

■4群 (通信工学) -2編 (アンテナ・伝搬)

3章 給電回路

■4群 - 2編 - 3章

3-1 伝送線路

(執筆著：久我宣裕) [2011年5月 受領]

高周波帯の伝送線路及びその回路素子としては、(a)平行線路、(b)同軸線路、(c)ストリップ線路、(d)導波管が主なものである(図3・1)。給電用の線路としては同軸線路が広く用いられている。回路素子との整合性に優れるものとしてはマイクロストリップ線路があり、アレーアンテナの給電ネットワークなどに用いられる。ストリップ線路に類似した線路としてはトリプレート線路やサスペンデッド線路がある。導波管はマイクロ波帯での大電力を扱う用途やミリ波帯といった周波数が高く、線路としての損失を抑える目的で用いられる。また、NRDガイド(Non-radiative Dielectric Waveguide)と呼ばれる誘電体線路もミリ波帯では利用される。

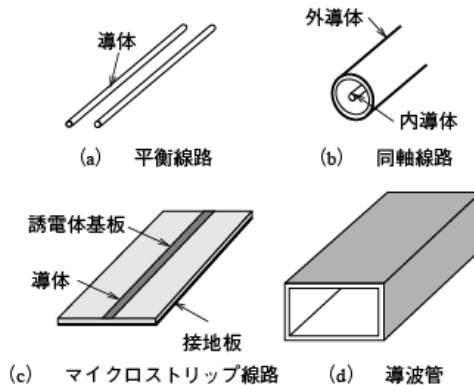


図3・1 各種伝送線路¹⁾

周波数が高くなると伝送線路は集中定数回路理論によって取り扱うことはできないため、電磁界理論もしくは分布定数回路理論の利用が必要である。一般に、伝送線路内の電磁界は様々な電磁界姿態(モード)の重ね合わせとして表現される。各モードは広域通過形フィルタの特徴を呈し、モードごとにカットオフ周波数が異なっている。伝送線路はカットオフ周波数が最小であるようなモードで、すなわち主モードで用いられることが多く、次に低いカットオフ周波数のモードが伝搬しない周波数範囲で利用される。

伝送線路モードの詳細な振舞いを調べるためにはモード整合法、スペクトル領域法、FDTD法などの数値解析を利用する必要である。しかし厳密性には欠けるが線路内の電圧・電流の進行波・反射波の分布、それにもなう定在波のようすなどを直接的に得ることができる分布定数線路理論は利用価値が高い。伝送線路内に存在し得る各モードの伝搬定数及び波動インピーダンスを分布定数線路の伝搬定数及び特性インピーダンスに対応させることによって、各モードの波動的な性質を抽出することも可能となる。また、電圧・電流を介して集中定数回路素子を分布定数線路に取り込むことが可能であること、ポート(端子対)を介して集中定数素子における回路網理論を分布定数線路に対して運用できることなど、回路や回路網の概念を拡張して利用できるという特徴も有している。

伝送線路内に存在可能なモードはいくつかあるが、その中で最も基本的な TEM モードを例に説明する。TEM モードとは、電界及び磁界とも電磁波の伝搬方向に垂直な断面内のみ存在する、すなわち、 $E_z = H_z = 0$ となるモードである。TEM モードのカットオフ周波数は 0 である。言い換えれば、TEM モードが存在可能であるとき、すべての周波数で TEM モードは伝搬可能である。一般に二つ以上の導体が存在するような伝送線路において TEM モードは存在する。このため、一つの導体からなる導波管では TEM モードは存在しない。TEM モードが主モードとなる伝送線路として、平行線路、同軸線路、トリプレート線路などがあげられる。なお、マイクロストリップ線路の主モードは準 TEM モードと呼ばれ、厳密には混合モードに分類されるが、実質的には TEM モードとはほぼ同様に扱われる。

TEM モードでは、伝送線路断面における電磁界分布は静電界及び静磁界と同一であるため、電圧・電流を一義的に定義することができる。このとき、入射波の電圧 V と電流 I の比から伝送線路の TEM モードにおける特性インピーダンス $Z_0 = V/I$ が決定される。この特性インピーダンスは、伝送線路の断面形状、充填された媒質の誘電率 ϵ 、透磁率 μ によって決まり、断面内で互いに垂直な電界成分と磁界成分の比として与えられる。TEM モードの波動インピーダンス Z_{TEM} は

$$Z_{TEM} = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad (3 \cdot 1)$$

と与えられ、伝送線路に充填された媒質の固有インピーダンスに等しい。

(1) 伝送線路の等価回路、反射係数、入力インピーダンス

TEM モードは二つ以上の導体からなる伝送線路を伝搬することから、図 3・2 に示すように、伝送線路は図的に並行線路で表示される。伝搬方向を z 軸の正の方向とすると、伝送線路の微小区間 Δz は図 3・3 に示す集中定数により表現される。図中の R, L, G, C は次のように定義される。

- R : 単位長当たりの直列抵抗
- L : 単位長当たりの直列インダクタンス
- G : 単位長当たりの分路コンダクタンス
- C : 単位長当たりの分路容量

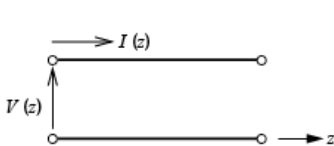


図 3・2 分布定数線路¹⁾

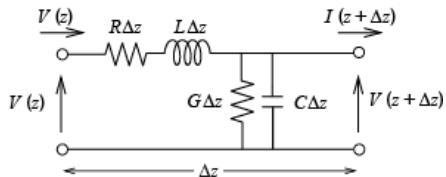


図 3・3 分布定数線路の一次定数集中定数回路モデル¹⁾

このとき、特性インピーダンス Z_0 、伝搬定数 γ は次式で与えられる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3 \cdot 2)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3 \cdot 3)$$

伝搬定数 $\gamma = \alpha + j\beta$ は一般に複素数であり、その実部 α を減衰定数、虚部 β を位相定数と呼ぶ。線路内における波長 λ と位相速度 v_p は次式で与えられる。

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3 \cdot 4)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (3 \cdot 5)$$

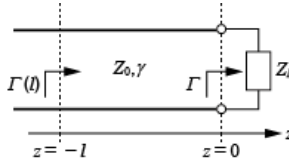


図 3・4 受端に負荷が接続された分布定数線路¹⁾

図 3・4 に示すように、線路の受端 ($z = 0$) に接続されている負荷インピーダンス Z_L をとすると、受端における反射係数 Γ は

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3 \cdot 6)$$

の関係が得られる。無損失線路の場合、入力電力を P_{in} とするとき、実際に負荷に伝達される電力は

$$P_L = (1 - |\Gamma|^2) P_{in} \quad (3 \cdot 7)$$

と与えられる。 $\Gamma = 0$ のとき、負荷インピーダンスは線路の特性インピーダンスに等しい。このとき受端において反射が生じず、このような負荷は線路と整合がとれているという。なお、理想的な無限長線路では反射波が存在せず、 $\Gamma = 0$ である。

