

# ギガヘルツ帯高周波パッケージの伝送特性設計技術

## Transmission Characteristics Design Technology for High Frequency USE Package

久保 昇/Noboru Kubo・(株)住友金属エレクトロデバイス 設計部 シミュレーション解析室

三原芳和/Yoshikazu Mihara・(株)住友金属エレクトロデバイス 設計部 シミュレーション解析室

河村 卓/Takashi Kawamura・(株)住友金属エレクトロデバイス 設計部 シミュレーション解析室

村瀬永徳/Hisanori Murase・未来技術研究所 エレクトロニクス基盤研究部

新屋善久/Yoshihisa Araya・未来技術研究所 エレクトロニクス基盤研究部

山本利重/Toshishige Yamamoto・未来技術研究所 エレクトロニクス基盤研究部 参事補

### 要 約

ギガヘルツ帯で使用するパッケージでは、電磁界解析による伝送特性設計が必要である。本報告では、高周波パッケージに要求される伝送特性とその設計手法および設計上の基本的な問題点とその解決法について述べる。これらの技術により、20 GHz までの周波数範囲では、設計の段階からパッケージの伝送特性を予測することが可能である。

### Synopsis

Electromagnetic analysis is inevitably required for packages which are used in high frequency range such as GHz. In this report, described are transmission characteristics required for high frequency use packages, design technology, basic problems in package design and its solutions. By using technologies described above, transmission characteristics can be simulated at the design stage of a package as far as frequency range is less than 20 GHz.

## 1. はじめに

通信分野ではギガヘルツ帯(マイクロ波 3~30GHz, ミリ波 30~300GHz)の使用が主流になりつつあり、住友金属エレクトロデバイスにおいても、主に光通信を中心としたギガヘルツ帯用パッケージの開発が増加している。

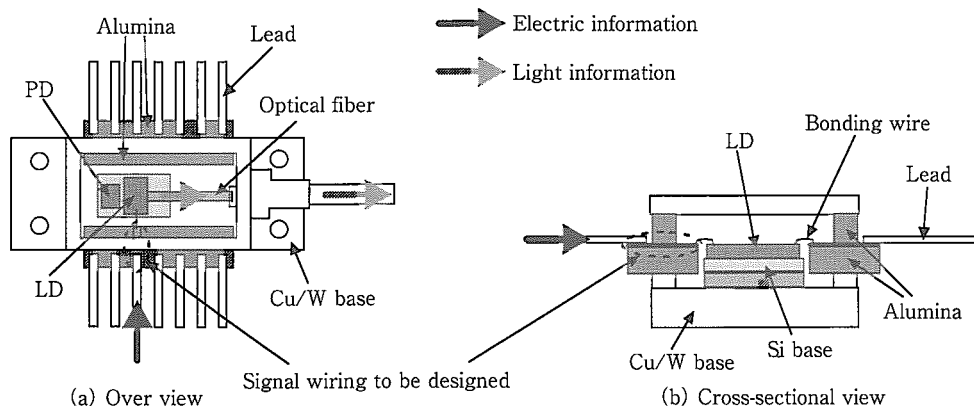
ギガヘルツ帯で使用するパッケージでは、構造、配線の形状、材料の物性が、信号の伝送特性に大きく影響を及ぼすので、最適な設計が必要となる。この種のパッケージでは、伝送線路長が電磁波の波長に近くなるので、低周波用パッケージで行っていた集中定数的取り扱いは不適当となり、電磁界解析を用いた伝送特性設計が必要となる。そこで、数年前から、住友金属工業(株)と住友金属エレクトロデバイスで共同で研究開発を行っており、高周波電磁界構造解析ソフト HP-HFSS(ヒューレットパッカード社製)による高周波用パッケージの設計技術を確認した。現在では、20GHz までの範囲であれば、設計の段階で、パッケージの伝送特性を予測することが可能である。

本報告では、ギガヘルツ帯パッケージについて、要求さ

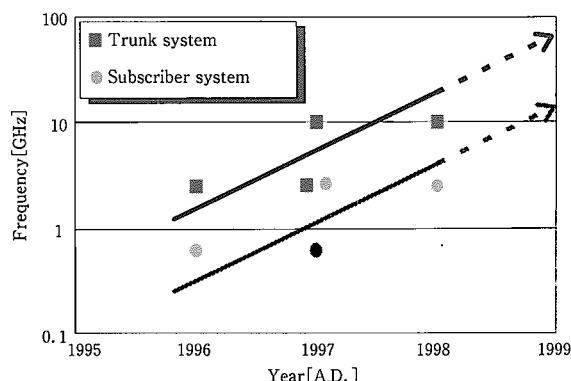
れる伝送特性とその設計手法、および設計上の基本的な問題点とその解決法について述べる。

