Sパラメータ特論［Ⅲ・完］
――基準インピーダンスの設定――

Advanced Concepts in S-parameters［Ⅲ・Finish］:
Defining Reference Impedances of Measurement Planes

天川修平

1. は じ め に

本連載第1回と第2回は，Sパラメータの諸性質について，理論的な側面から詳しく考察した．Sパラメータには，電圧進行波を基に定義されたものと，電力波と呼ばれる仮想的な量を基に定義されたものとの二系統がある．測定で出てくるSパラメータは前者である．

Sパラメータの測定にはベクトルネットワークアナライザ（VNA）を使う．VNAで被測定物（DUT : Device Under Test）を測る前には，「キャリブレーション（校正）」を行う必要がある．キャリブレーションには以下の二つの役割がある．

①測定基準面の位置を定めること．
②測定基準面の基準インピーダンスを定めること．

今回は，VNAのキャリブレーションについて説明する．2ポート測定だけを考えることとし，式をたどりやすくするため大幅な単純化は行うが，考え方のエッセンスをつかんで，基準インピーダンスが決まるからくりを理解できるようにしたい．考え方さえ理解できれば，実際のキャリブレーションは式が大仰になるだけの違いだ．また，本稿で説明することの多くは，キャリブレーションだけでなくディエンベディング（de-embedding[(1)]）にも当てはまる．本稿は文献(2)を基にしており，読者はVNA測定に関する基礎知識をお持ちのものと想定した．

2. 測定基準面の位置を定める

VNAのキャリブレーションは「測定の一種」である．では，キャリブレーションにおける「被測定物」は何か？

キャリブレーションの作業内容には，キャリブレーションキットに含まれる複数の校正基準器（calibration standards）をVNAで測る，という操作が含まれる．最近は複数の校正基準器を取っ替え引っ替えする代わりに，図1に示すように電子的に複数の特性を作り出す校正基準器Ecal（cは小文字）[(3)]を使うことも多いが，原理的には同じことだ．キャリブレーション後の測定基準

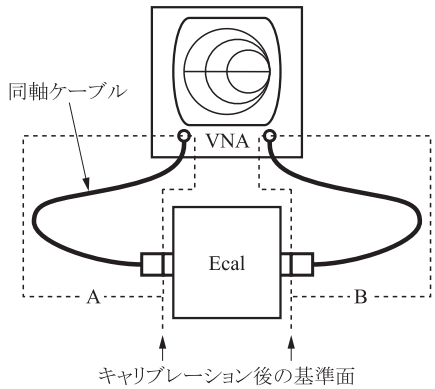


図1　Ecalを利用したキャリブレーション

目　　次

［Ⅰ］ 反射係数の二つの定義（5月号）
［Ⅱ］ Sパラメータの諸性質（6月号）
［Ⅲ・完］ 基準インピーダンスの設定（7月号）

天川修平　正員　広島大学大学院先端物質科学研究科半導体集積科学専攻
E-mail　amakawa@hiroshima-u.ac.jp
Shuhei AMAKAWA, Member (Graduate School of Advanced Sciences of Matter, Hiroshima University, Higashihiroshima-shi, 739-8530 Japan).
電子情報通信学会誌　Vol.100 No.7 pp.655-661 2017年7月
©電子情報通信学会 2017

面は，ケーブル先端のコネクタ端面になる．では，キャリブレーションにおける「被測定物」は校正基準器かというと，それは違う．なぜなら，校正基準器の特性は基本的に既知だからだ．ついでに言えば，キャリブレーションが済んでいない「生の」状態で図1のような測定をしても校正基準器の特性は分からない．つまり，校正基準器は被測定物ではない．では，被測定物は何か？

キャリブレーションにおける「被測定物」は，図1のAとかB，つまり測定基準面に至るまでの物理的経路（ケーブル等）である．図1の状況は，2ポートの縦続接続として図2のように表せる．AとBはエラーボックスとも呼ばれる．AやBの特性を直接測ることはできないから，AとBの間に特性（S行列S_{STD}）が既知の校正基準器STDを接続してS_{XSTD}を測定する．これは生の測定である．STDが数種類あれば，AとBのS行列S_A，S_Bを計算で求めることができる（具体例は3.）．一度S_AとS_Bが決定できてしまえば，例えば式(A)に示すT行列[4]を使ってAとBの間に置いたDUTの行列も求めることができる（図3）．