さて、受端における反射係数 Γ は線路内の任意の位置 $z = -l$ に対して一般化できる。 $z = -l$ における入射波成分に対する反射波成分の比は

$$\Gamma(l) = \frac{B e^{-\gamma l}}{A e^{\gamma l}} = \Gamma e^{-2\gamma l} \quad (3 \cdot 8)$$

と与えられる。これが線路上における反射係数の定義である。このとき、線路内の任意の位置 $z = -l$ より負荷側を見込んだ入力インピーダンスは、

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(l)}{1 - \Gamma(l)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma e^{-2\gamma l}}{1 - \Gamma e^{-2\gamma l}}$$

となる。更に式(3・6)を考慮すれば

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \quad (3 \cdot 9)$$

を得る。線路の損失が無視できる場合には $\gamma = j\beta$ として次式が利用できる。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \gamma l}{Z_0 + jZ_L \tan \gamma l} \quad (3 \cdot 10)$$

(2) 定在波比, リターンロス

受端における反射係数が0でない場合 ($\Gamma \neq 0$), 伝送線路内には受端から入射端に戻る反射波が存在する. この反射波が入射波と干渉することによって, 図 3・5 に示すように, 伝送線路内には定在波が発生する. このとき, 線路内における電圧の最小値 V_{\min} に対する電圧の最大値 V_{\max} の比を電圧定在波比 (VSWR: Voltage Standing Wave Ratio) と呼ぶ. 線路が無損失であるとき, 定在波比は次のように与えられる.

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3 \cdot 11)$$

S は 1 以上の実数となり, $S=1$ であるとき線路内に定在波が生じない. 隣り合う電圧最大もしくは電圧最小の間の距離は $\lambda/2$ であり, 電圧最大と最小の間の距離は $\lambda/4$ である.

線路内の反射の程度を評価する指標として反射損 (RL: Return Loss) も利用される. この量は次のように定義される.

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \text{ [dB]} \quad (3 \cdot 12)$$

反射がない場合 ($\Gamma=0$) の反射損は $-\infty$ dB であり, 全反射の場合 ($|\Gamma|=1$) の反射損は 0 dB である.

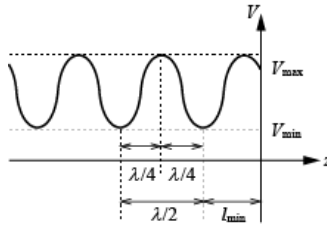


図 3・5 伝送線路内の定在波分布¹⁾

(3) 伝送線路の特殊な利用法

受端が短絡もしくは開放された無損失伝送線路を用いて, 純リアクタンスを構成することができる. 図 3・6 のように受端を短絡した場合 ($\Gamma = -1$) の送端における入力インピーダンスは式(3・9)に $Z_L = 0$ 代入することにより求められる.

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (3 \cdot 13)$$

これより受端が短絡された伝送線路は, $l < \lambda/4$ においてインダクティブ, $\lambda/4 < l < \lambda/2$ においてキャパシティブとなることが分かる. 図 3・7 のように受端を開放した場合 ($\Gamma = 1$) には, 式(3・9)に $Z_L = \infty$ を代入すればよい.

$$Z_{in} = jZ_0 \cot \beta l \quad (3 \cdot 14)$$

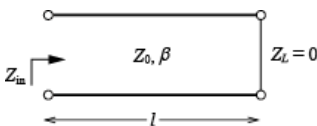


図 3・6 終端短絡伝送線路¹⁾

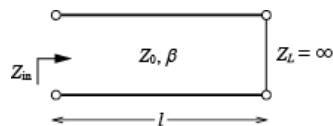


図 3・7 終端開放伝送線路¹⁾

となる。このように、受端が開放された伝送線路は $l < \lambda/4$ においてキャパシティブ、 $\lambda/4 < l < \lambda/2$ においてインダクティブとなる。

伝送線路が $\lambda/4$ の整数倍の長さにおいて示す特性は、実用上極めて有用である。例えば、半波長の伝送線路の入力インピーダンスは負荷インピーダンスに等しくなる。これは式(3・9)に $l = \lambda/2$ を代入することにより

$$Z_{in} = Z_L \quad (3 \cdot 15)$$

となることから分かる。また、図 3・8 に示す $1/4$ 波長の伝送線路は負荷インピーダンスを逆数に変換する性質をもつ。特に負荷が順抵抗である場合には、変成器と利用される。これは式(3・9)に $l = \lambda/4$ を代入することにより

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3 \cdot 16)$$

となることから分かる。

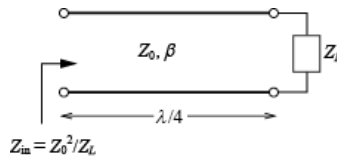


図 3・8 $\lambda/4$ 伝送線路¹⁾

■4群 - 2編 - 3章

3-2 スミスチャート

(執筆著：久我宣裕) [2011年5月 受領]

3-2-1 スミスチャート理論の概要

スミスチャートとは、極座標で表した複素反射係数 $\Gamma = |\Gamma| \angle \Gamma$ 上に規格化インピーダンス (アドミタンス) を割り当てたものである。スミスチャートを用いると、反射係数と規格化インピーダンス (アドミタンス) との変換が容易に行える。規格化インピーダンスとはインピーダンスを線路の特性インピーダンス Z_0 で除した量であり、具体的には、インピーダンス Z に対して規格化インピーダンスは $z = Z/Z_0$ となる。また、振幅 $|\Gamma|$ は図表中心からの半径であり、位相 $\angle \Gamma$ は実軸の右側から測った角度で表される。式(3・8)から $|\Gamma| \leq 1$ であるから、任意の受動素子の反射係数はスミスチャートにおいて半径 1 の外周円の内側のただ一つの点としてプロットされる。