## 2. 高周波用パッケージに必要な電気特性設計

第1図に示した発信用光モジュールパッケージを用いて、パッケージに要求される電気特性を説明する。このデバイスでは、パッケージ外部からパッケージ内部のレーザーダイオードへと電気信号を送り、このレーザーダイオードで電気信号を光信号に変換して光ファイバー中を送信される。このとき、例えば10GHzといった、高周波信号がパッケージ内の配線を通過する。したがって、パッケージ内の配線には、信号を損失なく伝送可能とする設計(伝送特性設計)が必要となる。第2図に光通信の周波数動向を示すが、年々高周波化しており、パッケージの伝送特性設計への要求がますます厳しくなると予想される。



第1図 発信用光モジュールパッケージ  
Fig. 1 Optical module package for transmission



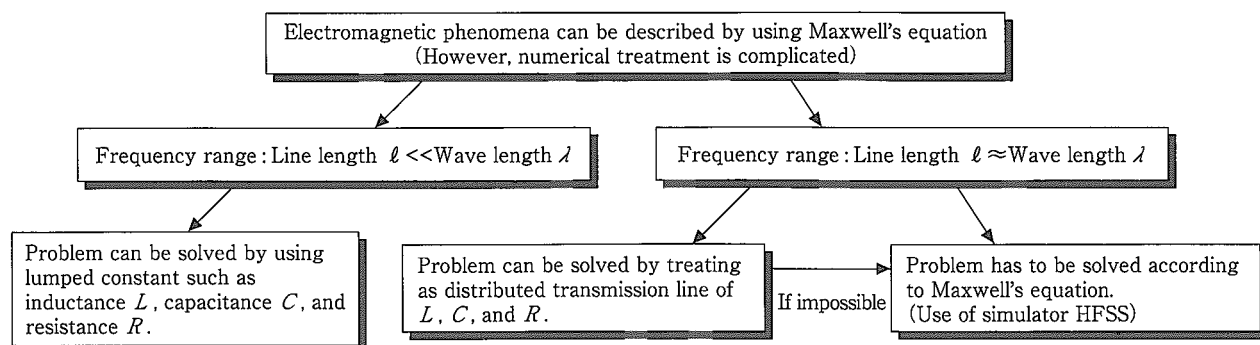
第2図 光通信の周波数動向  
Fig. 2 Operating frequency trend for light communication

### 3. パッケージの伝送特性設計の考え方

第3図にパッケージ電気設計の考え方を示す。電磁現象はマクスウェルの方程式に従う<sup>1)</sup>。しかし、その数式的な取り扱いが煩雑である。そこで、通常、線路長 $l$ に対し波長 $\lambda$ が十分に長い低周波領域では、第4図(a)に示すよ

うに、電圧、電流は線路上の位置によらず一定であるので、インダクタンス、キャパシタンス、レジスタンスといった集中定数を使用してパッケージ設計を行う。

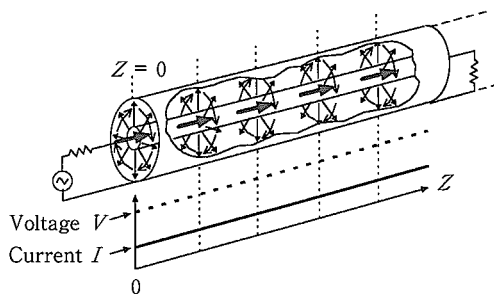
一方、周波数がギガヘルツ帯になると、外形が数ミリから数センチサイズのパッケージでも、線路長 $\approx$ 波長 $\lambda$ となる。このような状況下では、第4図(b)に示すように、パッケージ内線路上の位置によって、電圧、電流の位相が異なったり<sup>2)</sup>、電圧が一義的でなくなるといった低周波では遭遇しない事態が生じる。この場合、導体に沿って伝播する電磁波を扱うことが必要となり、マクスウェルの方程式を直接解き、電界 $E$ 、磁界 $H$ を求めることが必須となる。実際の設計では、シミュレーター HFSS を使用し、境界条件を与えて、パッケージの3次元モデルについてマクスウェルの方程式を解くことにより、電界 $E$ 、磁界 $H$ を決定する。そして、この電界 $E$ 、磁界 $H$ から、次に説明する、伝送特性を表すSパラメーターを求める。このSパラメーターが要求される規格を満たすように、構造、伝送線路パターンなどを設計する。この電磁界シミュレーション技術は、高周波パッケージ設計に不可欠である。