$$T_{DUT}=T_A^{-1}T_XT_B^{-1}. \qquad (1)$$

T_XはVNAが測定する生の測定データである．キャリブレーション完了後の測定では，VNAは式(1)の計算を自動でやり，S_{DUT}を測定値として返してくれる．

さて，S_AとS_Bを求めるには複数の校正基準器（SHORT，OPEN，LOAD，THRU，LINEなど）が必要なわけだが，校正基準器を交換した際にAとBの特性が（ケーブルの変形等により）変化してしまってはまずい（図4）．また，同じことはキャリブレーション完了後にも要求される．つまり，キャリブレーション時からDUT測定時に掛けてAとBの特性は一貫して同じでなければならない．もし，キャリブレーションの最中または後にA，Bの特性が変化してしまうと，基準面の実効的な位置が動いてしまうことになる．Ecalはキャリブレーションの最中にケーブルが変形しないという点で優れている．しかし，DUTがEcalと同じ大きさとは限らないから，DUTにつなぎ変えた際にケーブルが大きく変形するようだと，周波数が高い場合はまずい．

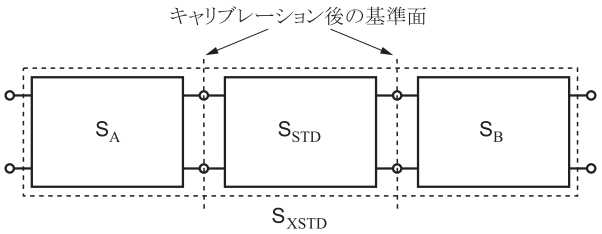


図2　校正基準器STDをVNAに接続した状況のモデル　ケーブル部分AとBのS行列を決定するには？

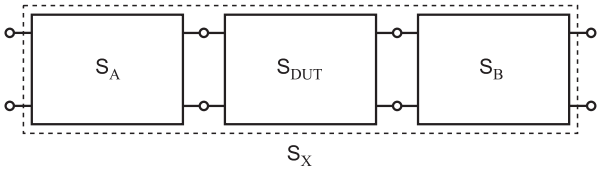


図3　被測定物DUTをVNAに接続した状況のモデル　S_AとS_Bが分かれば，生の測定値S_XからDUTのS行列S_{DUT}を取り出せる．　$T_X=T_AT_{DUT}T_B$.

3. 基準インピーダンスを定める

基準インピーダンス設定のからくりを理解するには数式を追いかける必要があるので，S_AとS_Bをどうやって求めるのか，具体例で考えてみることにする．ここではS_AとS_Bの計算法として，TRM（Thru-Reflect-Match）とかLRM（Line-Reflect-Match）とか呼ばれているアルゴリズムの亜種を使う．これらは同軸系よりはプリント基板や半導体チップでよく利用される方法である（図5）．式を簡単にするため，図1や図5のエラーボックスAとBが鏡面対称だと仮定し，A，Bに代えてF，Ꟶと表記することにする（図6）．Fのポート1とポート2を入れ替えたものがꟶだ．校正基準器として使うのは左右対称なTHRUとMATCHなので，

