

6ポート回路網を用いた回路基板近傍の複素電磁界測定法

高津 敏宏^{†a)} 村野 公俊^{††} 上 芳夫[†] 肖 鳳超[†]A Measurement Method of Complex Near Electromagnetic Field on PCBs
by Using 6-Port TechniqueToshihiro TAKATSU^{†a)}, Kimitoshi MURANO^{††}, Yoshio KAMI[†], and Fengchao XIAO[†]

あらまし 回路基板 (PCB) 近傍の複素電磁界測定のための回路網と磁界測定結果について述べている。6ポート回路技術とはベクトルネットワークアナライザ構成法の一つであり、出力ポートにおける電力のスカラ量測定により入力ポートに接続された試料の散乱行列の要素を複素数で推定する技術である。本論文ではこの技術を近傍電磁界測定法に応用している。すなわち被測定電磁界はプローブで観測することを前提にすると、これは等価電源で考えることができる。回路論的には、2個の入力ポートと4個の出力ポートからなる6ポート回路網を考え、出力ポートでの電力測定から、2個の入力ポートの電源（被測定電磁界）をそれらの振幅比と位相差として評価する手法である。提案する回路網を用いて PCB 上の磁界を測定し、良好な結果を得ている。

キーワード 電磁界測定, 6-ポート回路, 90°ハイブリッド回路, 近傍電磁界

1. ま え が き

近年の IT 機器の小型化, 高速化, 高密度化に伴い, 機器内部における電磁環境が悪化している。例えば, 回路基板 (以下 PCB) 上の高密度配線による不必要なクロストークが原因となり信号品質の劣化等が問題となっている。そのため妨害源の特定, 電磁妨害波メカニズムの解明等を目的として PCB 近傍の電磁界測定が行われているが, 現段階では多くの場合が振幅測定を行うにとどまっている [1]。そこで, 振幅分布とともに PCB 上の電磁界の相対的な位相分布を求めることができれば, 複素ポインティングベクトル推定をはじめとした更なる展開が期待できる [2], [3]。文献 [2] においてはベクトルネットワークアナライザ (以下 VNA) の位相を測定する機能を用いて複素電磁界を測定している。しかし, IT 機器内部における電気信号はクロック発振器により生成されるものであり, 実際の製品において妨害源特定のために VNA を用いることは困難である。また, 一般的に VNA は高価な測定器である

ためその代替となる低コストな測定法が確立されれば実利的である。

文献 [4] では放射妨害波測定において振幅測定に加え位相測定を行う方式として, 2個のプローブ (アンテナ) を入力源とする 2入力4出力の6ポート回路網を使用し, 出力ポートでの電力測定から入力ポートに接続した入力源の振幅比・位相差を推定する方式が報告されている。本論文では文献 [4] と同様に6ポート回路網を用いるが, 新しい知見をもとに新しい回路網構成を提案し, 実験による動作確認を行っている。

2. 理 論

複素量の電磁界をプローブで検出し, これを等価な電源回路として回路網の入力ポートに接続し, 出力ポートでスカラ量, 例えば電力を測定することを考える。等価電源回路の電圧源あるいは電流源の振幅と位相を知ることができれば, 電磁界を複素量で測定することになる。位相測定においては, 基準点での電磁界からの位相差を知ることになる。したがって振幅においても振幅比の測定が可能となればよい。このためには, 回路網の入力ポートには2組の電源回路が接続されることになるので, それぞれの振幅と位相の計4個が未知数となる。この未知数の数に対応した4個のスカラ量 (電力) が測定できると振幅と位相は求めら

[†] 電気通信大学, 調布市
University of Electro-Communications, Chofu-shi, 182-8585
Japan

^{††} 東海大学, 平塚市
Tokai University, Hiratsuka-shi, 259-1292 Japan

a) E-mail: takatsu6327@ice.uec.ac.jp

れる．すなわち，2 入力 4 出力の 6 ポート回路網を利用することで，測定システムが構成できることになる．この考え方に基づく 6 ポート回路網を用いる測定システムの等価回路表現を図 1 に示す．図 1 においては，電源回路は電圧源表示であり，これは磁界プローブの場合に対応する．ここでの議論においては，電圧源表示で行う．電流源表示であっても双対の関係を利用すると同様の手法が採用できる．

2.1 回路網解析

図 1 の 6 ポート回路網をインピーダンス行列で表現すれば，回路網のポート電圧ベクトル \mathbf{V} と電流ベクトル \mathbf{I} ，入力ポートに接続された電源回路網と出力ポートに接続された負荷回路網の関係は，回路網をインピーダンス行列 \mathbf{Z} で表現し，更に，電源電圧ベクトル \mathbf{E} と回路網に接続される負荷インピーダンス行列を \mathbf{R} として