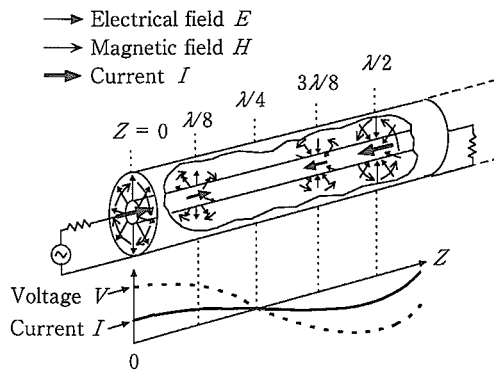
第3図 パッケージ電気設計の考え方  
Fig. 3 Technology selection flow for electrical design of package

Voltage  $V$  : Between outer conductor  
and inner conductor

Current  $I$  : Direction is the one that  $Z$  increases



(a) Low frequency (Line length  $\ll$  Wave length  $\lambda$ )  
In the low frequency range, phases of voltage  $V$  and current  $I$  do not change. (Independent on position of transmission line)



(b) High frequency (Line length  $\approx$  Wave length  $\lambda$ )  
In the high frequency range, phases of  $V$  and  $I$  change depending on position of transmission line.

第4図 同軸線路内の電界  $E$  と磁界  $H$ 、および電圧  $V$  と電流  $I$  の分布

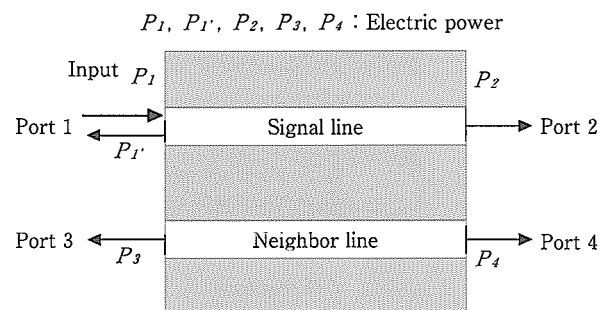
Fig. 4 Distribution of electrical field  $E$ , magnetic field  $H$ , voltage  $V$ , and electric current  $I$  in a coaxial transmission line

## 4. S パラメーターとその設計フロー

伝送特性には、挿入損失、反射損失、クロストークなどがあり、これらの大きさは S パラメーターで表される<sup>3)</sup>。第5図に示す2本の配線が並んでいる場合について、S パラメーターを説明する。ポート1からエネルギー(信号)  $P_1$  を入力した場合、線路上で信号の反射が生じ、入力エネルギーの一部  $P_{1'}$  がポート1へ戻る。また、入力エネルギーの一部  $P_2$  は線路を通過して、ポート2まで到達する。更に一部は、空間を伝わり、隣接線へ移る。この、エネルギーが周囲の配線へ移る現象をクロストークという。この隣接線へ移ったエネルギーの一部  $P_3$  は隣接線を通してポート3へ、また一部  $P_4$  はポート4へと到達する。線路を通過する信号の損失を少なくするには、通過  $S_{21}$  を1 (デシベル表示では0) に近づけ、また反射  $S_{11}$ 、クロストーク  $S_{31}$ 、 $S_{41}$  は小さくすることが必要である。

