多層プリント配線板に形成された伝送線路の伝搬定数を高精度で測定する方法

成田 薫*, Taras KUSHTA*, 佐伯 貴範**, 遠矢 弘和*

An Accurate Method for Measuring Propagation Constant of Transmission Lines Embedded in Multilayer Printed Circuit Boards

Kaoru NARITA*, Taras KUSHTA*, Takanori SAEKI** and Hirokazu TOHYA*

* 日本電気株式会社生産技術研究所 (〒229-1198 神奈川県相模原市下九沢 1120)

** NEC エレクトロニクス株式会社第一カスタム LSI 事業部 (〒211-8668 神奈川県川崎市中原区下沼部 1753)

* Jisso and Production Technologies Research Laboratories, NEC Corporation (1120 Shimokuzawa, Sagami-hara-shi, Kanagawa 229-1198)

** 1st Custom LSI Division, NEC Electronics Corporation (1753 Shimonumabe, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8668)

概要 不要結合を最小にするビア構造と、誤差除去方法の改善により、多層プリント配線板に形成された数種類の伝送線路の伝搬定数を実験的に精度よく決定した。また、決定された伝播定数から、伝搬する信号の損失と群速度を抽出し、その周波数依存性を明らかにした。抽出値を TEM 近似理論値と比較したところ、14 GHz までの周波数において良好な精度で一致することが確かめられた。

Abstract

We have experimentally defined the propagation constants of several kinds of transmission lines on multilayer printed circuit boards using an improved error removal scheme and via hole structures that minimize coupling. We have also clarified the frequency dependency of the loss and the velocity of the signal propagation in the structures. The accuracy of the determined values was confirmed at a maximum frequency of 14 GHz by comparing them with the theoretical values derived from the TEM approximation.

Key Words: Transmission Line, Propagation Constant, Multilayer Printed Circuit Board, Through-hole, Via-hole, Calibration

1. 緒 論

プリント配線板上でデジタルデータを高速に伝送する技術要求が高まっている。現在、通信機器用のシリアライザ・デシリアライザ (SerDes) LSI で用いられる高速インタフェースでは、1 チャンネルあたり 1 秒間に 10 G ビット (10 Gbit/s) 以上のデータレートで伝送する要求がある¹⁾。この様な、いわゆる高速バックプレーン伝送技術においては、ボード上に形成する伝送線路の特性評価が重要となる。伝送線路パラメータの精度が、インタフェース回路設計に必要な回路シミュレーションの精度を決定するからである。特性のなかでも伝搬定数は、伝搬する信号の損失と遅延に関係しているため重要なパラメータである。また、伝搬定数は周波数依存性が大きいので、高調波を含むデジタル信号伝送の場合、広い周波数領域でこれを明らかにする必要がある。実設計上、使用されるクロックの基本周波数から、その 3 倍以上の周波数領域までは明確にしたい。例えば 10 Gbit/s のデータレートを実現する場合、使用されるク

ロックの基本周波数は 2.5～5 GHz であるから、15 GHz 以上において高精度のパラメータを得ることが期待されている。伝搬定数の周波数依存性は、伝送線路の構造や材料の物性に起因するため複雑で、理論的に精度よく決定することは一般的には難しい。ゆえに測定による決定が強く求められるわけであるが、高周波測定においては被測定物に付随する不連続や不要結合によって常に誤差が伴うため、たとえ測定器自体が高精度で校正されていても目的のパラメータが高精度で測定できるとは限らない。特に伝送線路が多層プリント配線板層内に形成されたストリップライン構造である場合、コネクタや他層の配線との接続にビアホール接続が用いられることが問題である。ビアや、ビアストリップライン系の高周波特性は複雑で^{2),3)}、それ自体が誤差を含む。さらにビアは通常の伝送線路に比べ漏れ損失 (リーク) が大きいので、ビア間や他の部品との間で干渉を起こし、不要結合による複雑な誤差を形成する。本稿では、不要結合を最小にするビア構造と、長さの異なる 2 線路を用いて誤差を除去し、多層プリント配線板上に形成さ

れたストリップラインやマイクロストリップラインの伝搬定数を高精度で抽出した結果を報告するものである⁴⁾。

2. 2線路測定による誤差キャンセルの方法

理想的な伝送線路は、線路長 L 、伝搬定数（複素数） γ 、および特性インピーダンス（複素数） Z によって決定され、そのABCD行列 $T(L)$ は次式で表される。

$$T(L) = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh \gamma L & Z \sinh \gamma L \\ Z^{-1} \sinh \gamma L & \cosh \gamma L \end{pmatrix} \quad (1)$$