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} = \mathbf{E} - \mathbf{R}\mathbf{I} \tag{1}$$

である．電源電圧ベクトルと負荷インピーダンス行列は

$$\mathbf{E} = [E_{g1}, E_{g2}, 0, 0, 0, 0]^T \tag{2}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}[R_{g1}, R_{g2}, R_0, R_0, R_0, R_0] \tag{3}$$

である．ここで上部添字 T は転置行列を意味し，ポート 3~6 の R_0 は純抵抗とする．これらの関係式を用いて電流ベクトルと電圧ベクトルを求めると

$$\mathbf{I} = (\mathbf{R} + \mathbf{Z})^{-1}\mathbf{E} \equiv \mathbf{Y}_t\mathbf{E} \tag{4}$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}(\mathbf{R} + \mathbf{Z})^{-1}\mathbf{E} = \mathbf{Z}\mathbf{Y}_t\mathbf{E} \tag{5}$$

となる．電流ベクトルから出力ポートでの電力を求めするために，電圧源を振幅表現のフェーザ表示で

$$E_{g1} = |E_{g1}|e^{j\theta_1} = |E_{g1}|(\cos\theta_1 + j\sin\theta_1) \tag{6}$$

$$E_{g2} = |E_{g2}|e^{j\theta_2} = |E_{g2}|(\cos\theta_2 + j\sin\theta_2) \tag{7}$$

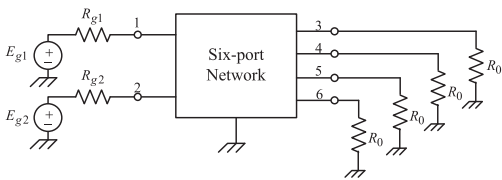


図 1 6 ポート回路網による複素電磁界測定システムの等価回路

Fig. 1 Equivalent circuit of complex EM-field measurement system by 6-port network.

とし， $\mathbf{Y}_t = [Y_{ij}] = [g_{ij} + jb_{ij}]$ と表記すれば，例えば，ポート 3 での電流は，

$$\begin{aligned} I_3 &= Y_{31}E_{g1} + Y_{32}E_{g2} \\ &= |E_{g1}|(g_{31}\cos\theta_1 - b_{31}\sin\theta_1) \\ &\quad + |E_{g2}|(g_{32}\cos\theta_2 - b_{32}\sin\theta_2) \\ &\quad + j\{|E_{g1}|(b_{31}\cos\theta_1 + g_{31}\sin\theta_1) \\ &\quad + |E_{g2}|(b_{32}\cos\theta_2 + g_{32}\sin\theta_2)\} \end{aligned} \tag{8}$$

であり，負荷抵抗で消費される電力は上部添字 “*” が共役複素数を表すとして，

$$P_3 = \frac{1}{2}R_0I_3 \times I_3^* = \frac{1}{2}R_0|I_3|^2 \tag{9}$$

であり， $|I_3|^2$ は， $\Re\{ \cdot \}$ が実部， $\Im\{ \cdot \}$ が虚部を表すとして

$$\begin{aligned} |I_3|^2 &= (g_{31}^2 + b_{31}^2)|E_{g1}|^2 + (g_{32}^2 + b_{32}^2)|E_{g2}|^2 \\ &\quad + \{2(g_{31}g_{32} + b_{31}b_{32})\cos(\theta_1 - \theta_2) \\ &\quad + 2(g_{31}b_{32} - b_{31}g_{32})\sin(\theta_1 - \theta_2)\} \\ &\quad \cdot |E_{g1}||E_{g2}| \\ &= |Y_{31}|^2|E_{g1}|^2 + |Y_{32}|^2|E_{g2}|^2 \\ &\quad + 2\Re\{Y_{31}^*Y_{32}\}|E_{g1}||E_{g2}|\cos(\theta_1 - \theta_2) \\ &\quad + 2\Im\{Y_{31}^*Y_{32}\}|E_{g1}||E_{g2}|\sin(\theta_1 - \theta_2) \end{aligned} \tag{10}$$

