

## 第5章 方向性結合器と分配器

### 5.1 方向性結合器と結合度及び方向性

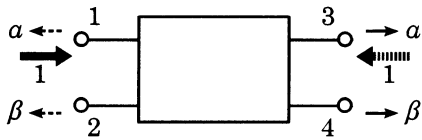


図 5.1 方向性結合器の定義の説明

図 5.1 のように開孔 1, 2, 3 及び 4 からなる 4 開孔回路において, 開孔 1 に振幅 1 の入射波が加わった時, 開孔 3 及び 4 に  $\alpha$  及び  $\beta$  の振幅の信号がそれぞれに接続された負荷抵抗に向かって進み開孔 2 には生じないとす。この模様を同図の実線で示した。

いま, 無損失な可逆回路である場合には, 同図点線のように開孔 3 に振幅 1 の信号が加わると開孔 1 及び 2 にそれぞれ  $\alpha$  及び  $\beta$  の信号が現れ, 更に全ての開孔は整合していることが証明できる [付録 1]。

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \beta & \alpha \\ \alpha & \beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

この  $\beta$  は一般に周波数により異なり,  $|\beta|$  の最大値を  $\beta_{max}$  とする時

$$C[dB] = 10 \log_{10} |\beta_{max}|^2 \quad (5.2)$$

で示し,  $C[dB]$  を結合度と呼ぶ。上記は理想的な場合であるが, 実際の製品では (5.1) 式の  $S_{21}$  及び  $S_{43}$  は零でなくなる。これらは左右対称回路の場合を考えると

$$|S_{21}| = |S_{43}| = \gamma$$

と表せ

$$D[dB] = 10 \log_{10} \left| \frac{\beta}{\gamma} \right|^2 \quad (5.3)$$

を方向性 (Directivity) と呼ぶ。

### 5.2 方向性結合器の種類と概論

これらについては文献 [5-1][5-2] に記せられているので本書ではこれらの概要をまとめると共に, RF 回路でよく用いられている同軸線路, ストリップライン及びマイクロストリップ線路で使用されている種々のものを, 特性の比較や用途に主体をおいて述べる。

さて、上記文献と同様に進行波と反射波のモードの違いを用いたものと、マルチパスを用いたものに分類して述べる。

まず最初に線路の進行波と反射波の違いを考えると、(i) 同じ電界の向きに対して磁界の向きが逆である、(ii)  $TE_{10}^{\square}$  導波管の E 面（電界に並行な側面の外壁を云う）に近い所では円偏波が発生する。以上述べたモードの違いを利用したものの構造を表 5.1(a) にまとめた。これらについて簡単に動作原理をまとめて説明する。

### 5.2.1 ループ方向性結合器【表 5.1(a) の図 (a) のイとロ】 [5-1][5-2]

進行波と反射波の電界を同じ向きにすると磁界は逆になる。従ってループの導体に結合した電界による電流はループの両端に同じ向きに流れるが、磁界に結合してループに発生する電流の向きは両端の方向に向かって逆向きになる。従って何れかの端で両者の電流は消し合いもう一つの端では相重なる。これによって電波の進む方向を見分ける。また上記の消し合う調整をするにはループの面と電波の進行方向を含む面との交わる角度を変えればよい。また結合度の大きさを変えるにはループの面積を変えればよい。これが表 5.1(a) の図 (a) で、またループを短いストリップ線路で作ったのが図 (b) である。

### 5.2.2 分布結合形方向性結合器 [5-1][5-2]

これはループ方向性結合器の出力の出ない所を切断してもよいから、この切断部に次のループ方向性結合器をつなぎ、順次これを繰り返してループの長さを  $\lambda/4$  までしたものである。長さが  $\lambda/4$  になる周波数で最大結合度を得る。同軸線路の主線路に平行に配置した副線路で構成したものが同表の図 (b) のイで、また 2 本の平行ストリップ線路の面が向かい合うようにした構造を同表の図 (b) のロに示す。また上記の 2 本の線路を後述の 2 芯同軸線路で作られたものもある。

