

■9群 (電子材料・デバイス) - 7編 (マイクロ波伝送・回路デバイス)

1章 伝送線路理論と伝送モード

(執筆者：橋本 修) [2010年7月 受領]

■概要■

マイクロ波伝送と回路デバイスの解説において、伝送線路理論やその伝送モードは必須の基礎事項となる。

本章では、散乱行列やスミスチャートの基礎、また各種電磁波の伝送モードの分類、更にはインピーダンス変換の基礎について解説している。

【本章の構成】

本章は、「1-1 節 散乱行列の概念とその性質」、「1-2 節 スミスチャートの原理とその使用方法」、「1-3 節 電磁波の伝送モードの分類」、「1-4 節 各種デバイスの設計に用いられるインピーダンス変換の基礎」で構成されている。

■9群-7編-1章

1-1 散乱行列 (Sパラメータ) とその性質

(執筆者：穴田哲夫・陳 春平) [2009年1月 受領]

図1・1に示すような電磁波回路の特性はマクスウェルの方程式を構造から定まる境界条件のもとで解くことにより求められる。しかし、一般に複雑な数値解析を必要とする。したがって、多数の入出力端子をもつ電磁波回路の特性を記述する場合に、電気回路と同様に Z あるいは Y 行列を用いて行われるが、周波数が高くなると、

1. 分布定数回路的な取り扱いのため、電圧、電流の測定（定義）が困難になる。
2. 広帯域にわたる開放・短絡条件は迷結合による残留インダクタンスや浮遊容量の影響を受ける。
3. 能動素子の回路パラメータの測定において、開放、短絡の状態にしたとき発振することがある。

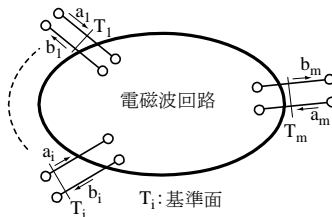


図 1・1 入反射電力波表示

この問題を解決するためには Z , Y 行列とは別の回路パラメータが必要となり、 S パラメータが考えられた (S パラメータは出力端及び入力端を特性インピーダンスで終端するので、開放・短絡条件を作る必要がないので安定である)。

図1・1の多端子電磁波回路に m 本の入出力伝送線路が接続されているとし、それぞれの伝送線路は一つの伝送モードだけが伝搬可能で、その特性インピーダンスを Z_c^i とする。各伝送線路上の適切な参照面を考え、ここでの伝送モードの電圧、電流を V_i, I_i とすると、これより高周波回路が示すインピーダンス Z_{ij} より、 V_i, I_i の間に次の関係がある。これを行列形式で表すと次のようになる。

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I}$$

ただし、 $\mathbf{Z} = (Z_{ij})$, $\mathbf{V} = (V_1, V_2, \dots, V_m)^T$, $\mathbf{I} = (I_1, I_2, \dots, I_m)^T$ 。

ところで、多端子電磁波回路の各端子における入射波、反射波の規格化複素振幅をそれぞれ a_i, b_i とするとき、各端子間の関係 $\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$ を与える行列を散乱行列 $[\mathbf{S}]$ という。

また、端子電圧 V_i 、電流 I_i 及び特性インピーダンスを Z_c^i とし、電圧、電流との関係を

$$a_i = \frac{V_i + Z_c^i I_i}{2\sqrt{Z_c^i}}, \quad b_i = \frac{V_i - Z_c^i I_i}{2\sqrt{Z_c^i}}$$

によって定義するとき、 \mathbf{Z} 行列 (\mathbf{Y} 行列) と \mathbf{S} 行列の間には次の関係がある。

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z}_c^{-1/2} \mathbf{Z} \mathbf{Z}_c^{-1/2} + \mathbf{I})^{-1} (\mathbf{Z}_c^{-1/2} \mathbf{Z} \mathbf{Z}_c^{-1/2} - \mathbf{I})$$