となる．ポート 4, 5, 6 についても同様であるので，出力ポート負荷での電力ベクトル $\mathbf{P} = [P_3, P_4, P_5, P_6]^T$ は形式的に次のように書ける．

$$\begin{bmatrix} P_3 \\ P_4 \\ P_5 \\ P_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} |E_{g1}|^2 \\ |E_{g2}|^2 \\ |E_{g1}||E_{g2}|\cos(\theta_1 - \theta_2) \\ |E_{g1}||E_{g2}|\sin(\theta_1 - \theta_2) \end{bmatrix} \tag{11}$$

6 ポート回路網のインピーダンス行列とプローブの内部インピーダンスが既知であるとするれば，式 (11) の係数行列は既知となる．この結果，電圧源振幅比と位相差は数学的にはポート 3~6 での電力測定結果を用いて，式 (11) の係数行列 $[\mathbf{a}]_{4 \times 4}$ の逆行列を計算する問題となる．以上の理論展開において，6 ポート回

路網に何らの条件も付与しなかった。この理論に基づき、例として減衰器とセミリジッドケーブルからなる6ポート回路網を作成して検討した結果、電力測定の誤差が電圧比と位相差の評価に非常に敏感な不良設定問題となることが分かっている [5].

2.2 散乱行列による解析

6 ポート回路網を図 2(b) に示すように散乱行列で表現する。入射波ベクトル $\mathbf{v}^+ = [v_1^+, v_2^+, v_3^+, v_4^+, v_5^+, v_6^+]^T$ と出射波ベクトル $\mathbf{v}^- = [v_1^-, v_2^-, v_3^-, v_4^-, v_5^-, v_6^-]^T$ は散乱行列 $\mathbf{S} = [S_{ij}]_{6 \times 6}$ を介して次の関係にある。

$$\mathbf{v}^- = \mathbf{S}\mathbf{v}^+ \quad (12)$$

この入射波、出射波と6ポート回路網の入出力ポートでの電圧と電流との関係は任意ポート n において

$$v_n^- = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n - Z_0 I_n) \quad (13)$$

$$v_n^+ = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n + Z_0 I_n) \quad (14)$$

で与えられる。ここで Z_0 は図 2(a) に示すように系の特性インピーダンスである。図 1 において、任意ポート n における端子条件は

$$\begin{aligned} v_n^+ &= \frac{\sqrt{Z_0}}{Z_0 + R_{gn}} E_{gn} + \frac{R_{gn} - Z_0}{R_{gn} + Z_0} v_n^- \\ &\equiv A_n + \Gamma_n v_n^- \end{aligned} \quad (15)$$

と表現できる。ここで、 A_n は入力ポート $n(n=1, 2)$ における電源電圧に対応する入射波成分であり、電圧反射係数 Γ_n は、

$$\Gamma_n = (R_{gn} - Z_0)/(R_{gn} + Z_0) \quad (16)$$

である。出力ポート $n(n=3, 4, 5, 6)$ においては次である。

$$A_n = 0, R_{gn} = R_0 \quad (17)$$

この結果、系全体での端子条件は行列形式で表現すると

$$\mathbf{v}^+ = \mathbf{A}_s + \mathbf{\Gamma}\mathbf{v}^- \quad (18)$$

ここで、反射係数行列 $\mathbf{\Gamma}$ は対角行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_5, \Gamma_6] \quad (19)$$

図 1 での出射波方程式は、式 (12) と式 (18) とを組み合わせて

$$\mathbf{v}^- = \mathbf{S}\mathbf{A}_s + \mathbf{S}\mathbf{\Gamma}\mathbf{v}^- \quad (20)$$

となる。行列を入出力ポートの成分に分解して表現すると、

$$\mathbf{v}^- = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i^-(2 \times 1) \\ \mathbf{v}_o^-(4 \times 1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

ここで、添字 i と o はそれぞれ入出力ポートを意味し、 $(l \times m)$ は l 行 m 列であることを意味する。 \mathbf{A}_s と $\mathbf{\Gamma}$ に関しても同じように入出力ポートでの小行列に分解して以下のように表現する。

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i(2 \times 1) \\ \mathbf{O}(4 \times 1) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_i(2 \times 2) & \mathbf{O}(2 \times 4) \\ \mathbf{O}(4 \times 2) & \mathbf{\Gamma}_o(4 \times 4) \end{bmatrix} \quad (23)$$

ここで \mathbf{O} はゼロ行列である。更に、6 ポート回路網の散乱行列も以下の小行列で表現する。

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_A(2 \times 2) & \mathbf{S}_B(2 \times 4) \\ \mathbf{S}_C(4 \times 2) & \mathbf{S}_D(4 \times 4) \end{bmatrix} \quad (24)$$