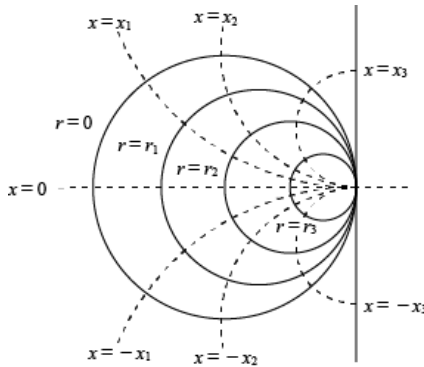


図 3・9 スミスチャートにおける円群 (定抵抗, 定リアクタンス) ¹⁾

図 3・9 に示すように、スミスチャートは規格化インピーダンスの抵抗分 r_L によって変化する円群 (実線) と、リアクタンス分 x_L によって変化する円群 (破線) で構成される。また、式(3・11)から分かるように $|\Gamma|$ と VSWR は 1 対 1 対応するため、スミスチャートにおける原点を中心とする円は、VSWR = 一定である点の集合ともなる (図 3・10)。このとき、この VSWR 円

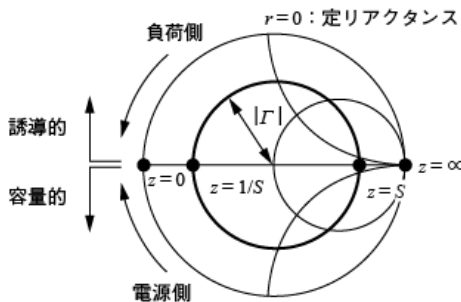


図 3・10 スミスチャートの性質 ¹⁾

は規格化インピーダンス $1/S+j0$ (左側) と $S+j0$ (右側) でスミスチャートの横軸と交差する。

このほかのスミスチャートの性質を以下に列挙する。

- (1) スミスチャートの原点は $z=1$ の点である (無反射)。
- (2) スミスチャートの外周は無損失の純リアクタンスの点である ($r=0$)。
- (3) スミスチャートの左端は $z=0$ (短絡), 右端は $z=\infty$ (開放) である。
- (4) 式(3・8)から分かるように, 電源側に移動する際は時計回りに, 負荷側に移動する際は反時計回りにプロットした点を回転させればよい。
- (5) スミスチャートの上半分はリアクタンスが正の部分 (インダクティブ), 下半分はリアクタンスが負の部分 (キャパシティブ) である。

3-2-2 スミスチャートの基本的な使い方

以下, 伝送線路が無損失であることと仮定する。

(1) 反射係数と規格化インピーダンスとの間の変換 (図 3・11)

反射係数が既知の場合, その振幅はチャート原点からの半径としてプロットすればよい。ただし, スミスチャートの最外周円が反射係数振幅 1 を表すことに注意する必要がある。なお, 反射係数の位相はチャート外周の角度目盛を用いてプロットする。規格化インピーダンスが既知の場合, その実部の数値に合った抵抗円, 虚部の数値にあったリアクタンス円を求め, それらの交点にプロットすればよい。

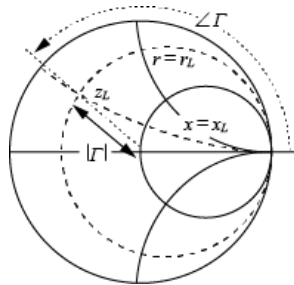


図 3・11 スミスチャートへの反射係数もしくは規格化インピーダンスのプロット¹⁾

スミスチャート上に与えられた点から反射係数, 規格化インピーダンスを求めるためには上述と逆の手順に従えばよい。すなわち, 原点と与えられた点との距離を測り, これと最外周円の半径との比をとることで反射係数の振幅を求める。また, 原点と与えられた点を結ぶ直線を延長してチャート外周の角度目盛から反射係数の位相を求めることができる。規格化インピーダンスは, 与えられた点を通る抵抗円, リアクタンス円を求め, それらの円の規格化抵抗, 規格化リアクタンスを読めばよい。

(2) 伝送線路上における観測点の移動 (図 3・12)

スミスチャートの外周には波長で規格化された目盛とともに, WAVELENGTH TOWARD GENERATOR (電源側) 及び WAVELENGTH TOWARD LOAD (負荷側) の矢印が示されている。

る。線路上のある点における反射係数 Γ がプロットされているとき、例えば電源側に l だけ移動した点における反射係数 Γ' を求めるためには、 l/λ だけ電源側の矢印の方向(時計回り)に回転させればよい。このために、

- (1) 反射係数 Γ をスミスチャート上にプロットする。
- (2) この反射係数 Γ の点を通る VSWR 円を描く。
- (3) スミスチャートの原点と反射係数 Γ の点の 2 点を通る直線を延長し、外周の電源側の目盛を読む。
- (4) この読みを l/λ を足す。0.5 以上となる場合はその 0.5 の剰余で考える。
- (5) 外周の電源側の目盛で(4)の値をマークし、その点と原点を直線で結ぶ。その直線と VSWR 円の交点 Γ' が観測点を移動させたときの反射係数である。

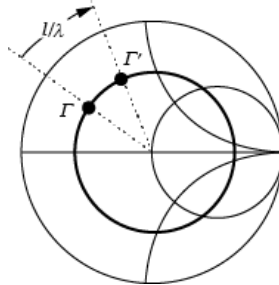


図 3・12 スミスチャートにおける観測点の移動¹⁾

規格化アドミタンス y は、図 3・13 に示すように、プロットされた規格化インピーダンスについて原点对称の点(スミスチャート上で半周回転させた点)として求めることができる。

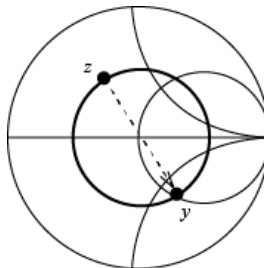


図 3・13 スミスチャートにおけるインピーダンス・アドミタンス変換¹⁾

■4 群 - 2 編 - 3 章

3-3 整合回路

(執筆者：久我宣裕) [2011 年 5 月 受領]

低周波帯では、コイルやキャパシタのような集中定数リアクタンス素子を用いて整合回路を構成することができる。図 3・14(a)に示すように、任意の二つのインピーダンスは二つのリアクタンス素子からなる L 形回路によって整合をとることができる。L 形整合回路の左側に R_1 、右側に R_2 の抵抗が接続されているとき、直列リアクタンス X 及び分路サセプタンス B を次のように選べばよい。

$$X = \pm\sqrt{R_1(R_2 - R_1)} \quad (3 \cdot 17)$$

$$B = \pm\frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_1}} \quad (3 \cdot 18)$$