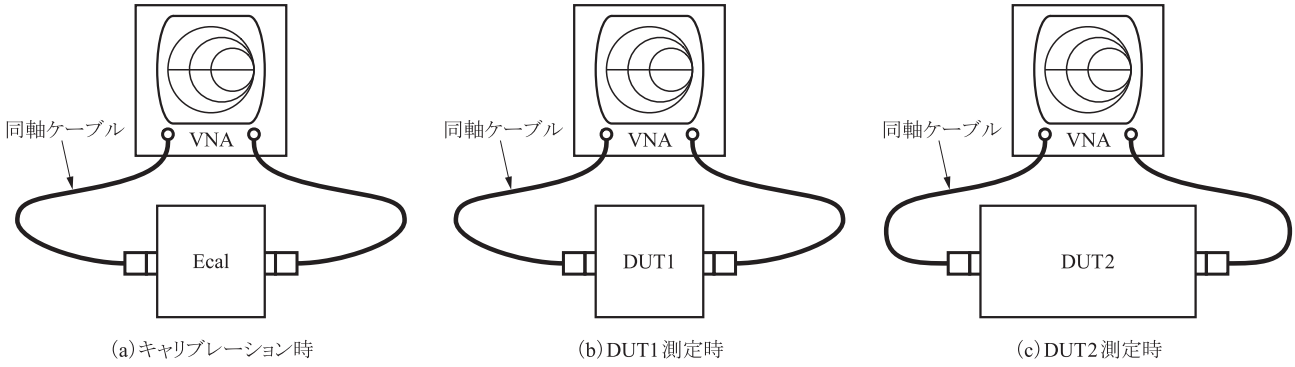


図4　校正基準器またはDUTとVNAの接続　キャリブレーション時(a)と測定時(b)のケーブルの形は同じでなければならない．(c)は形が(a)と違うのが×．

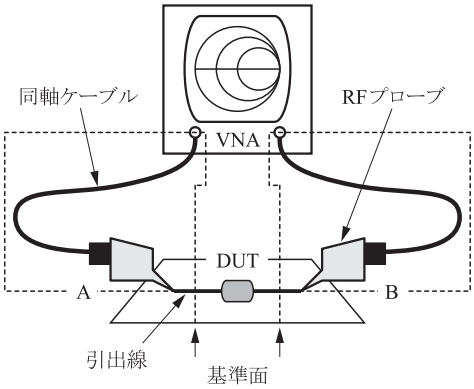


図5　高周波プローブを利用した測定

この方法を仮に「左右対称 TM」と呼ぶことにする．

THRU とは，ある長さの伝送線路である．同軸ケーブルの中継コネクタのような長さがほぼゼロとみなせるものでもいいし，ある程度の長さを持っていても構わない．いずれの場合にもキャリブレーション完了後の測定基準面は THRU の中点になる．基板上のコプレーナ線路の場合のイメージとモデルを図7に示す．要は，図6の F と $\overline{\mathrm{F}}$ を直結したものが THRU である．図7には描かれていないが，F には同軸ケーブル，高周波プローブ，パッド等が含まれる（図5）．

MATCH は LOAD と呼ばれることも多い．MATCH とは，図8のように（片側につき）THRU の半分が

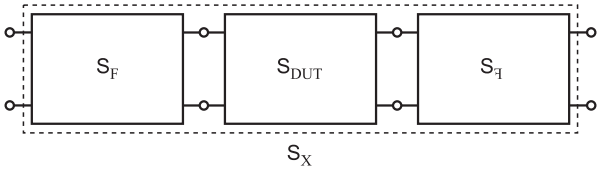


図6　左右対称な場合のモデル

（理想的には）抵抗性の終端器で終端されたものである．左右対称 TM は，この終端器のインピーダンス Z_M が測定基準面の基準インピーダンス Z_{ref} になるように定式化されている．市販のキャリブレーションキットの Z_M の公称値は多くの場合 50 Ω だが，実際の基準インピーダンスはあくまで $Z_{ref}=Z_M$ である．ここでは Z_M の公称値は既知と考える．

キャリブレーションの具体的な目標は，THRU と MATCH の生の測定値 S_T と S_M から式（2）の S_F の行列要素を決定することである．

$$\mathsf{S}_{F(50\,\Omega,\,Z_M)}=\begin{bmatrix} S_{F11} & S_{F12} \\ S_{F21} & S_{F22} \end{bmatrix}\ \text{（未知数）} \tag{2}$$

$$\mathsf{S}_{\overline{F}(Z_M,\,50\,\Omega)}=\begin{bmatrix} S_{F22} & S_{F21} \\ S_{F12} & S_{F11} \end{bmatrix}. \tag{3}$$

上の式の左辺では，下付き括弧内に各ポートの基準イ

$$\mathsf{T}_A=\begin{bmatrix} T_{A11} & T_{A12} \\ T_{A21} & T_{A22} \end{bmatrix}=\frac{1}{S_{A21}}\begin{bmatrix} 1 & -S_{A22} \\ S_{A11} & S_{A12}S_{A21}-S_{A11}S_{A22} \end{bmatrix}\ \text{（T 行例と S 行例）} \tag{A}$$

$$\mathsf{S}_A=\begin{bmatrix} S_{A11} & S_{A12} \\ S_{A21} & S_{A22} \end{bmatrix}=\frac{1}{T_{A11}}\begin{bmatrix} T_{A21} & T_{A11}T_{A22}-T_{A12}T_{A21} \\ 1 & -T_{A12} \end{bmatrix}\ \text{（S 行列と T 行列）} \tag{B}$$

