

# マイクロ波回路解析の基礎

## Fundamentals of Microwave Circuit Analysis

來住 直人  
Kishi, Naoto

〒 182-8585 調布市調布ヶ丘 1-5-1 電気通信大学 情報通信工学科  
Department of Information and Communication Engineering, University of Electro-Communications  
Chofugaoka 1-5-1, Chofu-shi, Tokyo 182-8585, Nippon  
Phone: +81-424-435199, Fax: +81-424-435797, Email: kishi@ieee.org

### Abstract

Scattering matrix formulation is a very important concept to treat microwave and millimeter-wave circuits. In this article, basic theory of scattering matrix formulation is described. The significance of the formulation and the properties of scattering matrices are also described with presenting several examples.

### まえがき

電気・電子回路の入出力特性評価のために使用されている行列形式のパラメータとしては、インピーダンス/アドミタンス行列や四端子行列などがある。しかしながら、マイクロ波・ミリ波の周波数帯域においては、入出力信号は電磁波伝送路の導波モードとして取り扱われることも多く、これらのパラメータの定義に必要な電圧と電流の定義・測定が困難な場合がある。そこで、理論的取り扱いと計測がより容易である散乱行列/散乱係数 (S 行列/S パラメータ: scattering matrix/scattering parameters) が利用される。そこで本稿では、マイクロ波・ミリ波帯の回路素子の特性解析および測定には不可欠な散乱行列/散乱パラメータ [1]-[4] の意義と基礎理論、性質を具体例を交えて概説する。

### 散乱行列の定義

図1のような  $N$  個の入出力端子対 (ポート) を持つ線形受動電磁波回路素子を考える。全てのポートには特性インピーダンス  $Z_c$  の伝送線路が接続されているものとし、各々のポートには1から  $N$  までの番号をふっておく。ポート  $n$  に単位電界

振幅を持つ角周波数  $\omega$  の単一周波数の電磁波が入射したときのポート  $m$  に出射する電磁波の複素電界振幅を  $S_{mn}(\omega)$  として、散乱行列 (S 行列) を以下のように定義する。

$$[S(\omega)] = \begin{bmatrix} S_{11}(\omega) & \cdots & S_{1N}(\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ S_{N1}(\omega) & \cdots & S_{NN}(\omega) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$S_{mn}(\omega)$  は、入力ポート  $n$  から出力ポート  $m$  への伝達関数とも解釈でき、これを散乱係数もしくは S パラメータと呼ぶ。以後簡単のため、角周波数  $\omega$  は必要がない限り定数として省略する。すなわち散乱行列は、回路の任意のふたつのポート  $n$  から  $m$  ( $m \neq n$ ) への振幅透過係数  $S_{mn}$  と、ポート  $m$  の振幅反射係数  $S_{mm}$  からなる  $N$  次の正方行列として定義される。

図1において、入出力ポートに接続されている伝送線路が、電圧と電流が定義できる TEM 線路の場合は、散乱行列はインピーダンス行列を用いて表現できる。ポート  $m$  の電圧と電流をそれぞれ  $V_m, I_m$  とすると、これらはポート  $m$  へ入射する電磁波の電界振幅 (上付添字 “+”) とポート  $m$  から反射される電磁波の電界振幅 (下付添字 “-”) の和となり、これらの量の列ベクトル  $[V], [I], [V^+], [V^-], [I^+], [I^-]$  間の関係は以下のように表現できる。

$$[V] = [V^+] + [V^-] \quad (2a)$$

$$[I] = [I^+] + [I^-] = \frac{[V^+]}{Z_c} - \frac{[V^-]}{Z_c} \quad (2b)$$

$$[V] = [Z][I] \quad (2c)$$

ただし  $[Z]$  は回路のインピーダンス行列である。式 (2c) に式 (2a) と式 (2b) を代入して整理すると、 $[U]$  を  $N$  次の単位行列として、