あるいは

$$\mathbf{S} = -(\mathbf{Z}_c^{1/2} \mathbf{Y} \mathbf{Z}_c^{1/2} + \mathbf{I})^{-1} (\mathbf{Z}_c^{1/2} \mathbf{Y} \mathbf{Z}_c^{1/2} - \mathbf{I})$$

ここに、 $\mathbf{Z}_c^{-1/2} = \text{diag}[\sqrt{z_c^1}, \sqrt{z_c^2}, \dots, \sqrt{z_c^m}]$ 、 \mathbf{I} は単位行列。

一般に、 $|a_i|^2, |b_i|^2$ は伝送線路上での入射電力と反射電力に相当しているので、各端子に流入する電力は $2P_i = \text{Re}(V_i I_i) = |a_i|^2 - |b_i|^2$ となり、回路に消費される電力は入射電力から反射電力を引いたものになる。

回路の性質は、 \mathbf{Z} 行列が $Z_{mn} = Z_{nm}$ ならば、 \mathbf{S} 行列も相反関係 $S_{mn} = S_{nm}$ が成立し、対称行列である。また無損失回路では、 $(\mathbf{S}^*)(\mathbf{S}) = \mathbf{I}$ の関係が成立する。このとき \mathbf{S} はユニタリ行列という。ここに、* 印は共役複素数を表し、添字 t は転置行列を意味する。

■参考文献

- 1) 山下栄吉 (監修), “マイクロ波シミュレータの基礎,” 電子情報通信学会, pp.216-222, Apr. 2004.
- 2) 安達三郎, 米山 務, “電波伝送工学,” コロナ社, pp.168-173, Jan. 1981.

■9 群-7 編-1 章

1-2 スミス図表

(執筆者：穴田哲夫・陳 春平) [2009年1月 受領]

スミス図表 (Smith Chart) は、高周波回路の回路解析において、インピーダンス、アドミタンス、反射係数、VSWR などの相互変換や整合回路の設計に便利なように、計算の簡単化や視覚化する目的で P.H.Smith によって考案された計算図表である。特性インピーダンスをもった伝送線路の先端に、負荷インピーダンス Z_L が接続されたとき、反射係数 Γ と正規化インピーダンス z との関係は次式で与えられる。

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1}, \quad z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}, \quad z = \frac{z_L}{z_c} = r + jx$$

Γ は複素数となるので、複素平面で $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\theta)$ としたとき、 Γ は原点を中心とした単位円内に収まる。この単位円で (r, x) と $(|\Gamma|, \theta)$ の関係を図表化したものがスミス図表である。このスミスチャートがどのようにして書かれているかを説明する。上式の z の式より

$$z+1 = \frac{1+\Gamma}{1+\Gamma} + 1 = \frac{2}{1-\Gamma}$$

ここに、 $z = r + jx$, $\Gamma = U + jV$ とおけば

$$(r+1) + jx = \frac{2}{(1-U) - jV} = \frac{2(1-U)}{(1-U)^2 + V^2} + j \frac{2V}{(1-U)^2 + V^2}$$

上式の左辺と右辺を比較して、実部、虚部に分けて書くと次式になる。

$$(r+1) = \frac{2(1-U)}{(1-U)^2 + V^2}, \quad x = \frac{2V}{(1-U)^2 + V^2}$$

$\left(U - \frac{r}{r+1}\right)^2 + V^2 = \frac{1}{(r+1)^2}$ U, V 平面 (G 平面) で中心 $\left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$, 半径 $\frac{1}{r+1}$ の円群を表し、

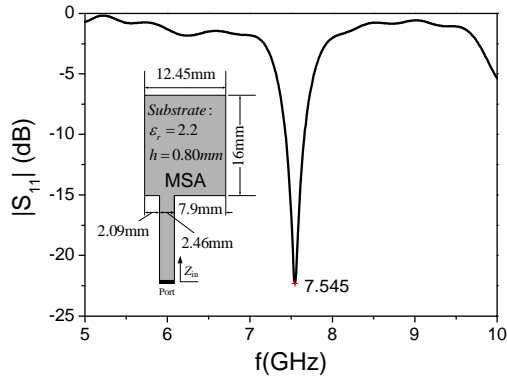
$(U-1)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2}$ U, V 平面で、中心 $\left(1, \frac{1}{x}\right)$, 半径 $\frac{1}{x}$ の円群を表す。