$$\mathsf{S}_{T(50\,\Omega)}=\begin{bmatrix} S_{T11} & S_{T21} \\ S_{T21} & S_{T11} \end{bmatrix}\ \text{（左右対称 THRU の生の測定値．両ポートの基準抵抗は 50 Ω）} \tag{C}$$

$$=\frac{1}{1-S_{F22}^2}\begin{bmatrix} S_{F11}-S_{F22}\det\mathsf{S}_F & S_{F12}S_{F21} \\ S_{F12}S_{F21} & S_{F11}-S_{F22}\det\mathsf{S}_F \end{bmatrix}\ \text{（未知数で書いた式）} \tag{D}$$

$$\mathsf{T}_{TL(Z_{ref})}=\frac{1}{2Z_0Z_{ref}}\begin{bmatrix} (Z_0^2+Z_{ref}^2)\sinh(\gamma l)+2Z_0Z_{ref}\cosh(\gamma l) & -(Z_0^2-Z_{ref}^2)\sinh(\gamma l) \\ (Z_0^2-Z_{ref}^2)\sinh(\gamma l) & \dfrac{4Z_0^2Z_{ref}^2-(Z_0^2-Z_{ref}^2)^2\sinh^2(\gamma l)}{(Z_0^2+Z_{ref}^2)\sinh(\gamma l)+2Z_0Z_{ref}\cosh(\gamma l)} \end{bmatrix}\ \text{（長さ } l \text{ の線路）} \tag{E}$$

$$\rightarrow\mathsf{T}_{TL(Z_0)}=\begin{bmatrix} e^{\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l} \end{bmatrix}\ \text{（長さ } l \text{ の伝送線路の T 行列．両ポートの基準インピーダンスは } Z_0\text{）} \tag{F}$$

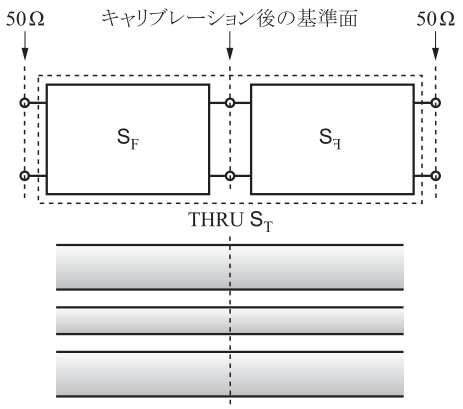


図7　左右対称 THRU のモデルと THRU の中心付近のレイアウト例　THRU の生の測定値が S_T．T 行列で表せば，$T_T = T_F T_{\bar{F}}$．「50 Ω」は VNA 内のキャリブレーション前の基準面の基準インピーダンス．

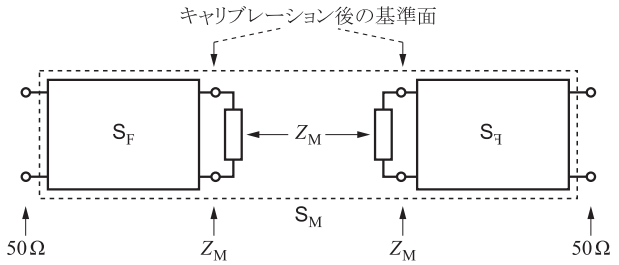


図8　左右対称 MATCH のモデル　MATCH の生の測定値が S_M．左右対称 TM では，キャリブレーション後の THRU の中点の基準インピーダンスを Z_M にする．

ンピーダンスを明記した．左右対称 THRU の生の測定値(C)の S_T を S_F の行列要素で表すと式(D)となる．これは図7の説明文にあるように T 行列を使うと簡単に導出できる．ちなみに基準インピーダンスを明記して図6の状況を式で書くと

$$T_{X(50\,\Omega)} = T_{F(50\,\Omega,\,Z_M)} T_{DUT(Z_M)} T_{\bar{F}(Z_M,\,50\,\Omega)}. \tag{4}$$

T 行列同士の掛け算で縦続接続の計算をしたければ，式(4)のように接続面の基準インピーダンスは一致していなければならない．

次に左右対称 MATCH の生の測定値を

$$S_{M(50\,\Omega)} = \begin{bmatrix} S_{M11} & \\ & S_{M11} \end{bmatrix} \text{(測定値)} \tag{5}$$