高周波パッケージの S パラメーターに対する基本的な

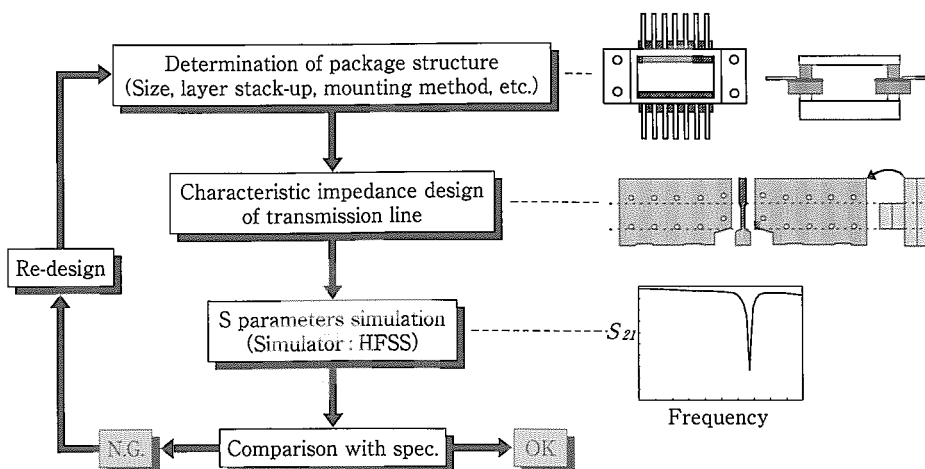
設計フローを第6図に示す。設計においては、まず、基本的なメカニカル寸法として、パッケージサイズ、厚み、ボードへの取り付け状況などを決定する。次に、2次元



$$\begin{aligned} S_{11} &= \sqrt{P_{1'}/P_1} \text{ (Reflection)} \\ S_{21} &= \sqrt{P_2/P_1} \text{ (Transmission)} \\ S_{31} &= \sqrt{P_3/P_1} \text{ (Near end cross talk)} \\ S_{41} &= \sqrt{P_4/P_1} \text{ (Far end cross talk)} \end{aligned}$$

第5図 S パラメーターの定義

Fig. 5 Definition of S parameters



第6図 高周波パッケージの S パラメーターに対する基本的な設計フロー

Fig. 6 Fundamental design flow for S parameters of high frequency use package

構造シミュレーターを用いて、線路構造として、パターン形状や、層構成を、線路の特性インピーダンスが所定の値(例えば50Ω)になるように設計する。そして、この設計について、HFSS を用いて S パラメーターを解析する。得た結果が仕様を満たしていなければ、はじめに戻って繰り返す。

## 5. 高周波パッケージの設計のポイント

これまで実施した多数の高周波用パッケージ設計を通じて得た設計における留意事項は次の4点である。

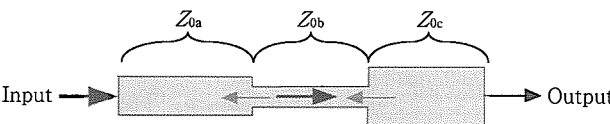
- (1) 特性インピーダンス不整合による反射
  - (2) クロストーク
  - (3) 浮遊線路の共振
  - (4) GND パターンの共振
- これらの問題点と解決法について述べる。

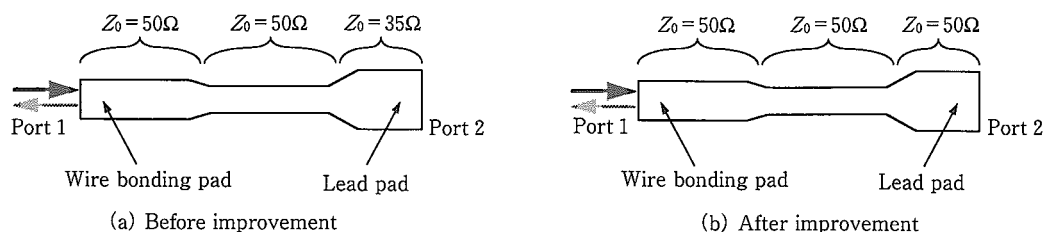
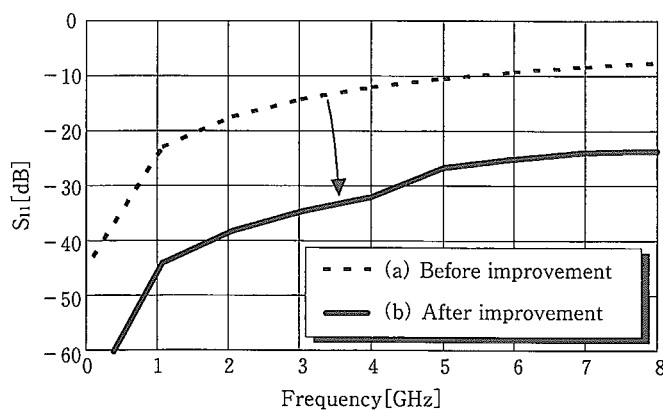
### 5-1 特性インピーダンス不整合による反射

