

## ■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)

---

### 4 章 受動回路素子

(執筆者：橋本 修) [2010 年 7 月 受領]

#### ■概要■

本章では、各種の受動回路素子について解説している。

受動回路素子には、様々なものが存在する。ここでは、共振器、フィルタ、減衰器、分配器、合成器、給電回路、変換器、アイソレータ、サーキュレータなどについて、できるだけ多くの回路素子を網羅できるように解説している。

#### 【本章の構成】

本章は、4-1, 4-2 節において変換器と終端器、4-3, 4-6, 4-7, 4-9 節において各種の共振器、4-8, 4-10, 4-11 節において各種のフィルタ、4-4, 4-5, 4-13, 4-14, 4-15, 4-16 節において、各種の分配器や合成器、4-17, 4-18 節において給電系、その他の節において、フェライト回路、サーキュレータ、アイソレータ、PBG, EBG, メタマテリアルなどを解説している。

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-1 同軸導波管変換器

(執筆者：橋本 修) [2008 年 12 月 受領]

#### 4-1-1 同軸導波管変換器の概要

同軸導波管変換器とは、伝搬モードが異なる同軸線路と導波管をそれぞれの適切な伝搬モードに変換する接続回路素子を指す。特にマイクロ波帯では、導波管による系や同軸線路による系が存在するため、この両者の系を接続するために同軸導波管変換器が用いられている。

通常、同軸線路と導波管の特性インピーダンスが異なることから、両者の整合を取る必要がある。そこで導波管内に同軸線路の心線をプローブとして挿入し、電磁界を誘起する。このプローブは、挿入長 $\lambda/4$  ( $\lambda$ : 自由空間波長) かつ導波管の短絡板との間隔を $\lambda_g/4$  ( $\lambda_g$ : 導波管内波長) として挿入され、両者の整合がとられる。

#### 4-1-2 導波管の励振

導波管には最低次モードから高次モードまで種々のモードの励振が起こり得る。そのため、希望のモードの振動を起こすにはそのモードの成分を有する励振を行う必要がある。この際、導波管に接続する給電線には、同軸線路がしばしば使用されるが、同軸線路が導波管振動を励振し、モード変換がスムーズに行われるように注意する必要がある。

##### (1) $TE_{10}$ モード励振

図 4・1 は、同軸線路と導波管を接続する場合の一例を示したもので、同軸線路の心線の cd 部分がのびて導波管の上面に達する構成としている。この場合、cd 部分を流れる電流によって cd 軸を中心として同心円状の磁界が上下の壁面に平行に生じる。これが方形導波管の場合においては  $TE_{10}$  モードの軸方向の磁界を刺激する。その一方で cd 部分の電圧降下は上面と下面との間の電位差であり、この電位差が  $TE_{10}$  モードの電界を励振することになる。

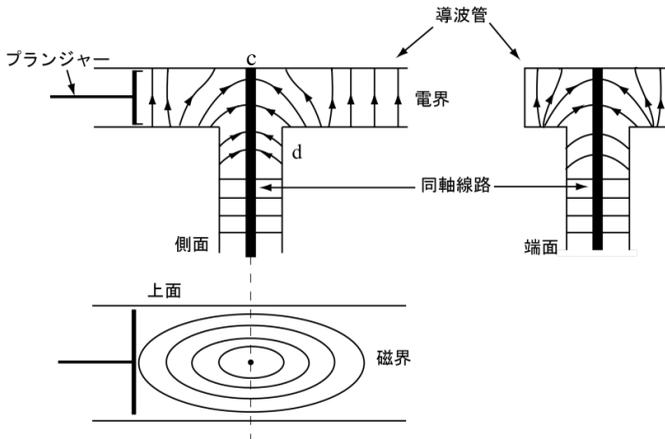


図 4・1  $TE_{10}$  モードの同軸導波管変換の電界

## (2) 高次モード励振

図 4・2 に方形及び円形導波管において各モードを励振する際の励振線の取付け方について、その例を示す。一般に直線励振線で励振する場合、必要のモードの最大電界の位置でその電界の方向に一致するように置く。そして、インピーダンス整合は導波管内の励振線の位置、すなわち端面からの距離を微調整するか、または整合用スタブを用いる。

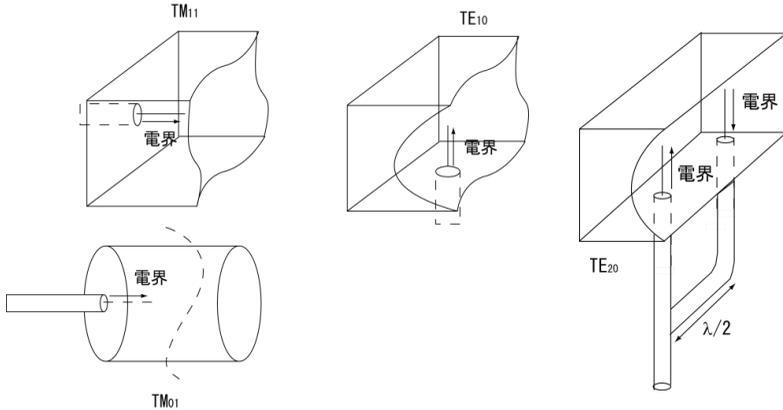


図 4・2 高次モードにおける同軸導波管変換器

■参考文献

- 1) 宇田新太郎, “無線工学 I 伝送編,” pp.142-143, 丸善, 2001.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-2 無反射終端器