$$[V^-] = ([Z] + Z_c[U])^{-1}([Z] - Z_c[U])[V^+]$$

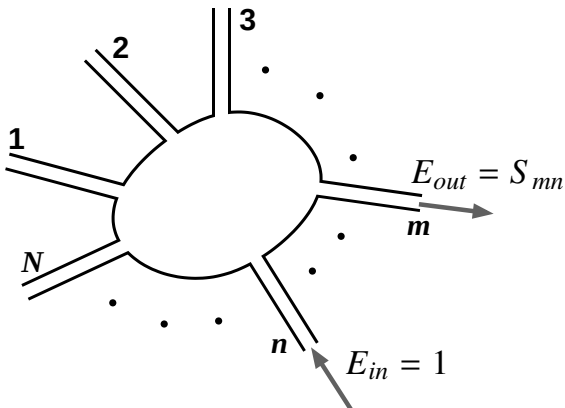


図1  $N$  ポート線形受動電磁波回路

を得る。この式は入射電圧波  $[V^+]$  と反射電圧波  $[V^-]$  の関係式なので、散乱行列を用いても表現できる。したがって、インピーダンス行列を用いたと散乱行列の定義として、

$$[S] = ([Z] + Z_c[U])^{-1} ([Z] - Z_c[U]) \quad (3)$$

が成立する。一方で、式 (2a),(2b),(2c) から、 $[V^+]$  と  $[V^-]$  を  $[Z]$  と  $[I]$  で表す式を導出し、これらから  $[I]$  を消去して得られる  $[V^+]$  と  $[V^-]$  の関係式からは、

$$[S] = ([Z] - Z_c[U]) ([Z] + Z_c[U])^{-1} \quad (3')$$

も成り立つことがわかる。

以上からわかるように、TEM 線路で結合された回路の場合は、インピーダンス行列または散乱行列のいずれによっても回路の入出力特性の記述が可能である。しかしながら、導波管やマイクロストリップ線路の多くや、誘電体導波路などによって結合される回路においては、線路の電圧と電流の定義が困難もしくは不可能な場合が多く、インピーダンス行列による取り扱いも困難になる。しかも実際の回路特性の評価においても、回路の透過もしくは反射特性が重要であることが多いので、マイクロ波、ミリ波領域においては散乱行列/散乱パラメータによる扱いが基本となる。

次に、複数の回路を接続した場合の散乱行列の表現について述べておきたい。ここでは簡単のため図 2 のようなふたつの 2 ポート回路を接続した場合の散乱パラメータの計算法について説明する。図において、左側の回路 1 のポート 2 が右側の回路 2 のポート 1 に接続されているとする。接続された全体の回路のポート 1 とポート 2 は、それぞれ回路 1 のポート 1、回路 2 のポート 2 とする。回路 1、2 の散乱パラメータをそれぞれ  $S_{ji}^{(1)}, S_{ij}^{(2)}$  のように表現し、接続された全体の回路の散乱パラメータ  $S_{ij}$  をこれらによって表現する。

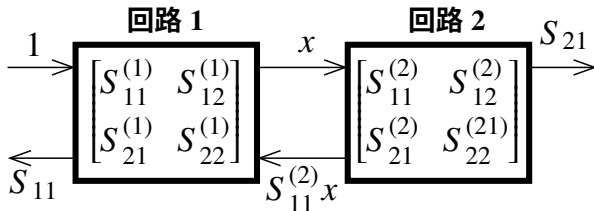


図 2 2 ポート回路の接続

まず  $S_{11}$  と  $S_{21}$  を計算するために図のようにポート 1 に単位振幅の電磁波を入射することを考える。回路 1 のポート 2 から回路 2 のポート 1 への入射波の複素振幅を  $x$  とすると、定義より回路 2 からの反射波の振幅は  $S_{11}^{(2)}x$  となる。これ

は回路 1 のポート 2 への入射波でもある。また、 $x$  は回路 1 のポート 2 からの反射波でもあり、これにはポート 1 と 2 への入射波からの寄与があるので、

$$x = S_{21}^{(1)} + S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}x$$

が成立する。これより、

$$x = \frac{S_{21}^{(1)}}{1 - S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}}$$