これらを用いて、式 (20) の係数行列は

$$\mathbf{S}\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_A\mathbf{A}_i \\ \mathbf{S}_C\mathbf{A}_i \end{bmatrix} \quad (25)$$

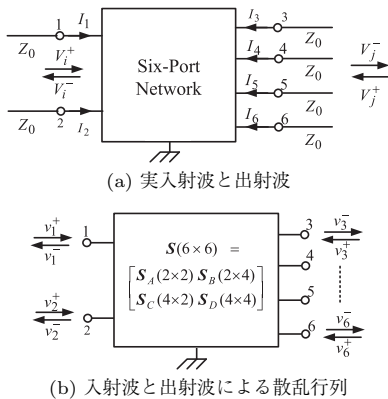


Fig. 2 Scattering matrix of the 6-port network.

$$S\Gamma = \begin{bmatrix} S_A\Gamma_i & S_B\Gamma_o \\ S_C\Gamma_i & S_D\Gamma_o \end{bmatrix} \quad (26)$$

となる。次に出力ポートに接続した負荷での電力は $n = 3 \dots 6$ として

$$P_n = \frac{1}{2} \Re \{ V_n (-I_n)^* \} = \frac{|v_n^-|^2}{2} (1 - |\Gamma_n|^2) \quad (27)$$

となる。ここで電圧は最大値（振幅）表現である。通常、出力ポートの負荷抵抗 R_0 は系の特性インピーダンス Z_0 と等しく、 $\Gamma_n = 0$ とすることができる。このときは、

$$P_n = |v_n^-|^2 / 2 \quad (28)$$

となる。したがって、出力ポートでの電力を求めることは出射波を求めることに帰着する。このときの方程式は

$$\begin{bmatrix} v_i^- \\ v_o^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_A A_i \\ S_C A_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_A \Gamma_i v_i^- \\ S_C \Gamma_i v_i^- \end{bmatrix} \quad (29)$$

となる。これをもとに新しい 6 ポート回路網を検討する。

3. 6 ポート回路網への付与条件

ここでは、電力測定誤差に対する耐性、いわゆるロバスト性を高くする回路網を構成するためにいくつかの条件を付与する [5]。

条件 1: $S_A = O$

入力ポートにおける整合と入力ポート間の無結合を要求する条件である。

条件 2: $S_D = O$

出力ポートにおける条件であり、出力ポートにおける整合と各ポート間の無結合を要求する条件である。

条件 3: $S_{23} = S_{32} = S_{14} = S_{41} = 0$

入力ポート 1 と出力ポート 4、入力ポート 2 と出力ポート 3 がそれぞれ結合しないことを要求する条件である。

条件 4: 位相差に関する条件

ポート $m (m = 5, 6)$ において測定される電力 P_m を、ポート 3, 4 において測定される電力により正規化した式は式 (28) と式 (29) に上記の条件を与えることによって以下ようになる。

$$\frac{P_m}{\sqrt{P_3 P_4}} = \sqrt{\frac{P_3}{P_4}} \left| \frac{S_{m1}}{S_{31}} \right|^2 + \sqrt{\frac{P_4}{P_3}} \left| \frac{S_{m2}}{S_{42}} \right|^2$$

$$+ 2 \left| \frac{S_{m1} S_{m2}}{S_{31} S_{42}} \right| \cos(\psi_{m1} - \psi_{m2} + \theta_1 - \theta_2) \quad (30)$$

ここで、 ψ_{m1}, ψ_{m2} はそれぞれの添字に対応する散乱パラメータの位相成分である。ここで以下のような位相差に関する条件を設定する。

$$\begin{cases} \psi_{51} - \psi_{52} = 90^\circ \\ \psi_{61} - \psi_{62} = 0^\circ \end{cases} \quad (31)$$

以上の条件を 6 ポート回路に付加することにより、式 (11) は不良設定問題とならないことを確認している。

4. 提案する 6 ポート回路網

前章で示した条件を付与した回路網を 90° ハイブリッド (QH) 回路により構成する。QH 回路は図 3 に示すような表記がなされる 4 ポート回路網である。理想的な場合の散乱行列は

$$S_{QH} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

である。すなわち、ポート 1 に入力信号を加えるとポート 2 へは出力されず（零結合）、ポート 3 と 4 に 2 等分された出力があり、その位相差が 90° となる回路である。図 4 は、6 個の QH 回路を用いて付与条件を満足するようにした 6 ポート回路網である。6 ポート回路は文献 [6]~[8] で示されている回路をはじめとして多くの構成が考えられ、また報告されている。本回路網の特徴としては、ポート 3 はポート 1 からの入

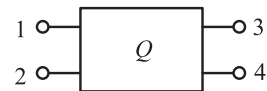


図 3 QH 回路表示とポート番号
Fig. 3 QH circuit expression and port numbers.

