンテナ、フィルター、またはノイズシールド)へ効果的に応用されている。これらを使用する利点の一つは特別な材料を使うことなく、例えば特定の周期構造を筐体に作り込むだけで実現できる点である。

本章では、ノイズシールド手法としてEBGを用いた結果について述べる。初めに新規開発中試作機の光トランシーバ筐体の問題点を示す。次に、EBGの理論的な背景と実際に適応した設計構造を示し、いくつかの分析結果とシミュレーション結果を示す。最後に、EBG構造を搭載した試作機の詳細と電磁放射ノイズ測定結果を示す。

**4-1 現在のノイズシールド法の弱点** 各周波数での電磁放射ノイズの原因を切り分けるために、ここでの電磁放射ノイズ測定は、「理想的」な金属製の箱に光トランシーバ筐体を挿入して行った。ここで「理想的」な箱とは、光トランシーバの筐体における勘合部の隙間や、光トランシーバ後部にある電気コネクタからの電磁放射ノイズを抑制するため、光トランシーバ周囲を隙間なく金属で覆った状態にする箱のことである。図6に実際に使用した測定用の金属製の箱を示す。

図7に図6の条件下で行った、電磁放射ノイズレベルの測定結果を示す。本測定結果から下記の事実が明らかになった。

- 1) 第2次高調波(10.3125または10.51875 GHz)による電磁放射レベルは、「理想的」な箱で覆うことで劇的に改善され、電磁放射レベルは測定限界以下となった。(なお、実際の使用条件においても、光トランシーバの筐体とネットワークシステムのケージの接触を強化する工夫を行うことで、この電磁放射レベルの実現は可能である)。
- 2) 第4次高調波(20.625 or 20.375GHz)による電磁放射ノイズに関しては、有意な変化は確認されなかった。

さて、光トランシーバの筐体断面は、中空で方形の形状であるため、方形導波管とみなせる。その内径寸法は、13.8mm×8.7mmであり、このときのカットオフ周波数は10.87GHzとなる。そのため、カットオフ周波数以下で

ある第2次高調波成分の電磁界はトランシーバ内を伝搬できないが、第4次高調波成分の電磁界は伝搬が可能となる。さらに、光トランシーバは電気コネクタと光コネクタに接続する必要があるため、前面と後面の空間を完全に金属で塞ぐことは筐体の構成上困難である。この意味で、第4次高調波成分のみが伝搬し放射する図7は、妥当な結果であることが分かる。

しかし、導波管と見立てた光トランシーバ内を伝搬する20GHz帯の電磁波を遮断することは可能である。その1つとして、導波管理論では導波管内の内壁に高さ数mm以上の複数の凹凸を配置することで、導波管を完全にふさぐことなく電磁波の伝搬特性を減衰させる方法がある。そこで、この凹凸の構造を光トランシーバの内壁に用いて、第4次高調波のシールド性能を向上させる検討を行う本稿では、光トランシーバの内壁に作る凹凸を周期的に配置された仕切り板(コルゲート形状)とし、そのEBG構造に着目した。本方法により、光トランシーバの筐体構造を変えるのみで電波吸収体を用いる等のコストをかけることなく、電磁放射ノイズの抑制が可能となる。