高周波パッケージの設計問題として、第一に、特性インピーダンスの不整合による反射があげられる<sup>4)</sup>。これを第1表にまとめる。特性インピーダンスが線路の部分部分で異なると、そこで信号の反射が起こる。この反射により

第1表 特性インピーダンス不整合による反射

Table 1 Reflection originated from characteristic impedance mismatch

Contents	Countermeasures
<p>Reflection occurs if discontinuities of line impedance exist in the transmission line, resulting in increase of insertion loss.</p>  <p>Input → [Z<sub>0a</sub>] [Z<sub>0b</sub>] [Z<sub>0c</sub>] → Output</p> <p>Characteristic impedance <math>Z_0 = \sqrt{\frac{R+j2\pi fL}{G+j2\pi fC}} \xrightarrow{\text{High frequency}} \sqrt{\frac{L}{C}}</math></p> <p><math>L</math> : Inductance per length  <math>C</math> : Capacitance per length  <math>R</math> : Resistance per length  <math>G</math> : Conductance per length  <math>f</math> : Frequency</p>	<p>● Matching of characteristic impedance  (Loss less transmission line)  <math>Z_{0a} = Z_{0b} = Z_{0c}</math>  <math>= 50\Omega</math></p>



第7図 特性インピーダンス不整合による反射の改善例

Fig. 7 Example of design : Impedance mismatch

入力側に戻った分だけ、出力信号のレベルが低下する。これを防ぐためには、線路の部分部分の特性インピーダンスを、例えば $50\Omega$ のように、どの部分をとっても一定になるようにすることが必要である。

第7図に、特性インピーダンスの不整合による反射を改善した例を示す。図に示すように、線路全体にわたり特性インピーダンスを $50\Omega$ に設計することにより、反射は大幅に改善される。

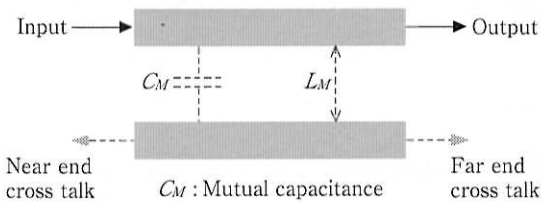
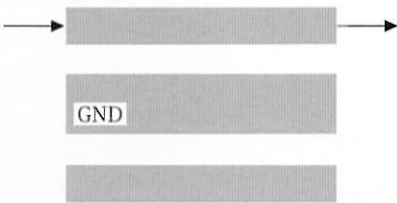
## 5-2 クロストーク

クロストークとは、配線に信号を通すと、容量結合(電界結合)や、誘導結合(磁界結合)により、信号のエネルギーが、配線のない空間を通じて周囲の配線に漏れる現象

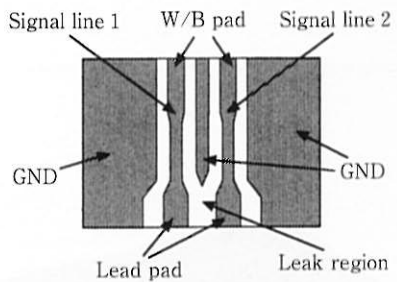
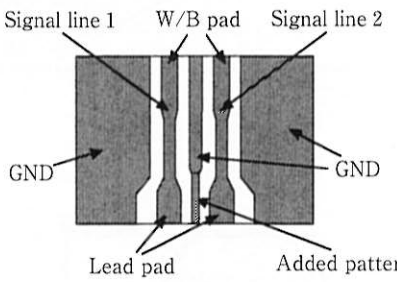
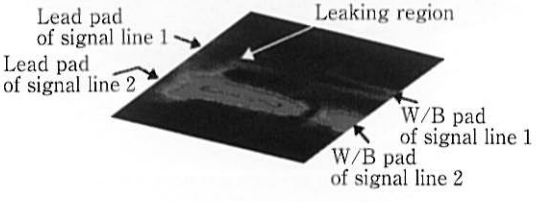
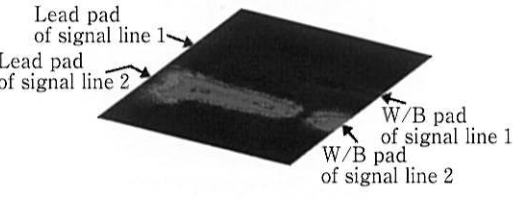
である<sup>5)</sup>。クロストークの低減法を第2表に示す。この解決法は、周囲の配線をできる限り遠ざけ、更に、周囲の配線と高速信号配線の間に接地パターンを配置してシールドすることである。