ただし、 $R_2 > R_1$ とし、複合同順とする。 $R_1 > R_2$ の場合は、整合回路の左右を入れ替えればよい。

図 3・14 に示すように、L 形整合回路の左側に $Z_1 = R_1 + jX_1$ 、右側に $Z_2 = 1/Y_2 = 1/(G_2 + jB_2)$ の負荷が接続されている場合 ($R_1 < 1/G_2$) には、直列リアクタンス X' 及び分路サセプタンス B を次のように選べばよい。

$$X' = -X_1 \pm \sqrt{R_1(R_2 - R_1)} \quad (3 \cdot 19)$$

$$B = -B_2 \pm \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_1}} \quad (3 \cdot 20)$$

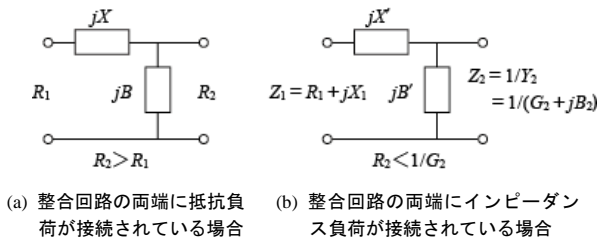


図 3・14 L 形整合回路¹⁾

分布定数回路を用いることができる場合には、スタブと呼ばれる整合回路が用いられる。図 3・15(a)は分布定数回路を用いたインピーダンス整合回路で、負荷からの距離 l_1 の位置に長さ l_2 の線端短絡スタブを接続した例であり、図 3・15(b)はその設計図である。これらの整合回路は主に狭帯域特性の場合に使用される。

インピーダンスに虚素部が存在せず、実数部のみを変換する場合には変成器が用いられる。変成器としては図 3・16 に示すような二つの巻線を結合させた巻線形結合コイルを用いた変成器と伝送線路を用いた 1/4 波長インピーダンス変成器がある。

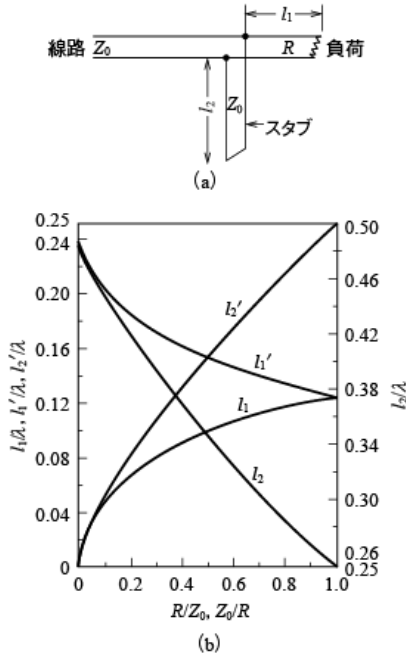


図 3・15 スタブ整合回路及びその設計図表¹⁾

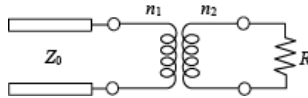


図 3・16 巻線形結合コイルを用いた変成器¹⁾

巻線形結合コイルを用いた変成器におけるインピーダンスの変成比は巻線の巻線比で次式のように求まる。

$$R/Z_0 = \sqrt{n_0/n_1} \quad (3 \cdot 21)$$

巻線形結合コイルでは、磁束を集中させて巻線間の結合を確保するためにフェライトコアが用いられる。フェライトコアの特性や巻線の自己共振などによって使える周波数の上限は通常は数 GHz 程度となるが、それ以下の周波数において非常に広帯域な周波数特性を実現することができる。

1/4 波長インピーダンス変成器は、次式の関係が成り立つように 1/4 波長線路の特性インピーダンス Q を選ぶと、線路長が 1/4 波長となる中心周波数において完全に整合がとれる。

$$Q = \sqrt{Z_0 R} \quad (3 \cdot 22)$$

この変成器は、伝送線路の電気長に依存して周波数特性が決まるため、中心周波数からずれた周波数では反射が大きくなり、インピーダンス変成比が大きくなるほど、狭帯域な特性となる。これに対し、広帯域な特性が必要場合には図3・17のように1/4波長線路を多段接続する場合もある。また1/4波長より十分に長い区間でインピーダンスを滑らかに変化させるテーパ形変成器も広帯域なインピーダンス変成器として用いることができる。

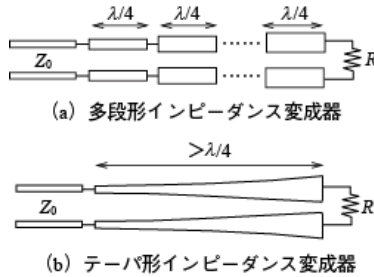


図3・17 広帯域特性を有するインピーダンス変成器¹⁾

■4群 - 2編 - 3章

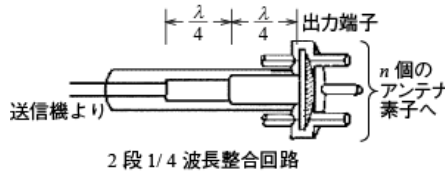
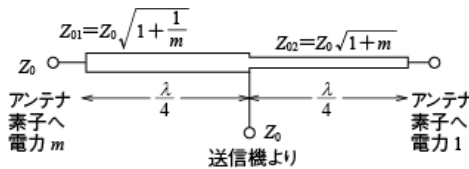
3-4 分岐器

(執筆者：久我宣裕) [2011年5月 受領]

3-4-1 電力分配器・電力合成器

電力分配器は入力電力を要求の電力比に分配するとともに、その入力インピーダンスが接続の線路に整合しなければならない。最も簡単な電力分配器として、入力を1点で n 本の出力伝送線路に分岐した分岐回路がある。一つの伝送線路に n 本の伝送線路が並列に接続される構成となるため、入出力インピーダンスをあわせるために分岐部の入出力にインピーダンス変成器が設けられる。

図3・18はテレビ送信用などに用いられている n 等電力分配器で、そのインピーダンス整合には2段構成の1/4波長インピーダンス変成器が用いられている。図3・19は、1/4波長線路を用いて左右の分配端子に $1:m$ の比率で電力を分配するもので、その特性インピーダンス、 Z_{01} 、 Z_{02} は電力分配比に応じて図のように設計される。分岐回路では、分配端子間のアイソレーションはない。例えば、一方の分配端子から信号を入力すると、入力端子だけでなくもう一方の分配端子にも信号が出力されるとともに、インピーダンス整合条件も成り立たず信号を入力した端子にも反射を生じる。このため、出力端子に接続される負荷に不整合がある場合、その反射波によって電力分配比にずれが生ずることもある。