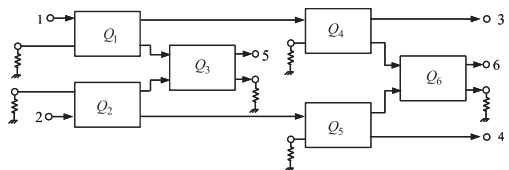
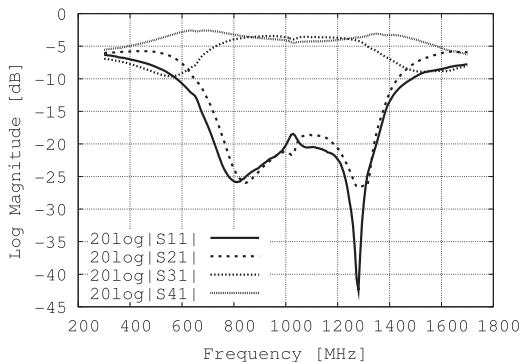


図 4 6 個の 90° ハイブリッド回路で構成する 6 ポート回路網
Fig. 4 Six-port network composed by 6 QH elements.

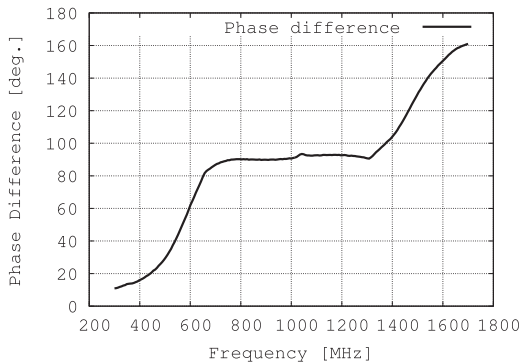
射波だけによる成分が測定でき、ポート 4 はポート 2 からの入射波成分だけが測定でき、それぞれが混合されることはない。よって二つの等価電圧源の振幅比はポート 3 及び 4 における電力を測定することによって得られることが分かる。本論文で示す回路は 2 入力を実現する構成のあくまでも一例であることに注意する必要がある。ポート 1 への入射波が Q_1 を通過してくる波とポート 2 への入射波が Q_2 を通過してくる波とが Q_3 で混合され、出射波となる。二つの波はそれぞれの QH を通過してくるとき同じ位相遅延が発生している。これに対し、 Q_6 に入力する二つの波には、 90° の位相遅延差がある。

5. 実験と考察

6 ポート回路網の基本素子となる QH 回路を自作した。図 5 はこの特性測定結果である。(a) は散乱行列要素の振幅特性、(b) は出力ポート間の位相差特性である。この結果から、約 800 MHz から 1300 MHz の



(a) 散乱行列要素の振幅特性



(b) 出力ポート間位相差特性

図 5 自作 QH 回路の特性 (測定結果)

Fig. 5 Characteristics of the fabricated QH element.

周波数帯域で QH 回路の性質を備えているといえる。この QH 回路を 6 個用いて図 4 に示す 6 ポート回路を製作した。

図 6 に示す実験システムを構成し、この 6 ポート回路網が所望の特性を有するかどうかを検証した。この実験においては、基本となる信号源と電力測定とを VNA で兼用した構成をしている。ここで注意すべきは VNA の位相測定機能を用いているのではなく、通過特性の振幅成分のみが測定できれば十分であるという点である。よって 6 ポート回路網を用いて複素電磁界を測定するためには VNA を必ずしも用いる必要はなく、スカラネットワークアナライザ、あるいは電力測定用のスペクトルアナライザやパワーメータがあれば十分である。

また、図 6 の実験結果の比較対象として図 7 のように VNA に直接プローブを接続し、MSL の近傍磁界を測定した。本論文ではこの実験によって得られた近傍磁界分布を参考値として取り扱うこととする。

実験システムには、回路基板上の微小な電磁ノイズも検出するため磁界プローブと 6 ポート回路の間に 20 dB の低雑音増幅器が挿入されている。低雑音増幅器の通過特性 (S_{21}) の測定結果を図 8 に示す。本実験で用いた磁界プローブはセミリジッドケーブルにより製作したループ直径が 7 mm であるシールドループプローブであり、 50Ω の抵抗器で終端されているものである。また後続の回路との整合のため減衰量が 3 dB であるパッドが増幅器との間に挿入されている。

二つの等価電圧源の振幅比、位相差は式 (11) の係数

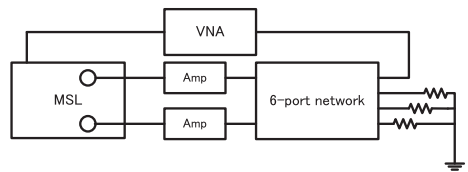


図 6 提案回路を検証するための実験システム構成図
Fig. 6 Structure of the experimental system to verify the proposed 6-port network.