次に平行結合線路を作り易くするため誘電体基板上の結合マイクロストリップ線路で作ったものが同表図 (c) である。この構造では、両方の線路の結合は線路のふちで結合するためエッジ結合形とも呼ばれ結合度は小さい。然も基本的に方向性結合器に必要な偶モードと奇モードの位相速度  $v_{eo}$  と  $v_{od}$  とは異なり、結合度を大きくするため 2 本の結合線路の間隔を狭くすると、 $v_{od} > v_{eo}$  となり方向性 ( $D$ [dB]) がとれなくなる。従ってこの構成は簡単であるが  $C \geq -15$ [dB] には用いられない。そこで  $C$  も大きくして  $D$  も大にする方法として開発されたのが同表 (d) に示したものである [5.3]。この構造では奇モードの結合が一番上の層の表面にある導体（結合用ストリップと記してある）を介して行われる。しかも、同図のオーバーレイ誘電体を介して奇モードの電界が存在するので図 (c) のように空气中を介しているのに比べて  $v_{od}$  も小さくなり、適当にオーバーレイ誘電体の厚みや誘電率を設計すれば結合度の大きなものが実現できる。例えば E.C.Wolters などにより [5-3] 表 5.1(a) の図 (d) において  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 33$ ,  $b = h = 0.01''$  ( $25.4\mu m$ )、結合用ストリップ幅  $W'$  は、 $W' = 2W + S = 0.02'' + S$  ( $S$  は結合度により変わる) の構造で、 $2 < S < 10$ [ミル

=1 インチ/1000] の範囲で  $-7[\text{dB}] < C[\text{dB}] < -15[\text{dB}]$ ,  $-30[\text{dB}] < D[\text{dB}] < -20[\text{dB}]$ , の特性が得られている. 次に同表 (e) のリエントラント構造のものは S.B.Cohn により提案され [5-4], 2本の平行線路が誘電体層を介して1つの導体で囲まれている. 奇モードの場合はこの導体と内部の平行線路の間隔を調整することにより, 偶モードとは独立に設計しうる.

次に偶モードの電界は両平行2線が, それらを囲む導体を介して更に外部の遮蔽箱に到達する. 従って2導体を囲む導体と外部の遮蔽箱との間隔や形状で, これも奇モードとは独立して調整できる利点がある. 実際この2導体を囲む導体がなくても分布結合形方向性結合器ができるが, 奇及び偶モードインピーダンスを独立に調整できる点が便利である. 尚この構造で, 2本の平行導体とそれらを囲む導体間の誘電体の誘電率  $\epsilon_{r1}$  は, 当然囲む導体と外部遮蔽箱間の誘電体のものとが等しくなければ, 偶及び奇モードの位相速度を等しくできないので注意を要する.

次に同表の (f) は (e) を半導体回路などで実現できるように工夫されたものであり [5-5], この場合には電界が一部空気中を通過するので  $\epsilon_{r1}$  と  $\epsilon_{r2}$  とは少し異なる必要がある.

次に同表図 (g) は筆者により考案されたもので図 (b) のブロードサイド結合をプリント基板の両面に作り, それを外部の端子に接続させるため, 開孔につながる線路の形成された他の基板に対称性を保つため垂直に配置されたものである. 原理や設計に関しては文献 [5-6] を参照されたい. 更にこの他, 分布結合線路を2本ではなく4本以上の偶数個の多数に分割し, これらをインターデジタル結合したものが J.Lange により提案され, MIC 回路で用いられている. これも後の 5.5 で説明する.