と書くことにする．図8から式(5)の非対角成分はほとんど0のはずだが，計算には使わないので書かなかった．さて，THRU の中点の基準インピーダンスを Z_M にすることにしたのだから，インピーダンス Z_M の反射係数は

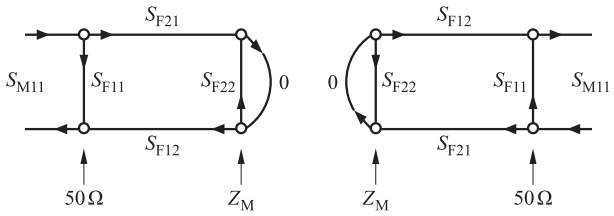


図9　左右対称 MATCH のシグナルフローグラフ

$$\Gamma_{M(Z_M)} \equiv \frac{Z_M - Z_M}{Z_M + Z_M} = 0 \tag{6}$$

でなければならない．式(6)の等号が成立することを「要請」することが，基準面の基準インピーダンスを Z_M に定める操作の肝である．この状況をシグナルフローグラフ[4]に描くと図9のようになる．図9と式(5)から直ちに

$$S_{M(50\,\Omega)} = \begin{bmatrix} S_{M11} & \\ & S_{M11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{F11} & \\ & S_{F11} \end{bmatrix} \tag{7}$$

を得る．これでまず未知数 S_{F11} を測定値式(5)で表せた．次に式(C)と(D)の11成分に注目する．

$$\begin{aligned} S_{T11} &= \frac{S_{F11} - S_{F22}(S_{F11}S_{F22} - S_{F12}S_{F21})}{(1 - S_{F22}^2)} \\ &= \frac{S_{F11}(1 - S_{F22}^2) + S_{F22}S_{T21}(1 - S_{F22}^2)}{(1 - S_{F22}^2)} \\ &= S_{F11} + S_{F22}S_{T21}. \end{aligned} \tag{8}$$

$$\therefore S_{F22} = \frac{S_{T11} - S_{F11}}{S_{T21}} = \frac{S_{T11} - S_{M11}}{S_{T21}}. \tag{9}$$

これで S_{F22} も決定できた．最後に次に式(C)と(D)の21成分に注目し，

$$S_{F12}S_{F21} = S_{T21}(1 - S_{F22}^2). \tag{10}$$

以上である．解を表1にまとめる．まだ S_{F12} と S_{F21} は分離できていないが，実は

$$T_{DUT(Z_M)} = T_{F(50\,\Omega,\,Z_M)}^{-1} T_{X(50\,\Omega)} T_{\bar{F}(Z_M,\,50\,\Omega)}^{-1} \tag{11}$$

で生の測定値 $S_{X(50\,\Omega)}$ から DUT の特性 $S_{DUT(Z_M)}$ を取り出す目的のためには，このままで問題ない．理由の数式的な説明は割愛するが，例えば

表1　左右対称 TM（thru-match）の解

基準インピーダンス：Z_M（MATCH の終端インピーダンス）
S_T：THRU の測定値，S_M：MATCH の測定値
$S_{F11}=S_{M11}$
$S_{F22}=\dfrac{S_{T11}-S_{M11}}{S_{T21}}$
$S_{F21}S_{F12}=S_{T21}(1-S_{F22}^2)$

$$S_{F(50\,\Omega,\,Z_M)}=\begin{bmatrix} S_{F11} & S_{F12}S_{F21} \\ 1 & S_{F22} \end{bmatrix} \tag{12}$$

や

$$S_{F(50\,\Omega,\,Z_M)}=\begin{bmatrix} S_{F11} & (S_{F12}S_{F21})^{1/2} \\ (S_{F12}S_{F21})^{1/2} & S_{F22} \end{bmatrix} \tag{13}$$

などとした上で式(11)を適用すればよい(注1)．もし Z_M が 50 Ω に十分近ければ，THRU の中点を測定基準面として基準インピーダンス $Z_{ref}=50\,\Omega$ でキャリブレーションが完了したことになる．

もし Z_M が複素数なら，DUT がパッシブでも $|S_{11(Z_M)}|>1$ とか $|S_{21(Z_M)}|>1$ とかいった結果が出る可能性がある[5]．これは正しい帰結で理論上は何の問題もないが，分かりにくく，また実用上不便なので，基準インピーダンスを 50 Ω に変換[6],[7]する後処理を施した方がいい．ただし，そのためには Z_M の値は既知でなければならない．