図3・18 n 等電力分配器¹⁾図3・19 $1:m$ T形電力分配器¹⁾

分配端子間にアイソレーションがある分配器として、図3・20、図3・21に示すようなウィルキンソン形電力分配器がある。分岐部と分配端子の間に1/4波長インピーダンス変成器が挿入され、分配端子間ごとにインピーダンス変成器の特性インピーダンスを変えることによって、電力分配比を任意の値にすることも可能である。図3・21は分配の場合のウィルキンソン形電力分配器の構成例である。分配端子間にアイソレーションがある分配器は電力合成器としても使用できる。

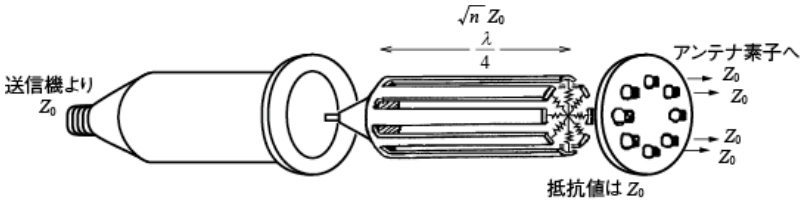


図 3・20 ウィルキンソン形電力 n 分配器¹⁾

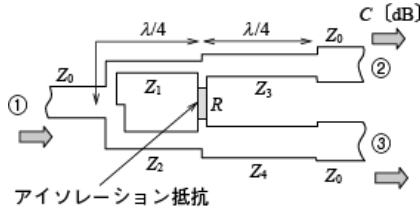


図 3・21 ウィルキンソン形電力 2 分配器¹⁾

3-4-2 方向性結合器

一次線路上の入射波及び反射波に比例した電力を、それに結合した二次線路側のおのおの別の端子に分離して取り出す回路が方向性結合器である。すなわち、図 3・22 において、一次線路上の入射波 P_i に比例した電力 p_i がこれに結合して 2 次側の端子 4 に現れ、また一次線路上の反射波 P_r に比例した電力 p_r が二次側の端子 3 に現れ、端子 1-3 間、端子 2-4 間はアイソレーションが確保されている。いま、一次側の端子 2 に整合負荷が接続され、反射波 P_r が発生しない場合、

$$\left. \begin{aligned} C &= 10 \log_{10} \frac{P_i}{P_r} \text{ [dB]} \\ D &= 10 \log_{10} \frac{p_i}{p_r} \text{ [dB]} \end{aligned} \right\} \quad (3 \cdot 23)$$

をおのおの結合度、方向性と呼ぶ。理想的な方向性結合器の場合、 $D = \infty$ となる。なお、方向性結合器において、結合度 C が 3 dB で端子 1 からの入力電力が端子 2、4 に等分配される場合、ハイブリッド回路、ブリッジ回路と呼ばれ、電力二等分配器として使用される。

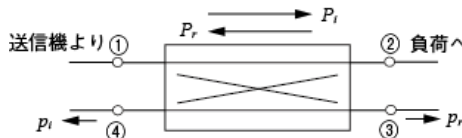


図 3・22 方向性結合器¹⁾

図 3・23 はブランチライン形方向性結合器である。二つの伝送線路間を 1/4 波長間隔に配置した 1/4 波長の分岐線路 (ブランチライン) で接続した構造であり、各部の伝送線路の特性

インピーダンスの選び方によって結合度が決まる。

図 3・24 はラットレース形方向性結合器である。1 周が $3/2$ 波長のリング状回路に四つの入出力端子を設けた構造で、リング部の伝送線路の特性インピーダンスにより結合度が決定される。端子 1 から信号を入力した場合は、端子 3, 4 に同相配分、端子 2 から入力した場合は逆相配分となる。

図 3・25 は結合線路形方向性結合器である。同軸線路やストリップ系線路において、2 本の伝送線路の信号線を近接させて電磁結合させることにより構成される。なお、分配器として用いた場合の分配端子間の位相差は 90° となる。

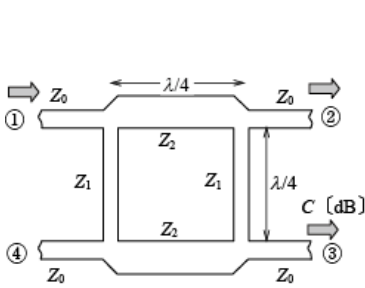


図 3・23 ブランチライン形方向性結合器¹⁾

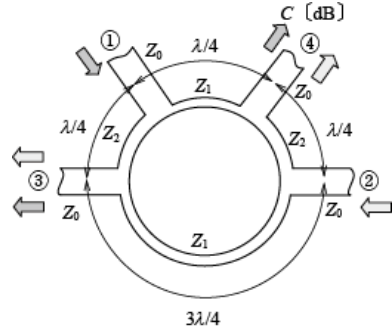


図 3・24 ラットレース形方向性結合器¹⁾

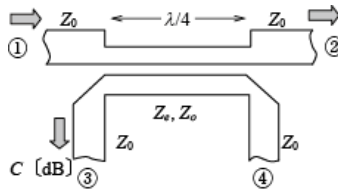


図 3・25 結合線路形方向性結合器¹⁾

3-4-3 ダイプレкса, 分波器

一つのアンテナ系を 2 個あるいはそれ以上の送信機で給電する必要がある場合や、一つのアンテナを送信と受信の両方で同時に使用する場合に用いられるのがダイプレксаである。信号経路を分離する方法としては、方向性結合器のアイソレーション特性を利用する方法と、信号の周波数の差によってフィルタを用いて分波する方法がある。

テレビ放送においては、映像送信機と音声送信機の出力を互いの干渉なしに合成してアンテナに給電する場合があります。2 系統のアンテナを用いる場合には図 3・26 のようなブリッジダイプレксаが用いられる。このダイプレксаは、分割同軸バランと $1/4$ 波長インピーダンス変成器を組み合わせたもので、同相端子から入力した信号は二つの平衡端子に同位相で分配され、正相端子から入力した信号は逆位相で分配される。同相端子と逆相端子の間はアイソレーションがとれている。このような動作は、方向性結合器で結合度を 3 dB としたものの (ハ

イブリッド回路)でも実現できる。

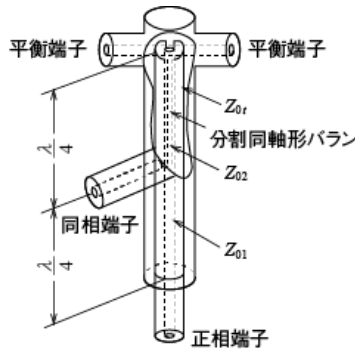
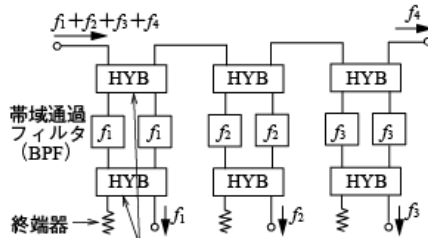