この二つの円グラフを同時に書くことによりスミス図表を得る。このスミス図表より、次の計算が容易に行える。

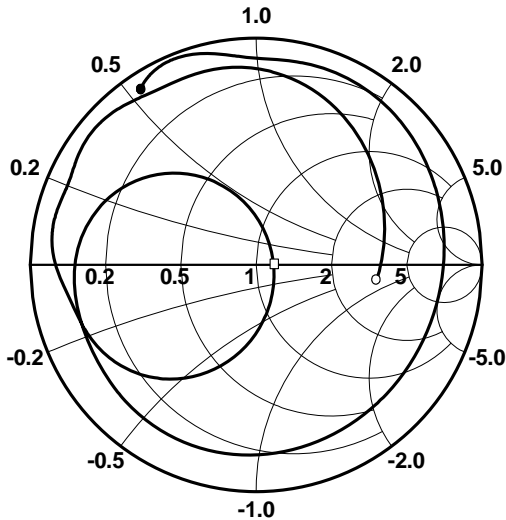
- (1) 正規化負荷インピーダンス \tilde{Z}_L より Γ の計算、あるいはその逆の計算。
- (2) 負荷より電源側へ d だけ離れた点での反射係数 $\Gamma_d = \Gamma \exp(-j2\beta d)$, 及びこの点で負荷をみたときの正規化インピーダンスの計算 (β は伝送線路の伝搬定数)。
- (3) 定在波比 ρ と電圧定在波が最小になる点 (負荷より d_{\min} とする) が測定されたときの負荷の反射係数, 正規化インピーダンスの計算, 負荷の反射係数など。

実際に、適用例として、**図 1・2** のようなマイクロストリップ型パッチアンテナの周波数特性 (S_{11}) をスミス図表にプロットしてみる。周波数 $f = 7.546$ GHz では、スミス図表の中央付近に位置し、ほぼ整合が取れていることが分かる。

- : 5GHz $z = (2.6, 26.5) \Omega$
- : 7.545 GHz $z = (58.7, 0.14) \Omega$
- : 10 GHz $z = (163.3, 27.1) \Omega$



(a) パッチアンテナの反射係数特性



(b) スミス図表

図 1・2 スミス図表とパッチアンテナの入力反射係数の特性

■参考文献

- 1) R. E. Collin (石井正博訳): “マイクロ波工学 (上),” 近代科学社, pp.236-241, 1969.
- 2) 内藤喜透之, “情報伝送入門,” 昭晃堂, pp.72-86, 1980.

■9群-7編-1章

1-3 電磁波伝送モード (Propagation Mode)

(執筆者：穴田哲夫・陳 春平) [2009年1月 受領]

伝送線路は、電磁波を放射することなく伝送系の1点から他の点まで一方向に電磁エネルギーを伝送する導波路をいう。中空導体や誘電体などで作られ、伝送線路中の電磁界は、断面にわたって一定の分布をもち、それぞれに異なった遮断周波数が存在する。伝送線路には多数の伝送モードが存在し、遮断周波数が最低次の伝送モードを基本モード、そのほかは高次モード呼ぶ。このように伝送モードとは導波路中の波動を表す波動方程式を解いたとき、境界条件を満たし、離散的な固有伝搬定数に対応して、固有解として得られる波動の電磁界分布の姿である。電磁界を $\mathbf{E} = (E_x, E_z)$, $\mathbf{H} = (H_x, H_z)$ と伝搬方向の成分 (z 成分) と断面内の成分 (t 成分) に分けて表すと、以下のように分類される。