第3表に、クロストークの低減例を示す。改善前の設計では、2つの並列した信号線間にある接地パターンの一部が欠けていたため、そこからエネルギーが漏れていた。そこで、この接地パターンの欠けた箇所に接地パターンを配置し、エネルギーの漏れを抑えた。なお、この電界強度分布は、HFSSによって計算したものである。このように、電界や磁界の強度分布をHFSSで調査することにより、高周波での電気特性を視覚的にとらえることが可能である。

第2表 クロストークの低減法  
Table 2 Reduction of cross talk

Contents	Countermeasures
<p>Cross talk is a result of mutual capacitances and inductances between neighboring lines.</p>  <p>Input → Output</p> <p>CM: Mutual capacitance LM: Mutual inductance</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Lines should be kept away each other as much as possible.</li> <li>● Lines should be electrically isolated by GND pattern laid between lines.</li> </ul>  <p>GND</p>

第3表 クロストークの低減例  
Table 3 Example of cross talk reduction

	Before improvement	After improvement
Signal pattern	 <p>Signal line 1 W/B pad Signal line 2</p> <p>GND</p> <p>Lead pad Leak region</p>	 <p>Signal line 1 W/B pad Signal line 2</p> <p>GND</p> <p>Lead pad Added pattern</p>
Distribution of electrical field intensity  Frequency 17.5GHz	 <p>Lead pad of signal line 1 Lead pad of signal line 2 Leaking region W/B pad of signal line 1 W/B pad of signal line 2</p> <p>Electromagnetic energy leak occurs at the region between two lead pads of signal line.</p>	 <p>Lead pad of signal line 1 Lead pad of signal line 2 W/B pad of signal line 1 W/B pad of signal line 2</p> <p>Energy leak is reduced by adding a pattern to the gap between two pads.</p>

### 5-3 浮遊線路の共振

浮遊線路の共振を第4表に示す。信号線の周囲に浮遊線路があると、 $\lambda/2$ および $\lambda/4$ 長( $\lambda$ :電磁波の波長)の共振器となり、 $f = C/\lambda$ ( $C$ :光速)の周波数で共振する<sup>6)</sup>。このとき、配線を通過する信号のエネルギーは、共振する浮遊線路に奪われてしまう。解決法として考えられるのは、以下の3通りである。

- (1) 浮遊線路を削除する。
- (2) 浮遊線路を短くし、共振周波数を使用周波数帯域から高周波側へシフトさせる。
- (3) 接地パターンを信号線周囲に設置してシールドし、浮遊線路へのエネルギーの侵入(クロストーク)を防いで共振の発生を抑える。

例として、第8図に共振している浮遊線路を電界強度分布で示す。改善前の設計では、配線Aに信号を通した

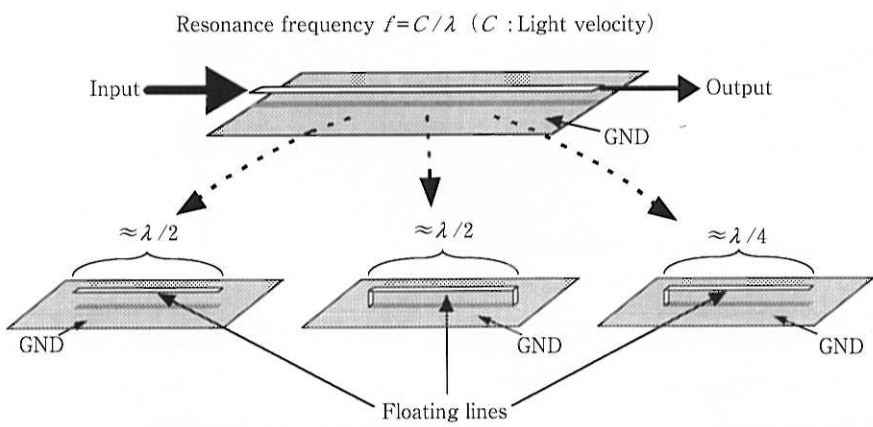
時1.7GHzで信号が通りにくいという問題があった。この原因は、図に示すような配線Bの共振であった。