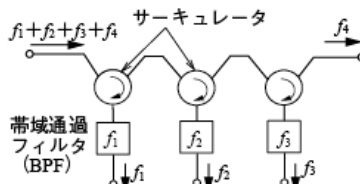
図 3・26 ブリッジダイプレクサ¹⁾

一つのアンテナを複数の周波数で共用する場合、図 3・27 に示すような多チャンネルの分波器が用いられる。入力側のハイブリッドを介して分配されて二つのフィルタに加わった信号は、それぞれのフィルタの通過帯域内であればフィルタを通過して出力側のハイブリッドで合成されて取り出されるが、通過帯域外の場合は反射されて入力側ハイブリッドで合成されて隣のハイブリッドに加えられる。この繰り返しによって周波数ごとに分波される。図 3・27(b)のように、ハイブリッドの代わりにサーキュレータを用いる場合もある。



ハイブリッド回路

(a) ハイブリッド回路による構成



(b) サーキュレータを用いた構成

図 3・27 多チャンネル分波器¹⁾

一つのアンテナを送信と受信の二つの周波数で共用する場合は、図 3・28 のような二つのフィルタを組み合わせた分波器が多く用いられる。通常は、相手のフィルタの通過帯域においても一方のフィルタの分岐点から見たインピーダンスが無限大（開放）になるように、分岐点からそれぞれのフィルタまでの伝送線路の長さを設計する。

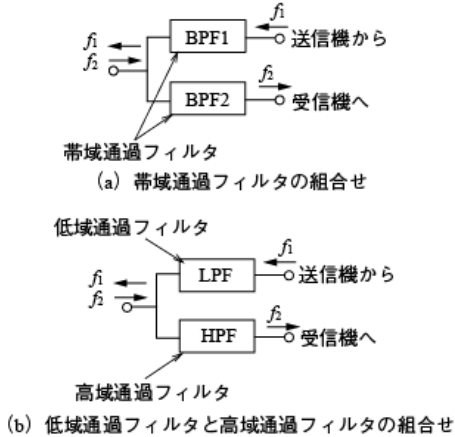


図 3・28 フィルタによる送受分波器¹⁾

3-4-4 サーキュレータとアイソレータ

サーキュレータは、非相反な入出力関係を有する多端子回路のことで、 N 個の端子を有し、第 1 の端子に入力された信号は隣り合う第 2 の端子に出力され、第 2 の端子に入力された信号は第 3 の端子に出力されるというように、入出力の関係が循環になる。例えば図 3・29 に示すようにアンテナを送受信回路で共用するための回路や、分波器、アイソレータなどに用いられる。

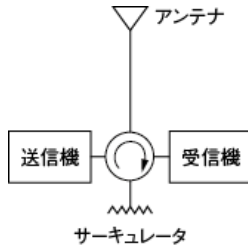
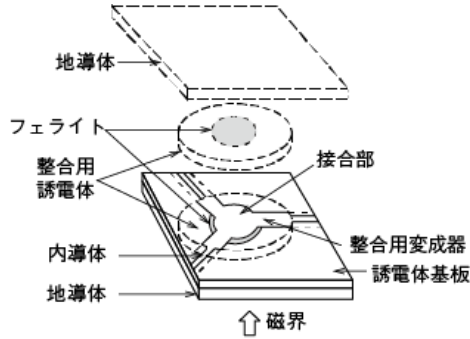


図 3・29 サーキュレータを用いた送受共用回路¹⁾

同軸線路系に広く用いられているサーキュレータには、ストリップ線路サーキュレータと集中定数サーキュレータがある。ストリップ線路サーキュレータは、図 3・30 のようにストリップ線路の接合部に、板面に垂直に直流磁界を加えたフェライト板を装荷し、各端子に 1/4 波長変成器や容量性負荷、あるいは共振回路などのような整合回路が付された構造を有して

いる。ストリップ線路サーキュレータは、数 GHz 程度より高い周波数で広く用いられる。集中定数サーキュレータは、図 3・31 に示すように、フェライトの周りにループ状に巻いた導体によるインダクタと集中定数コンデンサで共振回路を形成するため、波長に比べて小型化が可能であり、VHF 帯や UHF 帯などの比較的低い周波数帯において広く用いられている。



マイクロストリップ形：実線
トリプレート形：誘電体基板を除き、点線部を加える

図 3・30 3端子対ストリップ線路サーキュレータの分解図¹⁾

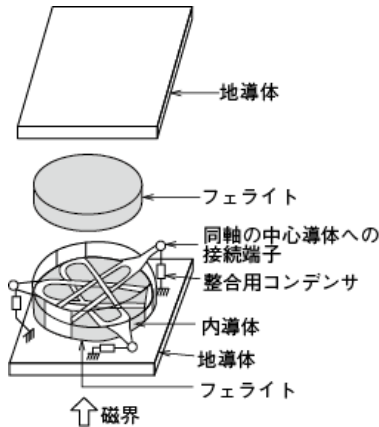


図 3・31 集中定数サーキュレータの分解図¹⁾

アイソレータは2端子の非相反な回路素子であり、第1の端子からの入力波は第2の端子に出力されるが、第2の端子からの入射波は第1の端子には出力されず、アイソレータ内部で吸収されるという動作をする。同軸線路系で最も多く用いられるアイソレータは、サーキュレータの特性を利用したものであり、図 3・32 のように3端子のアイソレータの一つの端子に無反射終端器を接続して構成される。この構成では、端子1への入射波は端子2に伝送さ

れるが、端子2への入射波は端子3に接続された無反射終端器で吸収され、端子1には出力されない。サーキュレータを用いた構成のほかに、エッジモードアイソレータなどが用いられることもある。この構成では、非常に広帯域にわたって良好な特性が得られる。

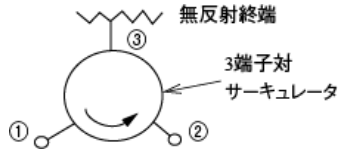


図3・32 サーキュレータ形アイソレータ¹⁾

■4群 - 2編 - 3章

3-5 回路及び回路素子

(執筆著：久我宣裕) [2011年5月 受領]