となるので、

$$S_{11} = S_{12}^{(1)}S_{11}^{(2)}x = \frac{S_{12}^{(1)}S_{21}^{(1)}S_{11}^{(2)}}{1 - S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}} \quad (4a)$$

$$S_{21} = S_{21}^{(2)}x = \frac{S_{21}^{(1)}S_{21}^{(2)}}{1 - S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}} \quad (4b)$$

を得る。同様に、

$$S_{12} = \frac{S_{12}^{(1)}S_{12}^{(2)}}{1 - S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}} \quad (4c)$$

$$S_{22} = \frac{S_{22}^{(1)}S_{22}^{(2)}}{1 - S_{11}^{(2)}S_{11}^{(1)}} \quad (4d)$$

が導出され、接続された回路全体の散乱パラメータが全て得られた。

## 散乱行列の性質

以上で定義した散乱行列/散乱パラメータの性質と、実際の回路の特性との関係をいくつか述べる。

### (a) 受動回路

本稿で取り上げている受動回路においては、回路内部でのエネルギーの発生を伴わないので散乱係数の絶対値が 1 を越えることはない。したがって、

$$|S_{mn}| \leq 1 \quad (5)$$

が常に成立する。

### (b) 整合のとれた回路

整合のとれた回路においては、各ポートの反射係数が全て 0 であることから、

$$S_{mm} = 0 \quad (m = 1, 2, \dots, N) \quad (6)$$

が成り立つ。

### (c) 無損失回路

無損失回路の場合、回路に入射する電力の総和と出射される電力の総和が等しくなる。ポート  $m$  の入射波、反射波の電界振幅をそれぞれ  $E_m^+$ 、 $E_m^-$  とすると、

$$\sum_{m=1}^N |E_m^+|^2 = \sum_{m=1}^N |E_m^-|^2 \quad (7)$$

が成立する。これらの振幅からなる列ベクトルをそれぞれ  $[E^+]$ 、 $[E^-]$  と書き、行列  $[M]$  の転置共役を  $[M]^*$  と表現すると、散乱行列の定義より、

$$[E^-]^*[E^-] = [E^+]^*[S]^*[S][E^+]$$

が得られ、これと式 (7) より、

$$[E^+]^*[E^+] = [E^+]^*[S]^*[S][E^+] = [E^+]^*[A][E^+] \quad (7')$$

が成立する。ただし  $[A] = [S]^*[S]$  とした。

ここで  $[A]$  がどのような行列となるか明らかにする。まず、式 (7') において任意の  $m$  をとり、 $E_m = 1$  かつ  $E_n = 0$  ( $n \neq m$ ) を仮定すると、

$$1 = [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0] \begin{bmatrix} A_{1m} \\ \vdots \\ A_{Nm} \end{bmatrix} = A_{mm}$$

より、

$$A_{mm} = 1 \ (m = 1, \dots, N)$$

を得る。次に、任意の異なる  $m$  と  $k$  について  $E_m = E_k = 1$  かつ  $E_n = 0$  ( $n \neq m, k$ ) を仮定すると、式 (7') と上の結果から、

$$\begin{aligned} 2 &= [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0] \begin{bmatrix} A_{1m} + A_{1k} \\ \vdots \\ A_{Nm} + A_{Nk} \end{bmatrix} \\ &= A_{mm} + A_{mk} + A_{km} + A_{kk} = 2 + A_{mk} + A_{km} \end{aligned}$$

が成立する。さらに、 $j$  を虚数単位とし、任意の異なる  $m$  と  $k$  について  $E_m = 1, E_k = j$  かつ  $E_n = 0$  ( $n \neq m, k$ ) を仮定すると、同様の計算により、

$$2 = 2 + j(A_{mk} - A_{km})$$

を得るので、これらより、

$$A_{mn} = \delta_{mn} \ (\delta_{mn} : \text{クロネッカーのデルタ})$$

が成立することがわかる。したがって、

$$[S]^*[S] = [U] \quad (8)$$

となり、無損失回路の散乱行列はユニタリ行列となることがわかる。

### (d) 相反性回路

フィルタを始めとする多くの受動回路は相反性を有している。相反性はインピーダンス行列を用いると、行列  $[M]$  の転置行列を  ${}^t[M]$  として、