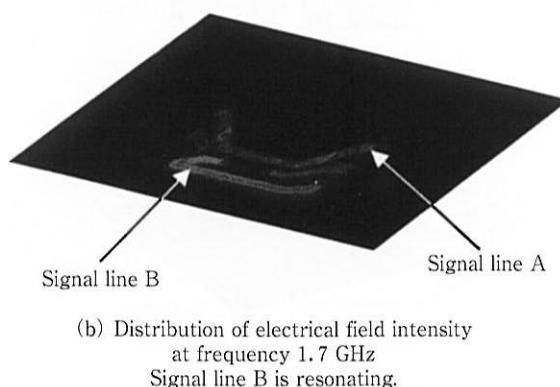
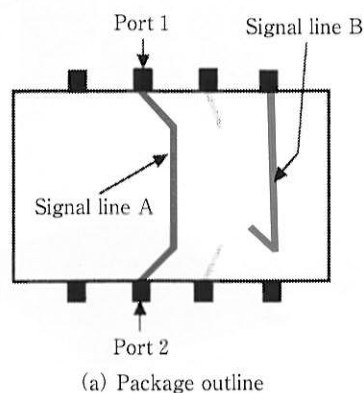
### 5-4 GNDパターンの共振

接地パターンの共振を第5表にまとめる。セラミックパッケージでは、第9図に示すように積層構造をとっている。高周波用では、接地線を強化するために、各層に接地パターンを配置し、層間の接地パターンは互いにビアで接続する。しかし、ビアによる層間の接地パターンの接続が不十分であると、接地パターンそのものが、 $\lambda/2$ (ビアピッチ)や $\lambda/4$ (GNDパターンの端からビアまでの距離)に相当する周波数で共振する。

この解決法は、ビアピッチとGNDパターンの端からビアまでの距離を短くして、共振周波数を使用周波数帯域から高周波側へシフトさせることである。

第4表 浮遊線路の共振  
Table 4 Resonance of floating line

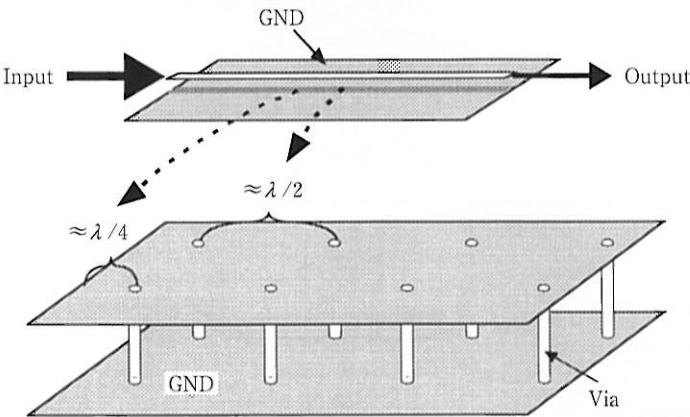
Contents	Countermeasures
<p>If floating lines or lines incompletely connected exist in PKG, they have possibilities of becoming resonators with <math>\lambda/2</math> or <math>\lambda/4</math>, resulting in resonance.</p> <p>Resonance frequency <math>f = C/\lambda</math> (<math>C</math>: Light velocity)</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Floating lines or lines incompletely connected should be eliminated, resulting in no resonance.</li> <li>● If floating lines or lines incompletely connected are inevitable, resonance frequency should be shifted by shortening their length to higher frequency range than the use range.</li> <li>● GND pattern should be laid around the floating lines to shield them, resulting in prevention of energy penetration (Cross talk).</li> </ul>

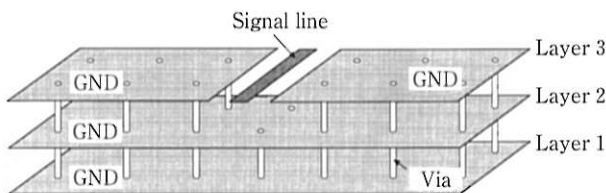


第8図 共振している浮遊線路の例  
Fig. 8 Example of resonating floating line

第5表 接地パターンの共振

Table 5 Resonance of GND pattern

Contents	Countermeasures
<p>In GND plane, resonators are formed between vias (Via pitch is around <math>\lambda/2</math>), and between outer edge and via (Distance is around <math>\lambda/4</math>), resulting in resonance.</p> <p>Resonance frequency <math>f = C/\lambda</math> (<math>C</math>: Light velocity)</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Resonance frequency should be shifted to higher frequency range than the utilization range by decreasing via pitch or distance between edge of GND plane and vias.</li> </ul>