3-5-1 フィルタ

高周波回路におけるフィルタは、基本的に図3・33に示すようにインダクタ L と静電容量 C の集中定数素子の組合せで構成され、使用する周波数に応じてこれらを等価的な回路素子に置き換えて構成する。低い周波数では一般的なインダクタや静電容量などの集中定数回路素子部品を組み合わせで構成し、高い周波数では分布定数線路や共振器で置き換えて実現する。最近では、多層基板の製造技術の進歩によって、多層構造の中に、導体パターンを用いて L や C などの素子を形成してフィルタを構成する例が多く、携帯電話など数GHz程度の周波数で小型化が要求される用途においては、低温焼成多層セラミック基板(LTCC: Low Temperature Cofired Ceramics)を用いた小型のフィルタが多用されている。

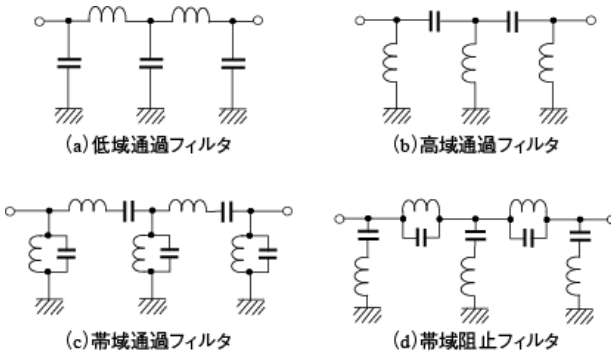


図3・33 フィルタの基本回路¹⁾

低域通過形フィルタ(LPF)は、図3・33(a)の基本回路を集中定数 L と C で構成するか、集中定数の L と C を高インピーダンスの伝送線路と低インピーダンスの伝送線路で置き換えることによって実現できる。図3・34(a)は同軸線路で構成したLPF、図3・34(b)はストリップ線路を用いたLPFの例である。同様な手法で高域通過フィルタ(HPF)も実現できる。図3・35は多層ストリップ線路を用いて構成したHPFの例である。

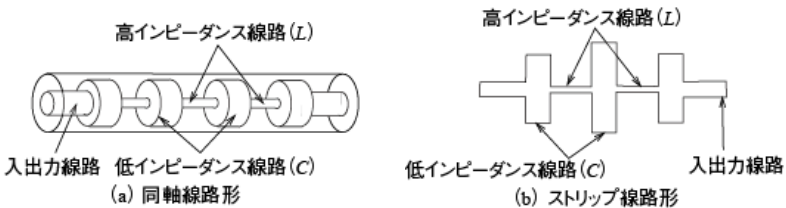
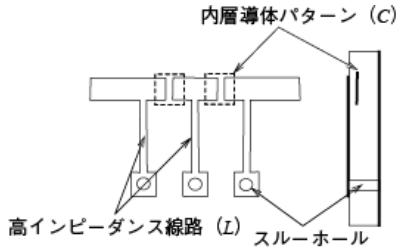
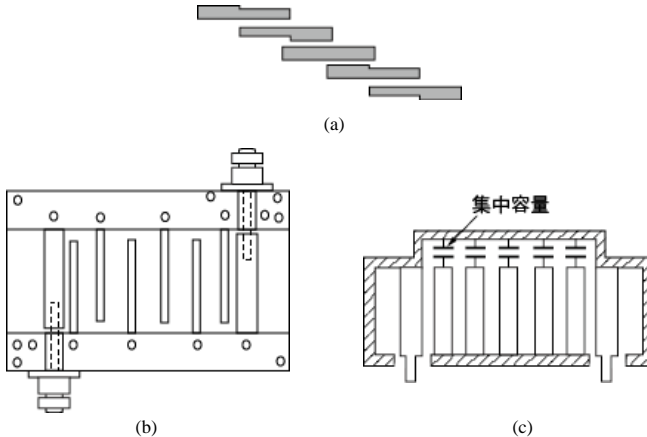


図3・34 低域通過フィルタの例¹⁾

図 3・35 高域通過フィルタの例¹⁾

帯域通過フィルタ (BPF) は図 3・33(c)の等価回路を分布定数回路などに置き換えて実現するが、通常は通過帯域の中心で共振する共振器を複数結合させた構成となる。共振器としては、両端開放または両端短絡の半波長線路か、片端短絡・片端開放の $1/4$ 波長線路が用いられる。共振器の長さや共振器の結合方法によって複数の種類がある。図 3・36(a)はストリップ線路で構成した両端開放の半波長共振器を用いた側結合形 BPF の例である。半波長共振器の $1/4$ 波長部分をそれぞれ隣の共振器と結合させており、共振器間のギャップや共振器を構成する線路の幅を変えて所望の特性を得る。図 3・36(b)は $1/4$ 波長線路の短絡端を交互に並べて結合させたインタディジタル形 BPF の例である。このフィルタは、共振器の長さが短いために小型化が可能であり、かつ共振器間の結合を大きくとれるため広帯域な BPF の実現に適している。図 3・36(c)に片端短絡の共振器を短絡端をそろえて結合させたコムライン形 BPF を示す。共振器は、開放端に装荷された容量とあわせて等価的な $1/4$ 波長共振器となる。このフィルタは共振器間の結合が小さく、狭帯域な BPF の実現に適している。

図 3・36 帯域通過フィルタの例¹⁾

帯域阻止フィルタ (BEF) は基本的に主線路に阻止したい帯域で共振する共振器を結合させることで実現できる。共振器としては片端短絡の $1/4$ 波長共振器を主線路の近くに配置して電磁結合させたり、オープスタブを主線路に直結する場合もある。図 3・37 は $1/4$ 波長共

振器を用いた BEF の例である。

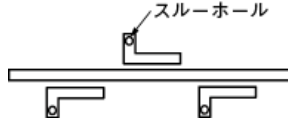


図 3・37 帯域阻止フィルタの例¹⁾

3-5-2 移相器

位相を制御する手段としては、物理的に信号が伝送される経路の長さを変化させる、スイッチなどを用いて信号が伝送される経路を切り換える、伝送線路を構成する材料の誘電率や透磁率を変化させて伝送線路における信号の伝送速度を変えるなどがある。制御は、制御量を連続的に可変するアナログ形と、複数の離散的な値を切り換えて制御するデジタル形がある。