前述のように測定値は誤差を含んでいるが、不要結合による複雑な誤差が無視できる測定系では、測定されるマトリクスは $M = E_L T(L) E_R$ のように書ける (Fig. 1)。ここで E_L と E_R は、それぞれ、伝送線路の左端、右端に付随する誤差をABCD行列で表示したもの、つまり誤差マトリクスである。誤差マトリクス (E_L と E_R) を求める方法、すなわち校正の方法は多数報告されているが、ここでは、長さの異なる2線路を用い誤差を除去する方法をとる⁵⁾。今、各々の長さが L_A 、 L_B である2線路AとBがあって、それぞれの誤差マトリクス E_L と E_R が同じであるとすると、各々の測定マトリクスは、 $M_A = E_L T(L_A) E_R$ 、 $M_B = E_L T(L_B) E_R$ と書ける。行列式(1)の性質から、 $\cosh \gamma(L_B - L_A)$ を因数とし、陽に E_L と E_R と Z が現れない次式が成立する。

$$\cosh \gamma(L_B - L_A)(XY^{-1} - YX^{-1}) = (YX^{-1} + XY^{-1}) \quad (2)$$

ここで $X = M_B + M_A$ 、 $Y = M_B - M_A$ とおいた。

高周波測定では、ABCD行列よりもSパラメータ行列による表示が一般的であるので、以下のよく知られた変換式⁶⁾を使用する。

$$A = (1 + S_{11} - S_{22} - \Delta S) / (2S_{21}) \quad (3)$$

$$B = (1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S) Z_0 / (2S_{21})$$

$$C = (1 - S_{11} - S_{22} + \Delta S) / (2S_{21} Z_0)$$

$$D = (1 - S_{11} + S_{22} - \Delta S) / (2S_{21})$$

ここで、 $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$ 、 Z_0 は基準となるインピーダンスで、通常は測定系のインピーダンスに等しい。この関係により式(2)をSパラメータによる表示に変換すると、行列成分は次式を満たすべきことがわかる。

$$\cosh \gamma(L_B - L_A) = \frac{S_{A11}S_{B22} + S_{A22}S_{B11} - \Delta S_A - \Delta S_B}{S_{A21}S_{B12} + S_{B21}S_{A12}} \quad (4)$$

ここで S_{Aij} と S_{Bij} ($i, j=1, 2$)は、各々線路AとBのSパラメータ測定値であり、 $\Delta S_A = S_{A11}S_{A22} - S_{A21}S_{A12}$ 、 $\Delta S_B = S_{B11}S_{B22} - S_{B21}S_{B12}$ とおいた。右辺は Z や Z_0 に依存せず、Sパラメータ（複素数）の測定値のみによって得られる値であり、 $L_B - L_A$ は既知であるから、逆関数を求めることにより γ が決定できる。この表式は筆者らが新たに導出したもので、文献⁵⁾に記載されている2線路による校正式を改良した形となっている。

γ とその周波数依存性が決定されると、伝送線路を伝搬

Fig. 1 Transmission line structure on a multilayer printed circuit board and associated error matrices

する波は、 $\sum_{\omega} (\psi_{\omega}^{+} e^{+\gamma(\omega)x} + \psi_{\omega}^{-} e^{-\gamma(\omega)x}) e^{j\omega t}$ の形式の重ね合わせで表される。ここで、 $\omega (=2\pi f)$ は角周波数で、 $\psi_{\omega}^{\pm}$ は、各 ω に対応した成分、つまりフーリエ係数である。伝搬定数を実数部分と虚数部分に分け、 $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$ と書くと、実数部分 $\alpha(\omega)$ は減衰定数で、伝搬距離を L とすると挿入損失 (Insertion Loss) は下式で表せる。

$$\text{Insertion Loss} = \exp[-\alpha(\omega) \cdot L] \quad (5)$$

式(1)と式(3)から、もし測定系のインピーダンス Z_0 と伝送線路の特性インピーダンス Z が等しく整合している場合には、上式のInsertion Lossと $|S_{21}|$ の値は等しくなる。

また、虚数部分 $\beta(\omega)$ は位相定数で信号の群速度 $v_g(\omega)$ と下式の関係がある。

$$v_g(\omega) = \left[\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \right]^{-1} \quad (6)$$