$${}^t[Z] = [Z]$$

と表される。すなわち、インピーダンス行列が対称行列であることと等価になる。これと式 (3)、(3') から、

$${}^t[S] = [S] \quad (9)$$

が、相反性回路の散乱行列で成立することがわかる。すなわち相反性回路の散乱行列も対称行列となる。インピーダンス行列が定義できない場合についても同様である。

相反性が成立しない回路、すなわち散乱行列が式 (9) のような対称行列とならない回路も少なからず存在する。そのような回路は後述するような非相反回路である。

### 散乱行列の応用例

以上に述べた定義・性質に基づくと、実際の回路素子の入出力特性が散乱行列によって記述できる。本節では、いくつかの簡単な回路素子の散乱行列の実例をあげる。

#### (ア) 長さ $L$ 、伝搬定数 $\beta(\omega)$ の双方向伝送線路

伝送線路は最も簡単な 2 ポート回路のひとつである。伝送線路自体の特性インピーダンスが外部回路のそれと等しいとすると、これは整合のとれた回路であり、線路の伝達関数は  $e^{-j\beta(\omega)L}$  と書けるので散乱行列は、

$$[S(\omega)] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta(\omega)L} \\ e^{-j\beta(\omega)L} & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

伝送線路は相反回路なので式 (10) は対称行列であり、かつ伝搬定数が純虚数ならば無損失回路となるのでユニタリ行列となることは明らかである。

#### (イ) Y 分岐形電力分配器 (パワースプリッタ)[5]

図 3 に示すような、電力分配器の中でも最も単純な形態の 3 ポート対称 Y 分岐形構造を考える。これは、ポート 1 への入力をポート 2 と 3 へ等分配することが目的の素子である。線路の具体的な構成は省略してあるが、マイクロストリップ線路 [5] や誘電体導波路をなどの構造が考えられる。

分配器中に抵抗などの電力を消費する素子を使用せず、回路中の線路自体の損失・反射も無視できるとし、外部回路との整合もとれていないと仮定すると、

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$S_{21} = S_{31} = \frac{e^{-j\phi}}{\sqrt{2}} \quad (\phi \text{ は定数})$$

を得る。さらにポート 2 と 3 の間の結合も無視できると仮定すると、

$$S_{23} = S_{32} = 0$$

となる。これらと、回路の相反性 ( $S_{mn} = S_{nm}$ ) を用いると散乱行列は、

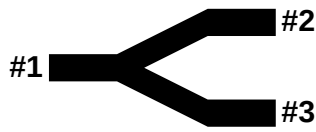


図3 Y分岐形電力分配器

$$[S] = \frac{e^{-j\phi}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

となる。

ここで注意すべきことは式 (11) はユニタリ行列ではないこと、すなわちこの Y 分岐形電力分配器は電力を消費する素子を使用していないにもかかわらず無損失回路ではないことである。これは式 (11) より、ポート 2 に入射した電力がポート 1 に 1/2 となって出力され、残りの 1/2 が失われることでも明らかである。別の言い方をすれば、相反回路の電力分配器は電力合波器としては利用できない、つまり**ポート 2 と 3 に入力した電力の和をポート 1 から取り出すことはこれらの入力と同相かつ同振幅でない限り不可能**である。それならば、ポート 2、3 から入力された電力のあと半分はどこへ行くのであろうか。これは本稿の主旨ではないので詳述は避けるが、線路の伝搬モード以外の放射モードに結合し、回路の外部に出力される。別の見方をすると、既存の 3 ポートに加えて、放射モードが出力される空間を 4 番目のポートとする 4 ポート回路と解釈すれば、この回路は無損失回路とみなすことができる。

### (ウ) 対称 3dB 方向性結合器

方向性結合器の中でも図 4 に示す対称構造を持つ 3dB 結合器には、数多くの応用がある。類似の特性を示すものとして「3dB ハイブリッド」があるが、これについては後述する。

図 4 の構造においては、ポート 1 からの入力はポート 2 と 3 へ等分配され、逆の伝搬方向のポート 1 自身とポート 4 へは出力されない。他のポートからの入力についても同様である。すなわち、この結合器は無損失かつ整合がとれており、相反回路でもある。整合性と相反性、回路構造の対称性より、