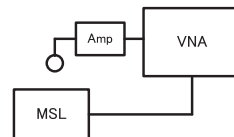


図 7 VNA による近傍磁界測定システム構成図
Fig. 7 Structure of the near EM-field measurement system by using VNA.

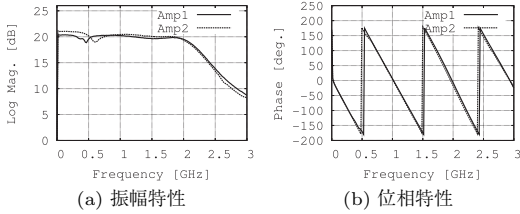


図 8 低雑音増幅器の特性 (S_{21})
Fig. 8 Characteristics of the low noise amplifier.

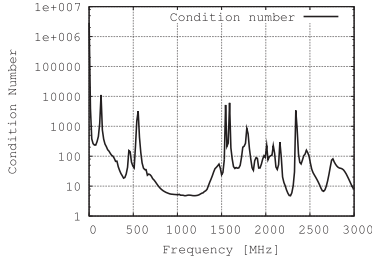


図 9 式 (11) の係数行列の条件数
Fig. 9 Condition number of the coefficient matrix of equation 11.

行列の逆行列を計算することにより求める。式 (11) の係数行列の決定に用いた 6 ポート回路の散乱パラメータ、プローブの入力インピーダンスは VNA による測定によりあらかじめ得られた値を使用した。図 9 に本実験で構成した 6 ポート回路の散乱行列、プローブの入力インピーダンスより求めた式 (11) における係数行列の条件数のグラフを示す。条件数とは出力ポート (3~6) での測定時の誤差成分が最悪の場合に条件数倍されて推定値に影響を与えることを示している。つまり条件数が小さいほど式 (11) を解く場合に誤差に対して耐性をもっている回路であるということを示している。図より製作した QH 回路の特性の良い帯域である 800 MHz~1300 MHz において小さい値をとっていることが分かる。

5.1 被測定電磁界

本実験における被測定電磁界は、図 10 に示すマイクロストリップ線路 (MSL) が作る近傍磁界である。本実験で用いた MSL は幅 2 mm、長さ 12 cm であり、50 Ω 負荷で終端されているものである。基板は比誘電率が 4.6 である FR4 基板であり、基板厚さは 1.6 mm である。PCB 上の観測点を図 10 に示す。各点での測定はトレース線に対して直交する磁界を測定した。測定時、リファレンスとするプローブは PCB 上の一点 ($x = 5$ mm, $y = 20$ mm) で固定し、PCB 表面から

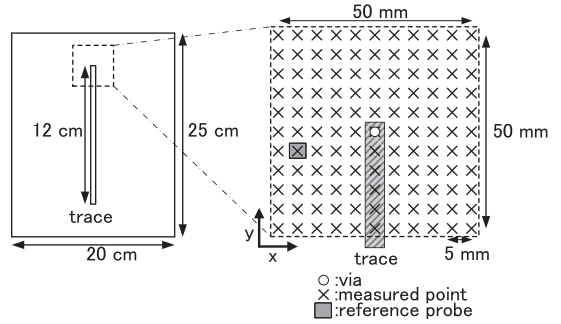
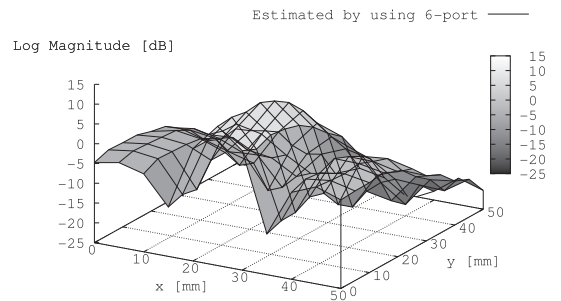
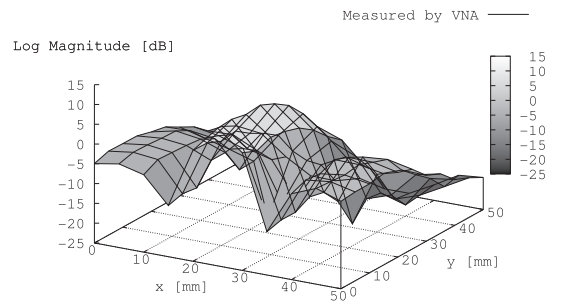


図 10 被測定電磁界を放射する MSL
Fig. 10 MSL model for measuring the EM fields.