3. 不要結合を最小にするビア構造

多層プリント配線板層内に形成されたストリップラインから信号を取り出し、他の層に存在する配線やコネクタに接続する方法の1つとして、貫通ビア構造がある。貫通ビア構造は、多層プリント配線板層内に伝送線路を形成した後、ドリルで開孔し、孔内を導体でめっきすることで垂直方向の配線を形成する方法であり、低コストで形成できる構造のため一般的によく用いられている。しかし、貫通ビアは、通常の伝送線路に比べその高周波特性が非常に悪い。その主な原因としてビアスタブの影響と漏れ損失があげられる。ビアスタブは、ビアと伝送線路との接続部に形成される余分なオープン配線であり、その余剰な容量成分とインダクタンス成分によって決定される周波数において共振が生じ、その周波数における損失や反射が増大してしまう³⁾。しかし、前述の2線路による誤差キャンセルの方法によってこの影響による誤差は取り除くことができる

Fig. 2 Top view and cross section of shielded via hole structure for minimizing the coupling errors

えに、ブラインドビア構造、マイクロビア構造といった、スタブの生じないビア形成プロセスを使用することによって特性を改善することもできる。問題が大きいのは漏れ損失の方である。単独のビアは漏れ損失が多く、特に1GHz以上の周波数では、漏れ損失が原因で他のビアと結合したり、複数のGNDプレートによって形成される共振系と相互作用し、その高周波特性が著しく振動する⁷⁾。前述の2線路による誤差キャンセルの方法では、これらの複雑な結合の誤差マトリクスを除去することはできないので、通常の貫通ビアを使用した場合、抽出した値の精度は期待できない。

そこでわれわれは、貫通ビアの高周波特性、特に漏れ損失を改善するため、信号ビアの周囲に、GNDプレーンに接続されたGNDビアを設け、シールド構造を形成した(Fig. 2)。これにより、漏れ損失や他の部品との干渉が少なく、高周波特性が良好な垂直方向の導波路が形成できる。改善効果確認のため、本ビアとストリップラインまたはマイクロストリップラインからなる構造の周波数特性を、finite-difference-time-domain (FDTD)法による3次元電磁界シミュレーションにより解析した。解析においては、Fig. 2に示すように、(マイクロ)ストリップライン端をポート1とし、SMAコネクタの中心導体端をポート2とした。ポート1からパルスを入射し、ポート1への反射波やポート2への透過波を計算することで、20GHzまでの周波数領域でSパラメータを得た。なお、この解析では、材料による信号の

Fig. 3 FDTD simulation results of stripline-via and micro stripline-via transition

損失はないものとし、材料の比誘電率を4.2とした。Fig. 3は、解析の結果得られたSパラメータの値から、漏れ損失の割合を、 $Leakage\ Loss = P_{leak}/P_{in} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ で定義し、この値をデシベル表示したものである。例えば、15GHz付近で、シールドなし通常ビアを用いた場合、マイクロストリップライン—ビア系では-2dB (63%)の漏れ損失が認められるのに対し、シールドビア構造を用いることにより、これが-23dB (0.5%)に抑えられていることがわかる。シールドビアの高周波特性は、Fig. 2中のディメンション D_{coax} 、 D_{rod} 、 D_{cle} 等に変化するが、今回使用した値は、 $D_{coax}=4.0\text{mm}$ 、 $D_{rod}=0.7\text{mm}$ 、 $D_{cle}=3.0\text{mm}$ である。また、シールドに使用したGNDビア径 D_{gr} として0.3mmの値を用

Fig. 4 Cross sections of the measured transmission lines

いた。

4. 実験

評価した伝送線路は、5層プリント配線板中に形成された単線、およびペア線のストリップラインとマイクロストリップラインである (Fig. 4)。各々の伝送線路の特性インピーダンスは、単線の場合、約 $50\ \Omega$ に、ペア線の場合は差動インピーダンスが約 $100\ \Omega$ になるように設計した。材料は、導体には銅、誘電体にはFR-4材とPPE材の2種類を用いた。伝送線路の両端には、前述のシールドビアによる垂直方向導波路を形成し、コネクタと接続した。コネクタにはsub-miniature-type-A (SMA) コネクタを使用し、信号ビア孔にその中心導体を挿入する形態で、はんだ接続した。基本的には、ビアスタブの影響はキャンセルできるはずであるが、その影響を極力抑えるため、Fig. 2に示すように、伝送線路がストリップラインである場合、SMAコネクタは表面に実装し、マイクロストリップラインである場合には裏面に実装することによってビアスタブ長を最小とした。