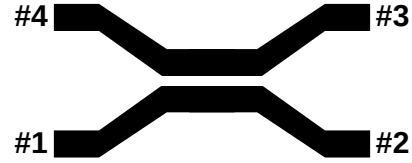


図4 対称 3dB 方向性結合器

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix}$$

となることがわかり、さらに無損失性より、式 (8) を用いると、

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 0$$

$$S_{12}S_{13}^* + S_{12}^*S_{13} = 0$$

が成立する。一方、3dB 結合器なので  $|S_{12}| = |S_{13}|$  となることと上の第 1 式から、 $\phi_1$  と  $\phi_2$  を実定数として、

$$S_{12} = \frac{e^{j\phi_1}}{\sqrt{2}}$$

$$S_{13} = \frac{e^{j\phi_2}}{\sqrt{2}}$$

となることがわかり、これらと第 2 式から、

$$\phi_1 = \frac{\pi}{2} + n\pi \quad (n \text{ は整数})$$

を得る。したがって散乱行列は  $\phi$  を定数として、

$$[S] = \frac{e^{j\phi}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \pm j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \pm j \\ \pm j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \pm j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

という形式をとる。

### (エ) 3dB ハイブリッド

もうひとつの 4 ポート 3dB 結合器である 3dB ハイブリッドには、導波管を用いた立体回路のマジック T やリング形ストリップ線路を用いたラットレース回路 [6]、平面回路共振器を用いた構造

[7] など、多数あるが、ここでは説明を簡単にするために、図5に示す半透明鏡(ハーフミラー)を例にとって説明する。先の方向性結合器と同様に整合性と相反性、回路構造の対称性より、

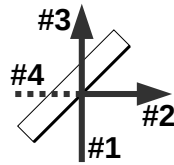


図5 半透明鏡形 3dB ハイブリッド

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{13} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

を得る。

ここで、この半透明鏡の構造について具体的にみると、図のようにポート1からの入射波の半分はポート3に透過し、あとの半分は鏡の右下面に反射されてポート2へ結合する。同様にポート4からの入射波の半分も鏡の右下面に反射されてポート3に結合する。すなわち鏡の左上面には反射防止膜が施してあるため、この面からの反射は起こらないようになっている。すると、ポート1から2への反射はいわゆる高インピーダンス領域から低インピーダンス領域への入射波の反射であり、ポート4から3への反射はこの逆なので、1から2への反射の方が4から3への反射に比べて位相が $\pi$ 遅れることになる。鏡の厚みによる位相のずれは、これを小さいとするか適切な遅延線を設ければ無視できるので、前述の方向性結合器と同様の手順によって 3dB ハイブリッドの散乱行列は、

$$[S] = \frac{e^{j\phi}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & \mp 1 & 1 & 0 \\ \mp 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \pm 1 \\ 0 & 1 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

となる。

ちなみに、整合された相反無損失 3dB 結合器は、(ウ)のように分岐後の二出力の位相差が90度( $\pi/2$ )となる方向性結合器形と、(エ)のように同相もしくは逆相となる 3dB ハイブリッド形のふたとおりのみであることは散乱行列の性質によって証明できる。

### (オ) 対称方向性結合器

この素子の構造は図4の 3dB 方向性結合器と同じものだが、分岐比が 1:1 とは限らないより一般的なものである。これも整合性と相反性を有し、回路構造の対称性を利用することで同様な手順で散乱行列が以下のように計算できる。

$$[S] = e^{j\phi} \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \pm j\sqrt{1-\alpha^2} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \pm j\sqrt{1-\alpha^2} \\ \pm j\sqrt{1-\alpha^2} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \pm j\sqrt{1-\alpha^2} & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

ただし  $\alpha$  は  $0 < \alpha < 1$  を満たす実数であり、電力分岐比は  $\alpha^2 : 1 - \alpha^2$  となる。

### (カ) アイソレータ

アイソレータ(単向子)は、電磁波の一方通行路の働きをする2ポートの非相反素子で、ファラデー回転子[8]のように偏波の回転方向が伝搬方向によって異なる素子を利用して構成する[9]。アイソレータの散乱行列は、 $\phi$  を定数として、