図6 金属のパッケージで囲われた光トランシーバ

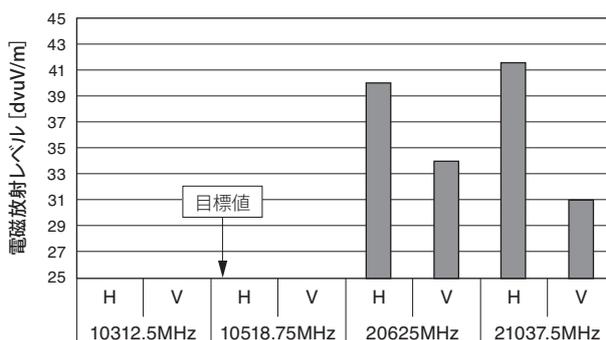


図7 理想的なシールド条件での電磁放射ノイズ測定結果

**4-2 EBGの背景** 二次元のEBG構造は1990年代に発明されたが<sup>(9)</sup>、基本的なコンセプトは導波管への応用としてすでに1950年代の文献で確認することがで

きる<sup>(10)~(12)</sup>。光トランシーバと導波管の類似性を考えると、これまでに確立された導波管の技術は光トランシーバの電磁放射ノイズ対策に適合できると考えられる。文献(12)によると、導波管中央内部に設置されている周期的に配置された仕切り板により、導波管の等価回路は直列のキャパシタンスと並列のインダクタンス、いわゆる左手系伝送線路で表現される。フロケの理論<sup>(13)</sup>によれば、これら周期的に配置された仕切り板の高さや間隔などを変化させることで特定の周波数帯域のみ伝搬できないストップバンドを形成することが可能となる。しかしながら、実際の光トランシーバの構造ではEBG周期構造に近い場所に導体や誘電体等に起因する寄生素子が存在することから、等価回路の回路パラメータを用いてバンドギャップ構造の設計を行うことは非常に困難である。そこで、本稿では、FDTD法を用いた電磁界解析にてEBG構造の設計を行った。

EBG構造外観と解析モデルを図8に示す。コルゲート型EBG構造として、導波管中に8枚の仕切り板が設置されている。ここで、仕切り板の深さはバンドギャップ周波数を設計する上で重要なパラメータである。この深さはバンドギャップとなるターゲットとする周波数（以下、ターゲット周波数と示す）の波長の1/4の長さにする必要がある（ここでは、ターゲット周波数は20GHz）<sup>(9)</sup>。このコルゲートがバンドギャップとなるのは、コルゲート部分にターゲット周波数の帯域を持つ電磁波が入射された場合、仕切り板上部の表面が、その周波数帯域で高インピーダンス表面として機能し、導波管中の伝搬モードを不整合な状態にさせ、このコルゲート部分で入射波は透過せず、反射することになるためである。仕切り板を設置する距離、つまりコルゲートの距離が長いほど反射特性は指数関数的に向上する。なお、仕切り板の間隔は、ターゲット周波数の波長よりも十分に小さい必要がある<sup>(9)</sup>。上記の条件から、今回の解析で用いる仕切り板のサイズを12mm×3.9mm×0.6mm、仕切り板の間隔を0.6mmとした。仕切り板の厚さや間隔の具体的な寸法は亜鉛ダイキャストの製造精度から決定した。仕切り板が設置されている領域は長いほど反射特性は向上するが、光トランシーバ筐体のサイズより仕切り板の枚数は8枚とした。また、図8の解析条件であるが、電磁放射ノイズ源として微小ダイポールアンテナを導波管中のEBG部分から左端より24.6mmに設置した。透過波はEBG右端から15mm右方の「observer」と示した位置で抽出した。

図9は微小ダイポールアンテナ位置と「observer」位置でのy軸方向電界の比の絶対値をデシベルで示したものである。横軸は周波数、縦軸はy軸方向電界の比の絶対値を表わしている。このグラフに示される縦軸の値が小さいほど、放射源位置から「observer」位置へ透過する電磁界成分は少ないということを意味する。今回の解析結果から、図8のコルゲート構造により21GHzから24GHz付近で20dB以上の減衰が確認され、特定の周波数帯域でバンドギャップになることが確認できた。前章でふれたように、

今回のターゲット周波数は20.625GHzである。図9に示されるバンドギャップはターゲット周波数よりも若干高周波側にずれているが、この結果から、コルゲート構造を使用し、電磁放射ノイズを低減する手法は有効であることが分かる。次に、実際の光トランシーバをより詳細に再現した解析モデルにて効果を確認する。ここでは、FEMを用いた電磁界解析を実施した。