それぞれの構造について、Sパラメータの実数および虚数部分 (振幅および位相) をベクトルネットワークアナライザにて測定した (Agilent Technology 社 8720ES+N4418A, HP8753D 使用)。単線の測定は2ポート測定を行った。ペア線の測定は4ポート測定を行い、差動モードの2ポートSパラメータ S_{ddij} ($i, j=1, 2$) に変換した⁸⁾。測定周波数範囲は30 kHzから20 GHzまでとした。被測定物のSMAコネクタと測定器との接続には $50\ \Omega$ の同軸ケーブルを用い、ケーブル端において通常のフル2ポートあるいは4ポート校正を行った。

5. 結果

Sパラメータの測定値から式(4)を用いることにより γ を抽出し、 γ の実数部分と挿入損失との関係式(5)から補正された挿入損失を求めた。Fig. 5は、例として、マイクロストリップ (ペア) 線路の $|S_{21}|$ の測定値を、誤差除去後の

Fig. 5 Measured and extracted (error removed) insertion loss of the coupled microstrip line of 10 cm on the FR4 based PCB

Fig. 6 Extracted insertion loss of the coupled strip and microstrip line on the FR4 and PPE-based substrate

挿入損失値と共に示している。誤差は前述のように、長さの異なる2線路 (L_A, L_B) を用いて除去したが、図中には2通りの組み合わせ (10 cm, 25 cm), (10 cm, 35 cm) による補正結果を示している。2通りの補正済データは両者よく一致し、15 GHzまで滑らかな線形依存性 (デシベル表示) を示している。一方、補正前の測定値は、これらよりも誤差分だけ大きい挿入損失を示し、2 GHz程度の低い周波数から振動が認められる。この振動は、伝送線路と測定系の特性インピーダンスのミスマッチングや、誤差マトリクスによるものと考えられる。挿入損失の線形依存性は今回実験に用いた構造 (ストリップ線路、マイクロストリップ線路) や誘電体材料 (FR-4, PPE) によらずすべてに認められた (Fig. 6)。

Fig. 7は抽出した γ の虚数部分、すなわち位相定数と、関係式(6)から信号の群速度 v_g を求めた結果を示している。図の横軸は対数でとってあることに注意すると、 v_g は1 GHz以下の低周波数領域で急な増加傾向にあることがわかる。また、数十 MHz以下の領域では、数値の変動が大きくなっており、われわれの方法によっても、誤差が相対的に増大

Fig. 7 Determined group velocity of the signal in the single-ended strip and microstrip lines embedded in the FR4 and PPE-based substrate

Fig. 8 Comparison between shielded via and conventional via performance for extracted insertion losses

している。数十MHz以下の低周波数領域では、測定している伝送線路の長さに対して、波長が十分長くなり、その結果、位相の相対測定誤差が増加することが原因と考えられる。例えば、現在使用している2線路の長さの差は15cm程度であるが、この長さを30MHzの波が伝送する場合、線路中の位相角は1.2degree程度となる。使用したベクトルネットワークアナライザの S_{21} の位相の確度は、8-20GHzの周波数範囲で0.8degreeであるから、上記の位相差と同程度となる。つまり、30MHz以下で見られる数値の変動は、位相の測定誤差に起因すると考えられる。この点については、今後、改善、検討の余地はあるが、現在興味ある1GHz以上の高周波数領域では、われわれの誤差除去方法により良好な精度でデータが得られている。

シールドビアの効果を確認するため、シールドなしの通常ビアを使用した構造も作成し、同様に伝搬定数の抽出を行った。Fig. 8とFig. 9は、それぞれ単線のストリップラインの挿入損失と群速度を抽出した結果であるが、通常ビアの場合とシールドビアの場合との比較を示している。通常ビアの場合の抽出値には、不要結合による誤差が原因と思

Fig. 9 Comparison between shielded via and conventional via performance for extracted group velocity