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

となる。 $S_{12} \neq S_{21}$  なので非相反であることは明らかである。

### (キ) 4ポートサーキュレータ

ファラデー回転子のような非相反素子といくつかの回路素子の組合せによって、より複雑な経路の振り分けを可能としたものがサーキュレータ[10],[11]である。図6においてポート1への入射波はポート2のみへ出力され、同様にポート2からはポート3へ、ポート3からはポート4へ、ポート4からはポート1へ出力される。したがって回路の整合がとれていて無損失とすると、散乱行列は  $\phi_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) を定数として、

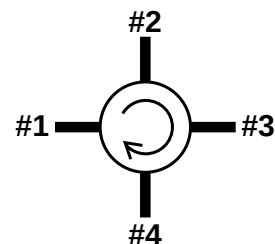


図6 4ポートサーキュレータ(回路記号)

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_1} \\ e^{j\phi_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_4} & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

となる。

### (ク) 3ポートサーキュレータ

上記のサーキュレータと同様な動作を3ポートで行う3ポートサーキュレータも可能である。ただし、4ポートサーキュレータのひとつの端子を取り除いたものも3ポートサーキュレータとして市販されているが、これは厳密な意味で3ポートサーキュレータとは言えないので除外する。3ポート整合無損失非相反回路は理想的な3ポートサーキュレータのみであることは以下のように証明できる [10]。

任意の整合のとれた非相反回路の散乱行列は、

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}$$

となり、無損失性の式 (8) より、

$$\begin{bmatrix} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 & S_{13}S_{23}^* & S_{12}S_{32}^* \\ S_{23}S_{13}^* & |S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 & S_{21}S_{31}^* \\ S_{32}S_{12}^* & S_{31}S_{21}^* & |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

を得る。この式の1行2列目の要素に着目すると、以下の2通りが考えられる。

①  $S_{13} = 0$  の場合

各要素の値から、 $|S_{12}| = 1$ 、 $S_{32} = 0$ 、 $|S_{31}| = 1$ 、 $S_{21} = 0$ 、 $|S_{23}| = 1$  を順次得る。

②  $S_{23} = 0$  の場合

①と同様に  $|S_{21}| = 1$ 、 $S_{31} = 0$ 、 $|S_{32}| = 1$ 、 $S_{12} = 0$ 、 $|S_{13}| = 1$  を得る。

よって散乱行列は  $\phi_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) を定数として以下のようなになる。

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2} \\ e^{j\phi_3} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

または

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\phi_1} \\ e^{j\phi_2} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_3} & 0 \end{bmatrix}$$

これらはいずれも3ポートサーキュレータの散乱行列に他ならない(証明終り)。

## むすび

散乱行列の概念は、マイクロ波・ミリ波回路の取り扱いに不可欠であるばかりではなく、これまでに述べてきたように回路の基本的な性質の記述にも有用である。これらの理論・概念の多くは古くから知られているが、その有用性は今後不変であることには疑問の余地もない。

## 参考文献

- [1] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering* (2nd ed.), Chap.4.7, McGraw-Hill, 1992.
- [2] D. M. Pozer, *Microwave engineering*, Chap. 5.4, Addison-Wesley, 1990.
- [3] G. F. Engen, *Microwave circuit theory*, Chap. 4, IEE, 1992.
- [4] 安達三郎, 米山務, 「電波伝送工学」(大学講義シリーズ), 3.4 節, コロナ社, 1981.
- [5] Y. Qian et al, "Characterization of picosecond pulse propagation in a microstrip line divider," *Microwave Guided Wave Lett.*, 2, pp.191-193, 1992.
- [6] 文献 [1], Chap. 6.5.
- [7] T. Okoshi, *Planar circuits for microwaves and lightwaves*, Chap. 2.8, Springer-Verlag, 1985.
- [8] 文献 [1], Chap. 6.8.
- [9] 文献 [1], Chap. 6.9.
- [10] 文献 [1], Chap. 6.10.
- [11] 石尾秀樹 監修, 「光増幅器とその応用」, 7-3 節, オーム社, 1992.