- ① TEM モード : $E_z = H_z = 0$, $E_t \neq 0$, $H_t \neq 0$ (同軸線路, トリプレート線路)
- ② TE モード : $E_z = 0$, $E_t \neq 0$, $H_z \neq 0$, $H_t \neq 0$ (方形導波管 (TE_{mn}モード))
- ③ TM モード : $E_z \neq 0$, $E_t \neq 0$, $H_z = 0$, $H_t \neq 0$ (方形導波管 (TM_{mn}モード))
- ④ 混成モード : $E_z \neq 0$, $H_z \neq 0$, $E_t \neq 0$, $H_t \neq 0$ (誘電体線路, 光ファイバ)

TE 波と TM 波とが同時に重なり合って伝搬し、 $l \neq 0$ では、 E_z , H_z とも零にならないハイブリッドモード HE_{lm} と EH_{lm} モードとが存在し得る。ここに、 $l(0, 1, 2, \dots)$ は周方向の電界の節の数を表し、 $m(0, 1, 2, \dots)$ は半径 r 方向の節の数を表す。HE₁₁ は LP₀₁ モード (Linear Polarized mode) とも呼ばれる。

図 1・3 に上記の分類に対応する電磁波伝送モードの代表的な電磁界分布の一例を示す。

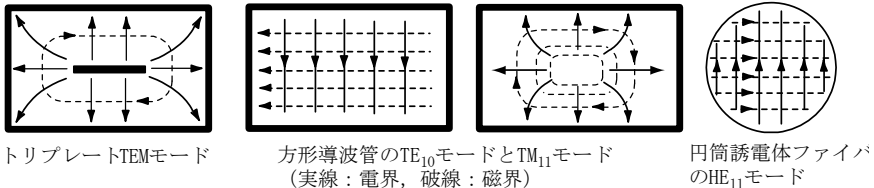


図 1・3 電磁波伝送モードの電磁界分布

■9 群-7 編-1 章

1-4 インピーダンス変換器 (Impedance Transformer)

(執筆者：佐藤 稔) [2009 年 1 月 受領]

伝送線路の終端として、何かある別の回路または素子を接続した場合に、伝送線路の特性インピーダンスと、接続した回路または素子の入力インピーダンスが異なると、接続部で反射が起こる。反射が起こると、入射波として信号源から伝送された電力の一部が信号源側に戻っていくので、電力伝送の点から見ると好ましくない。また、反射波がほかの回路要素に悪影響を与える恐れもある。そこで、インピーダンスを変換するために 2 端子対回路を介して接続し、インピーダンス整合 (Impedance Matching) を行うことで反射が起こらないようにする必要がある。そのための 2 端子対回路を整合回路 (Matching Network) と呼ぶ。その別の回路が特性インピーダンスが異なる伝送線路である場合には、その伝送線路の特性インピーダンスとの間でインピーダンス整合を行う必要があり、そのための 2 端子対回路のことをインピーダンス変換器またはインピーダンス変成器と呼ぶことが多い。伝送線路の特性インピーダンスは実数なので、インピーダンス変換器は実数のインピーダンスに対する整合回路と考えることもできる。

インピーダンス変換器の構成としては、特性インピーダンスを徐々に変化させるテーパ線路 (Tapered Transmission Line)、コイルや容量を用いたはしご形回路 (Ladder-type Network) による低域通過フィルタや高域通過フィルタと同様な構成や、特性インピーダンスの異なる 4 分の 1 波長線路を複数縦続接続した構成などがある。最も簡単でよく使用されるのは、1 段の 4 分の 1 波長線路 (Quarter-wave Line) を用いた 4 分の 1 波長変成器 (Quarter-wavelength Transformer) で、その線路の特性インピーダンスは、整合する両者の伝送線路の特性インピーダンスの幾何平均 (かけて平方根をとる) とする。

多段構成にすることにより、整合されて反射が少ない周波数帯域 (通過帯域と呼ぶ) の帯域幅を広げることができる。フィルタと同様に、通過帯域での通過特性 $|S_{21}|$ の周波数に対する変化がどうなっているかによって分類される。周波数に対する変化が最も少ないのは、最大平坦特性 (Maximally Flat Characteristic) またはバターワース特性 (Butterworth Characteristic) と呼ばれ、等しい振幅で振動するのはチェビシェフ特性 (Chebyshev Characteristic) と呼ばれる。