次に同表の図 (h) はベータ結合孔と呼ばれるもので, 2個の  $\text{TE}_{10}^{\square}$  導波管が同図のように H 面 (磁界に並行な外部導体で導波管の上下の面) につくった結合孔を通して上下の導波管が結合するものである. 電界は両導波管を同じ向きに孔を通過するため, 副導波管 (③→④) の両端に向かう電波を発生する. 一方, 孔をもれる磁界は, 副導波管の両端に向かって逆向きに進む電波を励振する. 従ってループ結合と同じ原理により両導波管の2つの軸を回転することにより磁界結合のみを調整することが出来るため, 適当な角度で方向性結合器を実現できる [5-1][5-2].

次に同表 (i) は十字に2個の方向性結合器を H 面で重ね, 同図のような結合孔 A と B とを円偏波の発生する位置に形成したものである. この円偏波は, 厳密には磁界の回転磁界を意味するので, 磁界結合だけが必要である. 磁界はそれに伴い壁面電流をつくり, この電流が副導波管に流れ込めばよい. 従って電流に垂直なスリットさえあればよい. もし孔がスリットではなくると, 電界成分までが副導波管に入り込むのでそれを防ぐためにスリットにしている. また回転磁界は, お互いに垂直な磁界が  $90^{\circ}$  の位相になった時生じる. 従ってスリットも十字にしておかないと, 回転磁界を副導波管に結合させることができない. 故にこのように十字のスリットをきっている. また十字孔を A と B 点につくっているのは,  $\text{TE}_{10}^{\square}$  導波管の場合両 E 面に近い所にあり両方を用いることにより感度を上げるためである. 尚, 両方の穴の距離が  $\lambda_g/4$  離れているのは同図で両方

の孔により生じる電波は 1→4 で同位相に，1→3 では逆位相にしているためである [5-2].

最後に同図 (j) は (b) の分布結合形のものを集中定数形密巻線で作った-3dB カップラーである [5-2].

### 5.2.3 マルチパスを利用したもの

次に 2 個以上の経路を通過して出力開孔に到達するようにして，それらの位相が打ち消す開孔と加わる開孔とを設けて作るという原理（これをマルチパスによる方法と呼ぶことにする）に基づいて作る事ができる．これには (a)  $(\lambda/4)$  2 分岐方向性結合器，(b)  $\lambda/4$  と  $(3/4)\lambda$  線路をリング状に縦続して作られた方向性結合器 [( $3/4$ ) $\lambda$  方向性結合器とも，また 3dB カップラーのときはラットレス回路とも呼ばれる]，(c)(b) の  $(3/4)\lambda$  線路を 2 本の平行結合線路のインターディジタル構造にしたもの，(d) [5-7]，インターディジタル結合線路を  $\lambda/4$  スロットラインで置き換えたもの [5-8] の他，(e)(a) 図を集中定数化したもの，及び (f)(a) 図の線路 1→3 及び 2→4 をそれぞれ 2 個の  $TE_{10}^{\square}$  導波管で置き換え，(a) の 1→2 及び 3→4 の線路結合の代わりに 2 個の導波管の共用した E 面につくった 2 個の孔で結合したものがある．これらをまとめて表 5.1(b) に示す．

また特に結合度が  $-3$ [dB] の方向性結合器は開孔 1 に加えた信号は他の 2 個の開孔 3，4 に同じ振幅で現れ，残る開孔 2 には現れない．そして開孔 2 に加えた信号は開孔 3，4 に現れ やはり同じ振幅である．また位相は前者が同位相であれば後者は  $180^{\circ}$  の位相差を生じる．このような方向性結合器はブリッジと呼ばれる．この具体的な構造としては (a) スロットラインと T 形マイクロストリップ線路を用いたもの [5-9]，(b) 分割同軸形ブリッジ [5-10]，(c) マジック T などがある．それらの構造を表 5.1(c) に示す．