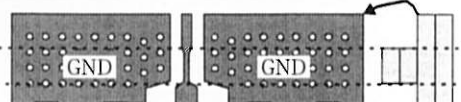
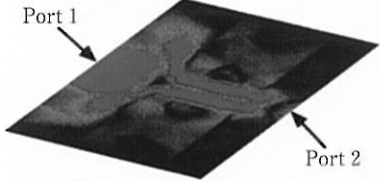
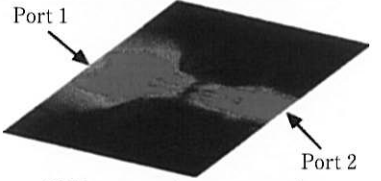
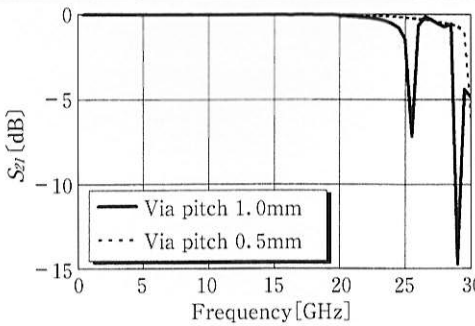
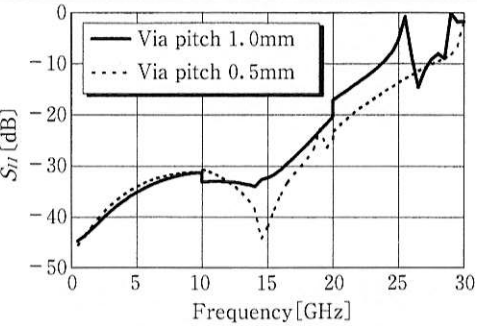


第9図 積層構造をとるパッケージの内部パターン  
Fig. 9 Internal pattern of laminated package

第6表に、光モジュール用パッケージでの接地パターンの共振を改善した事例を示す。改善前の設計では、ビアピッチが1mmの場合、25.5GHzで信号線周囲の接地パターンが共振し、信号が十分に通過しないという問題が生じた。この問題は、ビアピッチを従来の半分の0.5mmにし、接地パターンの共振周波数を、使用上帯域外の30GHz以上へとシフトすることにより解決した。

第6表 接地パターン共振の改善例

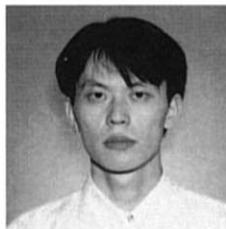
Table 6 Improvement example for resonating GND pattern

	Before improvement : Via pitch 1.0mm	After improvement : Via pitch 0.5mm
W/B layer pattern		
Distribution of electrical field intensity	 Port 1 Port 2 GND pattern is resonating.	 Port 1 Port 2 GND pattern is not resonating.
Frequency 25.5GHz		
Results of S parameters simulation	 — Via pitch 1.0mm ... Via pitch 0.5mm Frequency [GHz] Transmission $S_{21}$	 — Via pitch 1.0mm ... Via pitch 0.5mm Frequency [GHz] Reflection $S_{11}$



## 6. まとめ

ギガヘルツ帯域の信号を伝送するパッケージの設計には、電磁界解析が不可欠である。住友金属エレクトロデバイスでは、近年増大しつつある高周波用パッケージに対処するため、電磁界解析に基づく設計技術を住友金属未来技術研究所と共同で開発し、20GHz までの設計に目処を得ている。本報では、その考え方を示すとともに、パッケージ設計上の問題点と解決法の一端を紹介した。



久保 昇/Noboru Kubo

住友金属エレクトロデバイス  
設計部 シミュレーション解析室  
(問合せ先：08375(4)0222)

## 参考文献

- 1) 砂川重信, 理論電磁気学, (1973), p.168, 紀伊國屋書店
- 2) 小西良弘, 実用マイクロ波回路設計ガイド, (1996), p.25, 総合電子出版社
- 3) 中島将光, マイクロ波工学, (1975), p.101, 森北出版
- 4) 同上, p.13
- 5) 高木治夫: クロストークの研究, トランジスタ技術 SPECIAL, No.22, p.84
- 6) 小西良弘, 実用マイクロ波回路設計ガイド, (1996), p.112, 総合電子出版社