(a) 6 ポート回路網による振幅比分布推定結果



(b) VNA を用いた振幅比分布測定結果

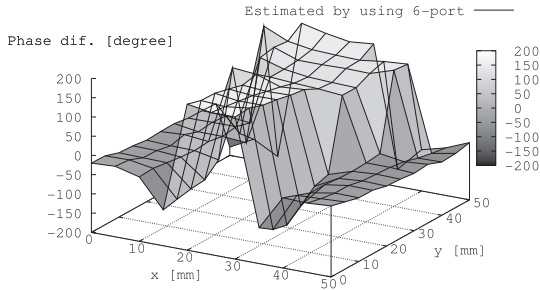
図 11 振幅比分布の推定結果と VNA による測定結果の比較

Fig. 11 Comparison between the estimated and measured results of the amplitude ratio.

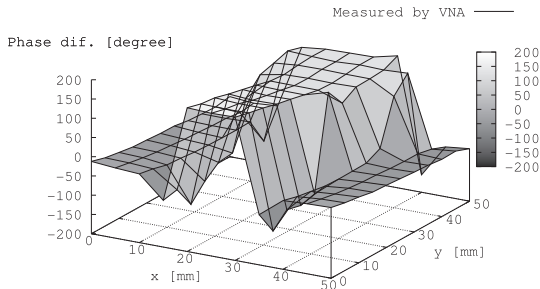
高さ 1.5 cm (ループの中心にて) の磁界を測定した。また測定した磁界の周波数は QH 回路特性が良好な 1000 MHz である。

5.2 実験結果

振幅比の実験結果について 6 ポート回路を用いた図 6 の実験システムによる推定結果を図 11 (a) に示し、図 7 の VNA による測定結果を図 11 (b) に示す。位相差の実験結果について 6 ポート回路を用いた図 6 の実験システムによる推定結果を図 12 (a) に示し、



(a) 6ポート回路網による位相分布推定結果



(b) VNAを用いた位相分布測定結果

図12 位相分布の推定結果とVNAによる測定結果の比較
Fig. 12 Comparison between the estimated and measured results of the phase difference.

図7のVNAによる測定結果を図12(b)に示す。

5.2.1 振幅比の実験結果について

図11では(a),(b)共にトレース上での磁界が最も大きく、トレースの両脇15mmの箇所にヌル点が発生していることが確認できる。また、トレースを50Ωで終端しているため、定在波がほとんど立っておらずトレース線上の電流分布はほぼ一定であることも確認できる。6ポート回路による推定結果(a)とVNAによる測定結果(b)の両者には非常によい一致が見られる。

5.2.2 位相差の実験結果について

図12に示す位相分布に関しては(a)と(b)はよく一致している。これより6ポート回路網による位相分布推定結果は良好なものであると結論づけることができる。先に述べたトレースの両脇に存在するヌル点に関しては位相が反転する位置であることが確認できた。

5.2.3 $x = 25\text{ mm}$ 断面における比較

$x = 25\text{ mm}$ (トレース線上) 断面における振幅比及び位相差の測定値・推定値の比較を図13に示す。左の縦軸が位相差の軸であり、右の縦軸が振幅比の軸である。横軸は図10の y 軸である。図13より、振幅比の実験結果については6ポート回路による推定値と

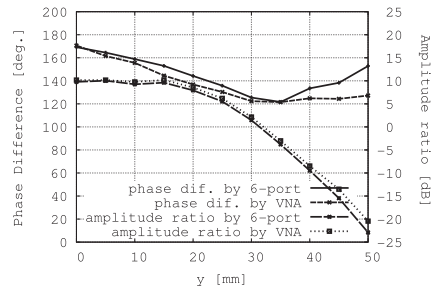


図13 $x = 25\text{ mm}$ における比較
Fig. 13 Comparison of results at $x = 25\text{ mm}$.