表 5.1 (a) 進行波と反射波のモードの違いを用いた主な構造 —ループ結合形, 分布結合形とその変形及び導波管内のモードの違いを利用—

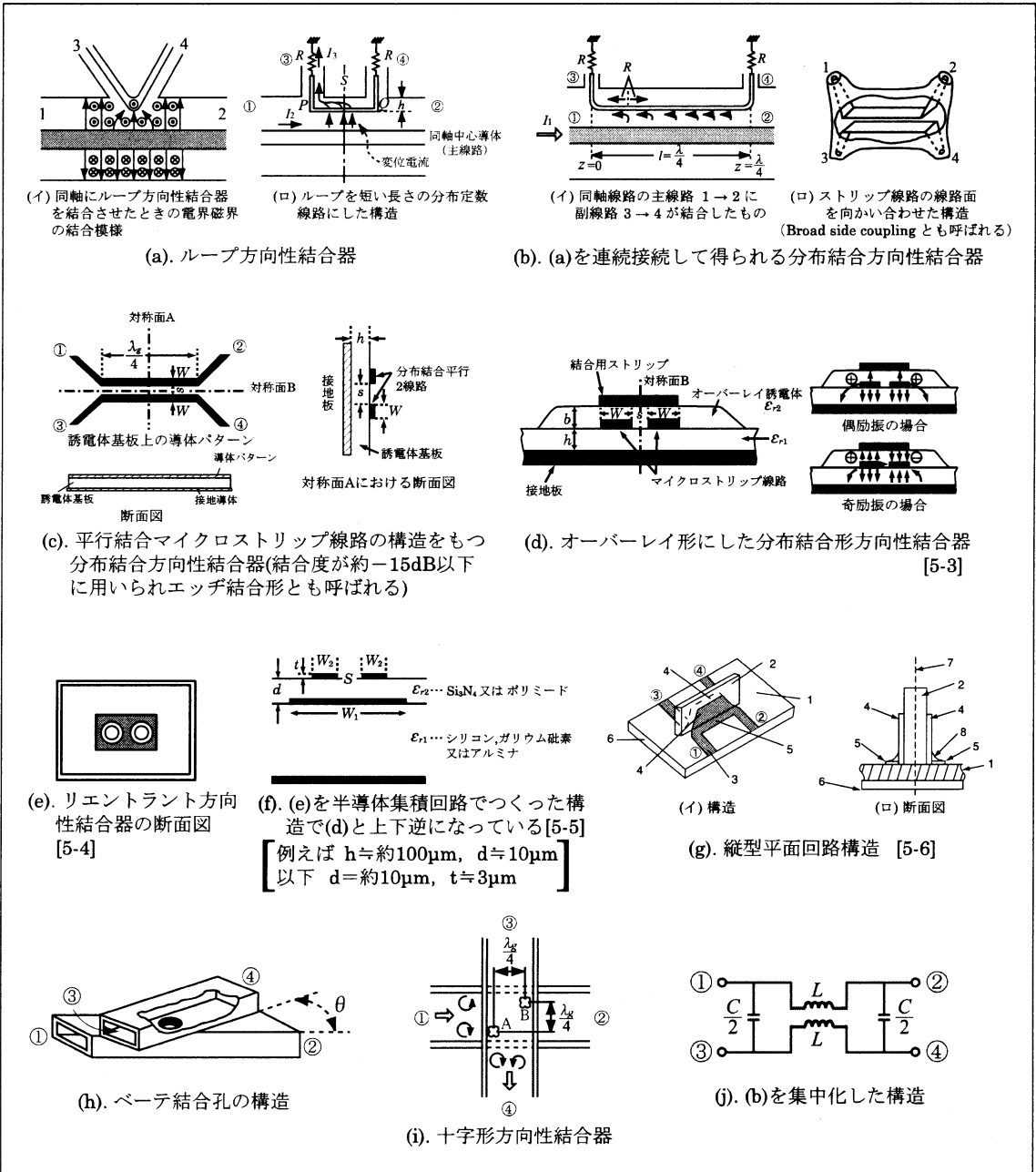
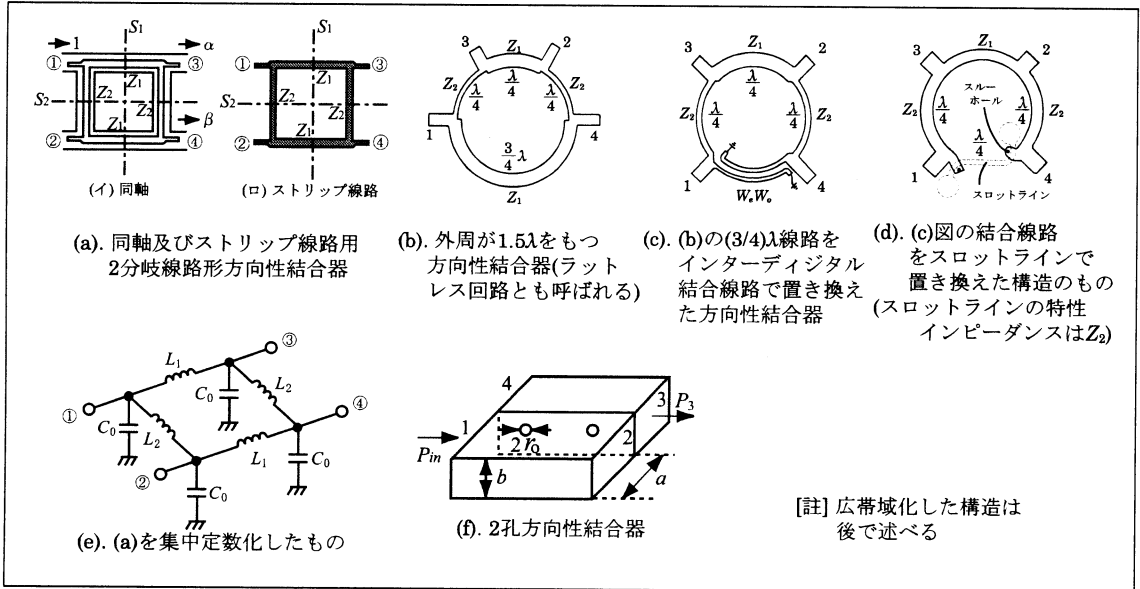