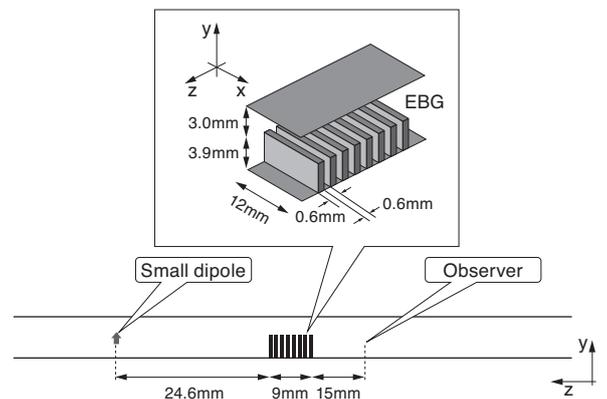


図8 EBG構造のFDTD解析モデル

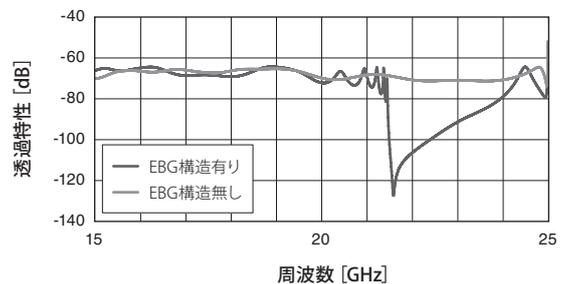


図9 透過特性のFDTD解析結果

4-3 シミュレーションモデルと結果 解析モデルは上部と下部の二つの筐体、光トランシーバの後方に電気信号を取り出すホストコネクタ、光电変換モジュール、PCBA、実装部品、光コネクタ、そして光トランシーバの筐体を金属で覆う「理想的」な箱から構成されている。上記モデルの寸法はCAD<sup>※6</sup>システムより取り込まれたものを用いた。また、放射源として微小ダイポールを光トランシーバ内部に配置した。

図10にEBG構造有り/無しによる20.3125GHzでの電界強度分布の違いを示す。EBG構造による反射と干渉の効果により電磁波は光トランシーバ内に閉じ込められ、その結果、外部への電磁放射が低減されている様子が分かる。この結果は、前章図9の結果と同様に、コルゲートを光ト

ランシーバーの内壁に構成することで、20.3125GHz 近傍でバンドギャップになり、電磁放射を低減していると考えられる。

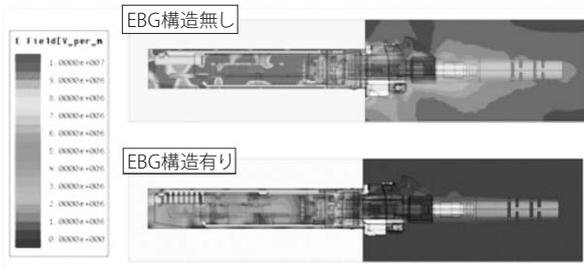


図10 電界強度分布の解析結果。上はEBG無し、下はEBG有りの結果を示す。赤で示す部分は強度が大きいことを示す。近接場・遠方場ともEBG構造有りの場合では電界強度分布は非常に低くなっている。

4-3 実験結果 写真1に実際に試作したコルゲート構造を持つ光ランシーバーの写真を示す。電磁放射ノイズ測定は、全ての電気・光学構成部品を光ランシーバー筐体内に搭載した状況で実施した。

図11に電磁放射ノイズレベルが最大値の測定結果を示す。測定周波数はIEEE803.2aeと10GFCにより定められた周波数とした。この結果より、特に20.3125GHzおよび21.0375GHzの垂直偏波成分では、電磁放射ノイズレベルが著しく低減されている。この結果は、25dB $\mu$ V/mという最終目標にはまだ到達していないものの、本結果は目標到達に向けて非常に大きな前進となる。さらなる電磁放射ノイズ低減へ向け、なぜ垂直偏波成分の電磁放射ノイズのみが大幅に低減したかについては今後調査していく。