われる大きな振動が認められる。

6. 解析

抽出された伝搬定数の確度を確認するため、挿入損失の抽出値と理論値の比較を行った。理論計算には、プリント配線板材料の誘電率の実数部分と虚数部分($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$)、つまり比誘電率 ϵ'_r ($\equiv \epsilon'/\epsilon_0$)と誘電正接 ϵ''/ϵ' ($\equiv \tan \delta$)の値と、その周波数依存性が必要となる。これらの値は、通常材料メーカーから提供されるものであるが、以下に示す方法によって、抽出された伝搬定数から得ることもできる。

伝送線路中を伝搬する波がTEMモードであると仮定すると、伝搬定数の実数部分 α と虚数部分 β は媒体の誘電率 ϵ ($= \epsilon' - j\epsilon''$)と下記の関係を満たす⁹⁾。

$$\alpha = \omega \sqrt{\left(\frac{\mu\epsilon'}{2}\right) \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1 \right]} \quad (7)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\left(\frac{\mu\epsilon'}{2}\right) \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} + 1 \right]}$$

逆に上式を用い、抽出された伝搬定数 $\gamma = \alpha + j\beta$ から ϵ' と ϵ''/ϵ' が決定できる。Fig. 10は、単線のストリップラインのデータから伝搬定数を抽出し、式(7)を用いてFR-4材とPPE材の比誘電率 ϵ'_r を決定した結果である。1GHz以下の低周波数領域で急な変化が認められるが、おおむね $v_g \approx c/\sqrt{\epsilon'_r}$ の関係で前に抽出した群速度 v_g (Fig. 7)と対応している。

式(7)から得られた ϵ''/ϵ' は誘電体の $\tan \delta$ の値ではなく、導体による損失 $\tan \delta_c$ も含んだトータルの損失 $\tan \delta_{total}$ であると考えられる。ストリップラインの場合、トータルの損失が誘電体による損失と導体による損失のみである、つまり、下記の関係を満たすと仮定する。

Fig. 10 Determined real part of relative permittivity

$$\alpha = \alpha_{\text{dielectric}} + \alpha_{\text{conductor}} \quad (8)$$

$$= \frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r'} (\tan \delta + \tan \delta_c)$$

$$= \frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r'} \tan \delta_{\text{total}}$$

H. Wheeler¹⁰⁾の incremental inductance rule によると、導体による損失は、表皮深さ $\delta = \sqrt{1/\pi f \mu \sigma}$ により表される (ここで σ は導電率、 μ は透磁率)。導体の厚さを t として、 $\delta \ll t$ が成立する場合、導体損はゼロ次近似において次式で表される。

$$\tan \delta_c = 1 - \frac{Z(\epsilon=1, w, h, t)}{Z(\epsilon=1, w-\delta, h+\delta, t-\delta)} \quad (9)$$

ここで、 h, w, t はストリップラインのディメンションである (Fig. 4 参照)。 Z は特性インピーダンスで、導体が GND プレーン間の中心に位置するストリップラインでは、次式で表される¹¹⁾。

$$Z = \frac{30}{\sqrt{\epsilon}} \ln \left[1 + \frac{4(h-t)}{\pi w'} \left(\frac{8(h-t)}{\pi w'} + \sqrt{\left(\frac{8(h-t)}{\pi w'} \right)^2 + 6.27} \right) \right] \quad (10)$$

$$w' = w + \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{e}{\sqrt{\left(\frac{1}{2(h-t)/t+1} \right)^2 + \left(\frac{1/4\pi}{w/t+1.1} \right)^m}} \right)$$

$$m = \frac{6}{3 + \frac{2t}{h-t}}$$

式(9)と式(10)から $\tan \delta_c$ を計算し、 $\tan \delta_{\text{total}}$ から差し引くことにより、誘電体の損失 $\tan \delta$ を決定した。Fig. 11 は、FR-4 材と PPE 材の誘電正接をこのようにして求めた結果を示している。

決定された誘電率の実数部分と虚数部分、つまり、比誘

Fig. 11 Determined loss tangent of the dielectric materials

Fig. 12 Comparison between the experimental (error removed) data and the theory of the insertion loss of the 10 cm single-ended strip line