表 5.1 (b) マルチパスを利用したもの



5.2.4 ブリッジ回路

表 5.1(c) の (a) において、スロットラインの①の点に同軸の中心導体やマイクロストリップ線路を接続し、接地側はスロットラインの①と向かい合っている点に接地する。これによりスロット線路は励振され同図の上の大きな丸の部から出た磁界は下の大きな丸に抜ける。従ってこの磁界のループはスロットラインの裏側のマイクロストリップ線路の開孔②及び③に逆位相の信号を生じる。

次に開孔④に信号を加えると②と③に同位相の信号を生じその磁界はスロットラインに入らないため開孔④には信号が生じない。また T 形ストリップ線路の T 部分の上の方が広いのは、裏面の丸い穴のために実効誘電率が低くなるため、線路幅を広くして④の部分の特性インピーダンスに近づけているものである。また裏面で下の丸から徐々にテーパで細くしているのも④の特性インピーダンスに徐々に変換するためである。

次に表 5.1(c) の (b) の分割同軸ブリッジにおいて、①に入射した信号の電流  $I$  は P 点に達したのち  $I/2$  が③に流れ、 $I/2$  が分割同軸の下側の外部導体に流れ込む。そして③から外部に出た電流  $I/2$  は④に流れ込み、これが分割同軸の上側の外部導体に流れ込む。従って①から P 点に流れる中心導体の電流  $I$  は、上述の如く分割同軸の下側の  $I/2$  と上側の  $I/2$  と併せて  $I$  の電流が PQ を含む面から折り返し同軸の外部導体を①に向かう。

さてこの場合③及び④が  $W[\Omega]$  の負荷とすると同軸内では同じ電圧に対して電流が 2 倍になる