4. 伝送線路の特性インピーダンスを基準インピーダンスにする

上記の左右対称 TM を含め，MATCH を利用するアルゴリズムを使う場合，Z_M は極力，周波数に依存しない実数（純抵抗）になるように作るのが普通だが，終端器の持つ寄生リアクタンスをゼロにはできない．商用アルゴリズムの中には，Z_M の実部だけを利用しようとするものもある．しかし，周波数が高くなってくると，表皮効果により周波数に依存しない抵抗を作るのは困難である．ミリ波のような高い周波数でも安定したインピーダンス基準器を実現するにはどうしたらいいだろうか？

TRL（Thru-Reflect-Line）を代表とするアルゴリズムで実用に供されている方法として，伝送線路の特性インピーダンス Z_0 をインピーダンス基準として利用するやり方がある．伝送線路の特性インピーダンスは周波数に依存する複素数ではあるが，高い周波数での周波数依存性はかなり小さく，また作製もしやすい．図 10 に示すとおり，無限に長い伝送線路は反対側のポートが見えず，入力インピーダンスは Z_0 だ．だから，これは $Z_M=Z_0$ なる MATCH とみなすことができる．LRM 系と TRL 系のアルゴリズムが数学的には同じ仲間に属するということは以前から指摘されていることだが，両者の等価性を直観的に説明すると以上のようになる．

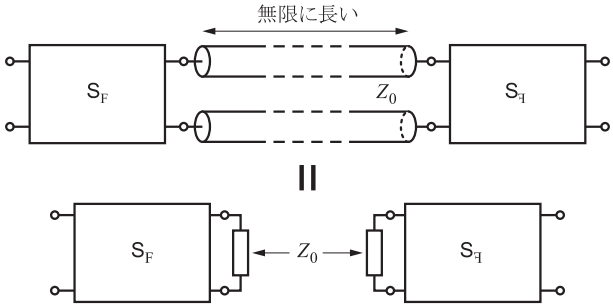


図 10　無限に長い伝送線路　　virtual MATCH とみなせる．

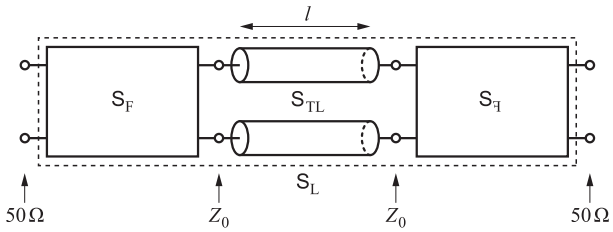


図 11　左右対称 LINE のモデル　　LINE の生の測定値が S_L．$T_{L(50\,\Omega)}=T_{F(50\,\Omega,\,Z_0)}T_{TL(Z_0)}T_{\bar{F}(Z_0,\,50\,\Omega)}$．

これが原理的な考え方だが，もちろん無限に長い（とみなせるほど長い）伝送線路を校正基準器として用意することはできない．そこで，有限長の伝送線路を基に，計算で virtual MATCH を実現する．考え方はこうだ．長さ l の伝送線路を考え，その T 行列を T_{TL} とする．これを n 個縦続接続したら，その特性は T_{TL}^n で与えられる．だから T_{TL}^n を計算し，$n\to\infty$ としたら virtual MATCH になるはずだ．

だが現実にはもう少し工夫がいる．なぜなら伝送線路を測定できるためには，周囲にケーブルやらプローブやらをくっつけなくてはならないわけで，それはもはや T_{TL} とは違う代物だ．そこで，まず THRU の真ん中に長さ l の伝送線路を挿入した基準器 LINE を用意する（図 11）(注2)．次に LINE と THRU の T 行列を使って $T_H\triangleq T_L T_T^{-1}$ なる補助的な T 行列を導入する．T_H は測定

（注 1）　S_{F12} と S_{F21} をきちんと分離しないと F を測定できたことにならないが，キャリブレーションでは分離しないまま済ませることが多い．だから 2. の冒頭で「測定」と言わず「測定の一種」と言った．