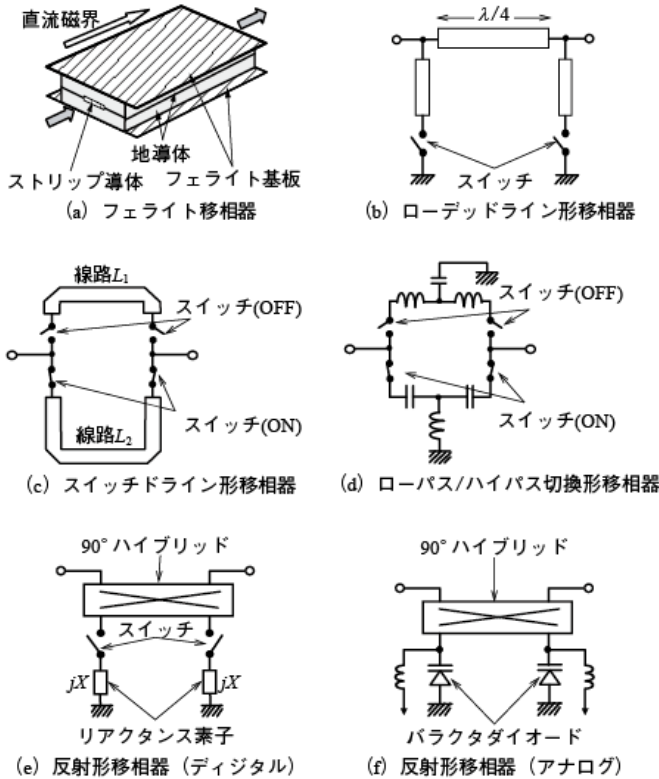


図 3・38 代表的な移相器の基本構成¹⁾

デジタル形移相器では、二つの位相状態を切り換える基本回路を複数縦続接続し、各基

本回路の位相変化量を 180° , 90° , 45° , \dots のように切り換えることによって構成される. この場合, 切り換えられる状態の数を2のべき乗の形で数えてビット数で表現される. 例えば, 3ビットの移相器は, $0^\circ/180^\circ$ の切換え, $0^\circ/90^\circ$ の切換え, $0^\circ/45^\circ$ の切換えの三つの回路を組み合わせて, $2^3 = 8$ 通りの通過位相の状態を実現することができる. このようなデジタル形移相器では, 切換え素子のダイオードやトランジスタといった半導体スイッチと一種に形成してMMIC (Monolithic Microwave IC) 化することにより, 非常に小型の移相器を実現することができる. 図3・38に代表的な移相器の基本構成を示す.

3-5-3 減衰器

減衰器は伝送線路の途中に, 反射が生じないように整合をとりつつ損失性の素子を挿入して実現する. 減衰量が一定の固定減衰器は, 図3・39に示すように, 回路に直列と並列の抵抗素子を挿入して構成される. 同軸線路の場合は, 図3・40に示すように, 円筒形及び円板形の抵抗体を組み合わせて構成される. ストリップ線路系においては, 基板上にチップ抵抗を実装して構成したり, セラミック基板の上に薄膜抵抗を蒸着して構成される.

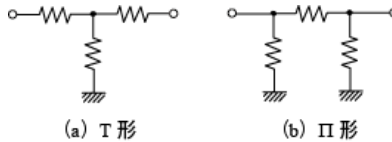


図3・39 固定減衰器の等価回路¹⁾

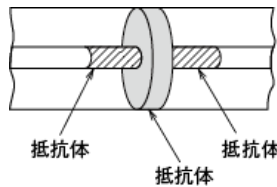


図3・40 マイクロ波帯固定減衰器¹⁾

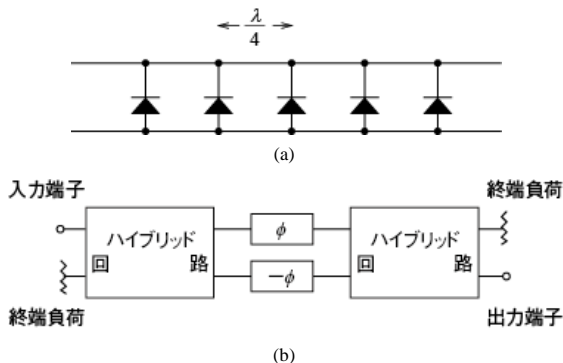


図3・41 減衰器の構成例¹⁾

可変減衰器は、印加電圧の変化に応じて抵抗値が変化するダイオードなどの半導体素子を用いて構成できる。図 3・41(a)のように、1/4 波長間隔で素子を配置して反射を打ち消す構成や、図 3・41(b)のように二つのハイブリッドの間に可変移相器を挿入した構成で移相器の移相設定を変化させる構成もある。この構成は、出力端子側のハイブリッドのもう一方の端子も用いれば、可変電力分配器となる。

3-5-4 スイッチ

高周波で用いられるスイッチには、機械的な接点を用いたリレースイッチ、及び半導体素子やフェライトを用いた電子的なスイッチがある。電子的なスイッチは、動作時間が短く、フェーズドアレーアンテナをはじめとする種々の高周波電子装置に必要な不可欠なものである。

半導体素子を用いたスイッチはそれに印加するバイアスによって高周波のインピーダンスが変化する特性を利用し、フェライトを用いたものは直流磁界を与える励振コイルに流れる電流の方向を変えてフェライト内の磁化の方向を逆転させてスイッチ動作させるものである。一般に、前者は後者に比べて切替時間は短いが電力容量が小さい。近年では、セラミック多層基板と半導体を組み合わせたチップ状のスイッチや、半導体集積回路 (MMIC) で構成されたスイッチも市販されている。

3-5-5 コネクタ

高周波においては、電磁波の不要放射や反射を抑えるため、一般的に同軸コネクタが用いられる。要求性能として、定在波比、耐電力容量、周波数範囲などがあり、それが対応した様々な種類のコネクタがある。使用可能上限周波数は、コネクタ各部の構造や寸法精度、同軸線路の高次モードの発生周波数によって決まり、高い周波数で使用する場合は断面寸法が小さく寸法精度の高いコネクタを用いる必要がある。一方で、大電力を扱うためには損失による熱の集中や放電などを避けるために、断面積の大きなコネクタが用いられる。マイクロ波・ミリ波で用いられている主な同軸コネクタとしては、N 形、BNC 形、TNC 形、SMA 形をはじめ、7 mm コネクタ、3.5 mm コネクタ、K コネクタ、2.4 mm コネクタ、V コネクタ、1 mm コネクタなどがよく用いられている。

3-5-6 疑似負荷

疑似負荷は、給電回路などの特性を試験評価するためにアンテナなどの負荷の代わりに接続する用途や、ハイブリッド回路などのアイソレーション端子に接続して不要な信号成分を吸収するための用途に用いられる。多くの場合は、主線路の特性インピーダンスにあわせて定在波比が 1 になるように設計し、無反射終端器とも呼ばれる。また、広い周波数帯域にわたり特定の定在波比となるように設計されたものもある。同軸・ストリップ線路系の場合、所定の抵抗値を有する抵抗素子で信号線間を接続する構成が多く用いられるが、伝送線路内に損失性の媒質 (電波吸収体) を挿入して構成される場合もある。