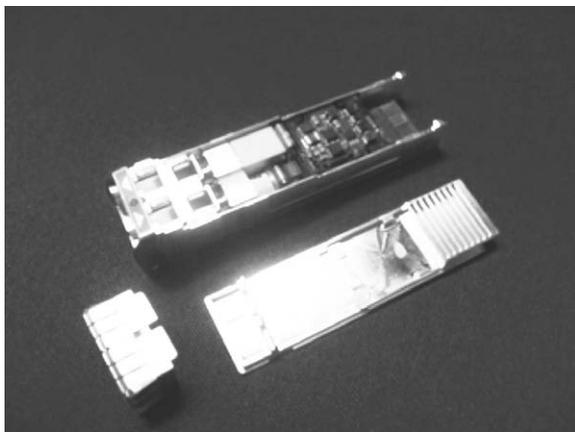


写真1 コルゲート形状EBG構造が筐体に設置された光ランシーバー試作機

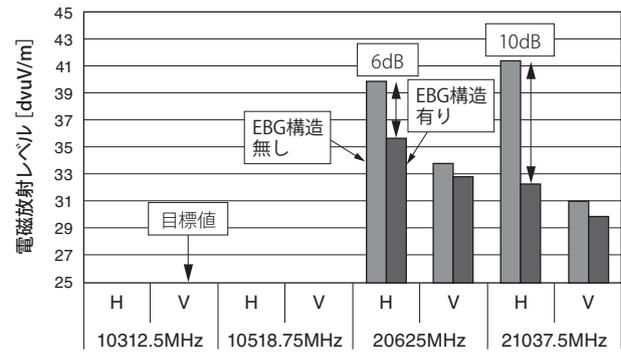


図11 EBG構造有り/無し時の電磁放射ノイズ測定結果

## 5. 結 言

本稿において、電磁放射ノイズ低減に向けた新しい方法を提案した。本方法は、大きく分けて二つの部分に分けられる。第一に、多数の光ランシーバーが実装された場合、電磁放射ノイズの増加傾向を示し、そこから1つの光ランシーバーが許容できる電磁放射ノイズの見積り方法を示した。第二に、光ランシーバーの筐体内部へ設置するコルゲート構造のEBGをFDTD法およびFEMを用いた電磁境界シミュレーションから設計した。さらにその有効性を試作機を用いた電磁放射ノイズの測定より確認した。

### 用語集

※1 10ギガビットイーサ

コンピュータシステム間を結ぶ通信規格の一つ。

※2 ファイバーチャネル

ギガビット級ネットワーク技術の一種。

※3 FDTD

Finite-difference time-domain method：時間領域差分法。電磁場解析の一手法。

※4 FEM

Finite Element Method：有限要素法。数値解析の一手法。

※5 FORTRAN

プログラム言語の一つ。

※6 CAD

Computer Aided Design：コンピュータ支援設計。コンピュータを用いて設計すること。

参 考 文 献 -----

- (1) Code of Federal Regulation, Title 47 Part 15 Telecommunication  
Federal Communication Commission
- (2) CISPR 22 Information Technology Equipment – Radio Disturbance  
Characteristics – Limits and Methods of Measurement.
- (3) SFF-8472 Small Form Factor Pluggable MultiSource Agreement.
- (4) M. Nishie, "Research and Development of optical datalink," SEI  
technical review, vol.70, p. 4 (April 2010)
- (5) Sir Lord Rayleigh, "On the resultant of large number of vibrations  
of the same pitch and of arbitrary phase", Philosophical magazine  
and journal of science, p.71 (Aug., 1880)
- (6) H. Hertz: Electric waves, p.144, Dover pub inc
- (7) C. Caloz and T. Itoh, "Novel microwave devices and structures  
based on the transmission line approach of meta-materials," in  
IEEE-MTT Int. Symp. Dig., pp. 195-198 (June 2003)
- (8) R. Abhari and G.v. Eleftheriades, "Metallo-dielectric electromagnetic  
bandgap structures for suppression and isolation of the  
parallelplate noise in high-speed circuit," IEEE Trans. Microw. Theory  
Tech., vol.SI, no.6, pp.1629-1639 (June 2003)
- (9) D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces,"  
Ph.D. dissertation, UCLA electrical engineering department, filed  
(January 1999)
- (10) W. Rotman, "A Study of Single-Surface Corrugated Guides", Proc.  
IRE 39, 952 (1951)
- (11) R. Elliot, "On the Theory of Corrugated Plane Surfaces", IRE Trans.  
Ant. Prop. 2, 71 (1954)
- (12) Nathan Marcuvitz, Waveguide Handbook (IEEE Electromagnetic  
Waves Series), The Institution of Engineering and Technology;  
First Thus edition (April 1986)
- (13) C. Caroz and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials-Transmission  
Line theory and Microwave Applications", Wiley-Interscience, A  
John Wiley & Sons, Inc., Publication (2006)

-----  
執 筆 者

川瀬 大輔\* : 伝送デバイス研究所 博士 (工学)  
電磁放射ノイズ抑制技術開発に従事



大森 寛康 : 伝送デバイス研究所 主査  
河村 裕史 : 伝送デバイス研究所  
近藤 高志 : 伝送デバイス研究所  
塩崎 学 : 伝送デバイス研究所 主席  
倉島 宏実 : 伝送デバイス研究所 グループ長

-----  
\*主執筆者