（注 2）　THRU 自体も真ん中付近は伝送線路だから（図 7），l は LINE と THRU の長さの差である．この伝送線路の伝搬定数 γ は未知で構わない．

表2　左右対称 TL（thru-line）の解

基準インピーダンス：Z_0（LINE 中の線路の特性インピーダンス）

S_T：THRU の測定値，S_L：LINE の測定値

$$e^{-\gamma l}=\frac{-(S_{T11}-S_{L11})^2+S_{T21}^2+S_{L21}^2\pm\sqrt{[(S_{T11}-S_{L11})^2-S_{T21}^2-S_{L21}^2]^2-4S_{T21}^2S_{L21}^2}}{2S_{T21}S_{L21}}$$

$\gamma=\alpha+j\beta$．通常は $\alpha>0$，$\beta>0$ となるように根を選ぶ．

$$S_{F22}=\frac{S_{T11}-S_{L11}}{S_{T21}-S_{L21}e^{-\gamma l}}$$

$$S_{F11}=S_{T11}-S_{F22}S_{T21}$$

$$S_{F21}S_{F12}=S_{T21}(1-S_{F22}^2)$$

値 T_L と T_T を使って定義されているので，数値行列だ．T_H と未知数 T_F，T_TL との関係は，$\mathsf{T}_\mathrm{T}=\mathsf{T}_\mathrm{F}\mathsf{T}_\mathrm{ㄱ}$（図 7），$\mathsf{T}_\mathrm{L}=\mathsf{T}_\mathrm{F}\mathsf{T}_\mathrm{TL}\mathsf{T}_\mathrm{ㄱ}$（図 11）を用いて

$$\mathsf{T}_\mathrm{H}=\mathsf{T}_\mathrm{F}\mathsf{T}_\mathrm{TL}\mathsf{T}_\mathrm{ㄱ}\mathsf{T}_\mathrm{ㄱ}^{-1}\mathsf{T}_\mathrm{F}^{-1}=\mathsf{T}_\mathrm{F}\mathsf{T}_\mathrm{TL}\mathsf{T}_\mathrm{F}^{-1}. \tag{14}$$

さて，行列の n 乗の問題（$\mathsf{T}_\mathrm{H}^n=\mathsf{T}_\mathrm{F}\mathsf{T}_\mathrm{TL}^n\mathsf{T}_\mathrm{F}^{-1}$）と言えば，固有値分解による対角化だ．今の場合，式(14)の左辺の T_H は測定値で非対角だから，これを T_F で相似変換して T_TL という対角行列にすると考えたらよかろう．ちなみに伝送線路の T 行列は式(E)に示すとおり一般には非対角だが，両ポートの基準インピーダンスが特性インピーダンスに一致しているときは式(F)のように対角になる．対角成分が固有値だ．変換行列 $\mathsf{T}_{\mathrm{F}(50\,\Omega,\,Z_0)}$ は $\mathsf{T}_{\mathrm{H}(50\,\Omega)}$ の固有ベクトルを並べれば作れる．ところで，元々 T_TL の n 乗を計算して virtual MATCH を作るという方針で話をしていたのだが，その必要がなくなってしまった．なぜなら，キャリブレーションの本来の目的は $\mathsf{T}_{\mathrm{F}(50\,\Omega,\,Z_0)}$ を求めて式(11)で $\mathsf{S}_{\mathrm{DUT}(Z_\mathrm{M},\,Z_0)}$ を取り出すことなわけだが，$\mathsf{T}_{\mathrm{F}(50\,\Omega,\,Z_0)}$ は固有値問題を解いて求めることができると分かったからである．

以上のアルゴリズムでは左右対称な THRU と LINE を使うので，仮に「左右対称 TL」と呼ぶことにする．解の導出は左右対称 TM と比べて長くなるので略すが，結果を表 2 に示す．伝送線路の伝搬定数 γ はキャリブレーションの過程で求めることができる．では，基準インピーダンスとなる肝心の Z_0 の値はどうだろうか？実は，Z_0 の値は求めることができない．もし Z_0 の値があらかじめ分かっているならば，特に問題ない．しかし，自作した伝送線路で LINE を作ったような場合には，一般に TRL 系のアルゴリズムを使うと基準インピーダンスが未知（$Z_\mathrm{ref}=Z_0$）のままキャリブレーションが完了することになる．伝送線路の S パラメータから伝搬定数と特性インピーダンスを算出する式が知られている[8]ことを思い出すと，Z_0 が測定で分からないのは奇異に感じられるかもしれない．しかし，文献(8)の式をよく検討すると分かるとおり，S パラメータから特性インピーダンスを算出するには，基準インピーダンスの値があらかじめ定まっていなくてはならない．基準インピーダンスが不定の状態で特性インピーダンスやその他のイミタンスを測定することはできない．左右対称 TL を含む TRL 系のアルゴリズムを使うには，伝送線路の特性インピーダンスを，しばしば S パラメータ以外の測定を併用して，求める必要がある．標準的とされる方法は文献(9)，(10)である．また，S パラメータ測定だけから特性インピーダンスを推定する方法の検討例として文献(11)を挙げておく．