VNAによる測定値はよく一致していることが分かる。位相差に関しては $y = 0 \sim 40\text{ mm}$ 付近までは推定値・測定値共によく一致しているが、 $y = 50\text{ mm}$ 付近では位相差の測定誤差が大きくなっている。これは二つのプローブから入力される信号の振幅比の大きさが大きくなりすぎたためであると考えられる。例えば $x = 25\text{ mm}$, $y = 50\text{ mm}$ の地点では振幅比の大きさが約20dBであり、位相差の絶対誤差は約 25° である。図13においては振幅比が $\pm 10\text{ dB}$ 以内の地点では位相差の絶対誤差は 10° 以内に収まっている。よって、精度良く位相差を推定するためには2入力の等価電圧源の振幅比は10dB以内であることが望ましい。

6. むすび

本論文では複素電磁界を測定するための6ポート回路網を提案し、出力ポートにおける電力測定(スカラー量測定)からMSL上の複素近傍磁界を測定した。検証実験の結果は、比較対象としてVNAを用いて位相成分を直接測定した結果とよく一致しており、提案した6ポート回路網は所望の特性を有しているといえる。位相差推定結果より、6ポート回路網を用いて精度良く複素電磁界を測定するためには二つの入力ポート間の振幅比が重要であることが分かった。今後はQH回路の特性を考慮した誤差評価、各種モデルでの電磁界測定、更には複素ポインティングベクトルの推定等へと展開することを考えている。

文 献

- [1] Y. Kami and T. Tobana, "Measurement of magnetic near field on printed circuit boards by using a magnetic loop antenna," Proc. 12th Intern. Zurich EMC Symp. & Tech. Exhib., pp.591-596, March 1997.
- [2] H. Hirayama, N. Kimura, and K. Sakakibara, "An estimation method of Poynting vector with near-magnetic-field measurement," IEICE Trans. Elec-

- tron., vol.E93-C, no.1, pp.66-73, Jan. 2010.
- [3] P.A. Barriere, J-A. Laurin, and Y. Goussard, "Mapping of Equivalent currents on high-speed digital printed circuit boards based on near-field measurements," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol.51, no.3, pp.649-658, Aug. 2009.
- [4] 小形 旭, 藤井勝巳, 松本 泰, 杉浦 行, "マイクロ波電磁雑音の振幅・位相測定装置," 2005 信学ソ大 (通信), B-4-5, Sept. 2005.
- [5] T. Takatsu, F. Xiao, K. Murano, and Y. Kami, "A proposal of complex electromagnetic field measurement method," *Proc. 4th Pan-Pacific EMC Joint Meeting*, pp.35-38, May 2010.
- [6] G.F. Engen, "The six-port reflectometer: an alternative network analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.MTT-25, no.12, pp.1080-1083, Dec. 1977.
- [7] G.F. Engen, "An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.MTT-25, no.12, pp.1075-1080, Dec. 1977.
- [8] T. Yakabe, F. Xiao, K. Iwamoto, F.M. Ghannouchi, K. Fujii, and H. Yabe, "Six-port based wave-correlator with application to beam direction finding," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol.5, no.2, pp.377-380, April 2001.

(平成 23 年 5 月 26 日受付, 9 月 19 日再受付)



高津 敏宏 (学生員)

平 22 電通大・電気通信・情報通信卒。現在, 同大学院情報理工学研究科情報・通信工学専攻在学中。PCB 上の複素電磁界測定に関する研究に従事。



村野 公俊 (正員: シニア会員)

平 7 電通大・電気通信・電子情報卒。平 9 同大学院博士前期課程了。平 12 同博士後期課程了。平 12 電通大リサーチアソシエイト。平 15 東海大・電子情報・コミュニケーション・講師, 平 18 同大・情報理工・情報通信電子・助教授, 平 20 同大・工・電気電子・准教授, 現在に至る。博士 (工学)。環境電磁工学 (EMC) に関する研究, 海上通信の品質改善に関する研究に従事。平 13 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



上 芳夫 (正員: フェロー)

昭 41 電通大・電気通信卒。昭 45 都立大大学院修士課程了。同年電通短大助手, 講師, 助教授を経て, 昭 62 電通大助教授。平 5 同教授, 平 20 定年退職, 名誉教授。現在, 同大学産学官連携センター特任教授。高周波伝送回路, 回路基板における EMC/EMI, 電磁界解析等の研究に従事。工博。IEEE Life Member。



肖 鳳超 (正員: シニア会員)

昭 62 中国清華大・電子卒。平元同大学院修士課程了。平 11 電通大大学院博士課程了。同年電通大情報通信工学科助手。平 20 同准教授。高周波伝送回路, EMC, 電磁界解析等の研究に従事。工博。IEEE 会員。