電率と誘電正接 (Fig. 10 および Fig. 11) は、材料メーカーが提供する値と大きくは矛盾しない。例えば、5 GHz において、われわれが得た値は、FR4 ($\epsilon_r'=4.1$, $\tan \delta=0.022$), PPE ($\epsilon_r'=3.6$, $\tan \delta=0.01$) となっているが、材料メーカーが提供するカタログ値は、FR4 ($\epsilon_r'=4.2$, $\tan \delta=0.025$), PPE ($\epsilon_r'=3.4$, $\tan \delta=0.008$) である。また、2 GHz 以上の周波数領域では、変化量が相対的に小さくなっているため、理論計算するにあたり、われわれの必要な周波数領域 (2.5~15 GHz) においては、近似的に周波数依存性がないものとした。基板材料の誘電率として、5 GHz における ϵ' と $\tan \delta$ の値を使用し、式(8), (9), (10) によって計算したストリップラインの挿入損失を、測定値からの抽出値と共に Fig. 12 に示す。理論値と抽出値は 14 GHz までの広い周波数領域において、非常によく一致していることがわかる。

7. まとめ

プリント配線板上でデジタルデータを高速伝送する要求が高まる中、回路設計上、伝送媒体のパラメータとその周波数依存性を精度良く決定する方法が必要となってきた。今回われわれは、10 Gbit/s のデータレートを実現する

のに必要な周波数領域(～15GHz)で、多層プリント配線板に形成された伝送線路の伝搬定数を高精度で得るため、測定の改善方法を提案した。

多層プリント配線板層内に形成された伝送線路パラメータを、1GHz以上の周波数領域で精度良く決定するには、接続配線(ビア)による誤差を除去する方法が必要となる。この誤差を除去する方法として、次の2点に関しての提案を行った。1つは貫通ビアの構造を改良しシールド型とすることで、不要結合による誤差を通常のビア構造に比べて無視できる程度に低減したこと。2つ目は、長さの異なる2線路により誤差マトリクスを除去する数学的方法を改良したことである。これらの方法を用いて、多層プリント配線板に形成されたストリップラインとマイクロストリップラインの伝搬定数を抽出し、伝搬する信号の損失と群速度の周波数依存性を明らかにした。抽出された挿入損失は周波数領域でおおむね線形依存性を示し(デシベル表示)、14GHzまでの周波数において理論値と非常に良好な精度で一致した。

謝 辞

本研究をご支持いただきました当研究所の嶋田勇三所長に深謝いたします。(2003.9.19-受理)

文 献

- 1) K. Tanaka, M. Fukaishi, M. Takeuchi, N. Yoshida, K. Minami, K. Yamaguchi, H. Uchida, Y. Morishita, T. Sakamoto, M. Soda, M. Kurisu and T. Saeki: "A 100 Gb/s Transceiver with GND-VDD Common-Mode Receiver and Flexible Multi-Channel Aligner", ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 264–265, Feb., 2002
- 2) T. Kushta, K. Narita, Y. Kinoshita, H. Tohya, T. Saeki, T. Kaneko, H. Kamiya and K. Kitao: "Characterization of via structures in multilayer printed circuit boards", Proceeding of the General Assembly of URSI symposium, AD.O.7, 2002
- 3) T. Kushta, K. Narita, T. Kaneko, T. Saeki and H. Tohya: "Resonance Stub Effect in a Transition From a Through Via Hole to a Stripline in Multilayer PCBs", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. **13**, No. 5, pp. 169–171, 2003
- 4) K. Narita, T. Kushta, T. Saeki and H. Tohya: "Extracting Propagation Constants for High-Speed Digital Data Transmission on Printed Circuit Boards", Proceedings of International Conference on Electronics Packaging, pp. 276–281, April, 2003
- 5) K. J. Silvonon: "Calibration of Test Fixtures Using at Least Two Standards", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. **39**, No. 4, pp. 624–630, 1991
- 6) K. C. Gupta, R. Garg and R. Chadha: "Computer-Aided Design of Microwave Circuits", Artech House, Inc., p. 34, 1981
- 7) T. Kushta, K. Narita and H. Tohya: "Effect of Ground Vias on Performance of Interconnections Embedded in Multilayer PCBs", Proceedings of International Conference on Electronics Packaging, pp. 503–508, April, 2003
- 8) D. E. Bockelman and W. R. Eisenstadt: "Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. **43**, No. 7, pp. 1530–1539, 1995
- 9) S. Ramo, J. R. Whinnery and T. Van Duzer: "Fields and Waves in Communication Electronics (Second Edition)", John Wiley & Sons, p. 280, 1984
- 10) H. A. Wheeler: "Transmission-Line Properties of a Strip Line Between Parallel Planes", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. **MTT-26**, No. 11, pp. 866–876, 1978
- 11) B. C. Wadell: "Transmission Line Design Handbook", Artech House Publishers, p. 126, 1991