左右対称 TM と同様，最後に基準インピーダンスを Z_0 から 50 Ω に変更した方がよい．

5. ま　と　め

本講座では，基準インピーダンスが複素数の場合の S パラメータについて解説した．基準インピーダンスが複素数だと，S パラメータの定義が互換性のない二系統に分かれることは古くから知られている[12]にもかかわらず，認知度が高いとは言えない．学会・論文でも，どういう S パラメータなのかが不明瞭なままデータを見せている例が散見される．測定される S パラメータは規格化電圧進行波に対する S パラメータであるが，多くのマイクロ波シミュレータが実装しているのは電力波に対する S パラメータであるなど，間違いの原因となりそうな要素も多い．S パラメータに関する正しい理解は，ミリ波オンウェーハ測定や電力伝送等で不可欠と思われる．

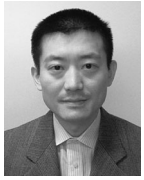
謝辞　本講座と，その元になった文献(2)，(5)をまとめるにあたり，お力添えを賜った荒木純道東京工業大学名誉教授に感謝致します．

文　　献

(1) R.F. Bauer and P. Penfield, Jr., “De-embedding and unterminating,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 22, no. 3, pp. 282-288, March 1974.
(2) 天川修平，“続 S パラメータ利用の落とし穴，” MWE2016，入門講座 FR6A，2016.
(3) J.P. Dunsmore, Handbook of Microwave Component Measurements with Advanced VNA Techniques, Wiley, 2012.
(4) R. Mavaddat, Network Scattering Parameters, World Scientific, 1996.
(5) S. Amakawa, “Scattered reflections on scattering parameters—Demystifying complex-referenced S parameters—,” IEICE Trans. Electron.,

vol. E99-C, no. 10, pp. 1100-1112, Oct. 2016.
(6) H. Dropkin, "Comments on "A rigorous technique for measuring the scattering matrix of a multiport device with a two-port network analyzer," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 31, no. 1, pp. 79-81, Jan. 1983.
(7) R.B. Marks and D.F. Williams, "A general waveguide circuit theory," J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol., vol. 97, no. 5, pp. 533-562, Sept.-Oct. 1992.
(8) W.R. Eisenstadt and Y. Eo, "S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization," IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol., vol. 15, no. 4, pp. 483-490, Aug. 1992.
(9) R.B. Marks and D.F. Williams, "Characteristic impedance determination using propagation constant measurement," IEEE Microw. Guid. Wave Lett., vol. 1, no. 6, pp. 141-143, June 1991.
(10) D.F. Williams and R.B. Marks, "Transmission line capacitance measurement," IEEE Microw. Guid. Wave Lett., vol. 1, no. 9, pp. 243-245, Sept. 1991.
(11) S. Amakawa, K. Katayama, K. Takano, T. Yoshida, and M. Fujishima, "Comparative analysis of on-chip transmission line de-embedding techniques," IEEE Int. Symp. Radio-Freq. Integration Technol., pp. 91-93, Aug. 2015.
(12) K. Kurokawa, "Power waves and the scattering matrix," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 13, no. 2, pp. 194-202, March 1965.

（平成 28 年 11 月 28 日受付　平成 29 年 1 月 31 日最終受付）



天川（あまかわ）　修平（しゅうへい）（正員）
1995 東大・工・電子卒．2001 同大学院博士課程了．ケンブリッジ大，Silvaco Data Systems（Europe），日本ケイデンス・デザイン・システムズ社，東工大を経て，2010 広島大准教授，現在に至る．高周波集積回路の研究に従事．