(執筆者：橋本 修) [2008 年 12 月 受領]

#### 4-2-1 無反射終端器の概要

無反射終端器は、導波管の開口端より入射する電磁波のエネルギーをすべて吸収し熱に変換して消費させるもので、インピーダンス測定における基準のインピーダンスとして、または送信機調整用として空中線の代わりに、あるいは単なる吸収用抵抗として広く用いられ、別名ダミーロードと呼ばれている。それには種々の構造があるが、ここでは抵抗板(例えば、ガラスなどの誘電体にニクロムなどの金属を蒸着させた構成)を置き、等価的に線路の特性インピーダンスと等しい負荷インピーダンスで終端させた構成について述べる。また同軸線路用の終端器は、一般に内導体の代わりに円筒形抵抗体を用い、終端を短絡して製作されたものが用いられる。

#### 4-2-2 導波管用無反射終端器

材料として、ベークライト板、エポキシ板、ポリエステル板、アクリル板、マイカ板及びガラス板などにカーボンや、ニクロムなどの金属皮膜を抵抗膜として蒸着したものが使用されている。一例として、カーボンと樹脂を混合しベーク板に塗布焼付けした構造では、安価で機械的強度も大きいので広く使われているが、抵抗値の温度変化、経年変化及び機械的変形度の経年変化などがある。一方、ガラス板に金属蒸着した構造では、経年変化はないが機械的衝撃に弱い欠点がある。

構造として、整合用テーパ部をつけた抵抗板を導波管の中央に電界と平行に設置したものが通常使用されている。その構造を図 4・3 に示す。テーパ部は、インピーダンスの急変をさけてエネルギーを完全に吸収させるために十分な長さが必要であり、最低でも管内波長( $\lambda_g$ )の 0.8~1.0 倍程度とする。2 枚の抵抗板を少しずらして並置すると、小形で特性のよいものができる。

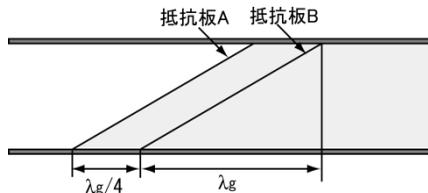


図 4・3 テーパ整合型無反射終端器

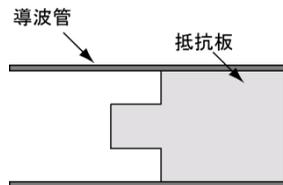


図 4・4 ステップ整合型無反射終端器

また、整合部がテーパでなく、ステップ整合の構造も用いられる。その構造の一例を図 4・4 に示す。このステップの長さを例えば  $\lambda_g/4$  程度の長さにとり、2 段または 3 段の構成にすることで、小型化することが可能である。

#### 4-2-3 同軸線路用無反射終端器

同軸線路用の無反射終端器は、磁器またはガラスの棒に薄い抵抗膜を形成した抵抗体の抵抗  $R$  が同軸線路の特性インピーダンス  $Z_0$  と等しく、外管寸法を最適に選定して整合させた構造である。その構造の一例を図 4・5 に示すが、この終端器の特性は、ほとんど抵抗体の性能に支配されるため、抵抗値分布が均一で、精度の高い抵抗体を使用する必要がある。

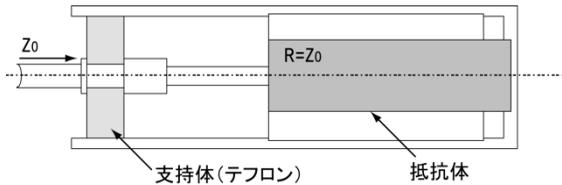


図 4・5 円筒式同軸型無反射終端器

#### ■参考文献

- 1) 平田 仁, “マイクロ波工学の基礎,” 日本理工出版会, pp.85-87, 2004.
- 2) 高木勝義, 蓮沼 博, “マイクロ波基礎回路の設計,” オーム社, pp.198-202, 1964.
- 3) 末武国弘, 林 周一, “マイクロ波回路,” オーム社, pp.221-226, 1958.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-3 誘電体共振器

(執筆者：平塚敏朗) [2009年5月受領]

一般に、誘電体セラミックスなど、誘電率の高い材料を用いて構成される共振器を誘電体共振器と呼ぶ。誘電率の高い材料の内部では、外部空間との境界で電磁波が全反射し、電磁界エネルギーが閉じ込められることにより共振器として機能する。これは、円形または矩形の誘電体線路を切断して、切断面の反射条件で共振したものと考えられる。小形で  $Q$  値の高い誘電体共振器は、フィルタや発振器などのマイクロ波デバイスとして広く使用される。

#### 4-3-1 誘電体セラミックス材料

**表 4・1** に代表的な誘電体セラミックス材料の組成，比誘電率 ( $\epsilon_r$ )，材料の  $Q$  値 ( $Q_d$ ) に周波数 ( $f$ ) を掛けた値，及び共振周波数温度係数 ( $TC_f$ ) を示す。内部の電磁界は誘電率による波長短縮の作用を受けるため，空洞共振器に比べて小形となる。共振器の  $Q$  値は，内部に蓄積される電磁界エネルギーと損失の比によって決まる。損失は，遮へいに用いた導体材料の損失と誘電体材料の損失（誘電正接）によって決まる。

高誘電率かつ低損失なセラミックス材料を用いた共振器は，フィルタや発振器などのマイクロ波デバイスに使用される。

**表 4・1** 代表的な誘電体セラミックス材料と特性<sup>1)</sup>

材料	$\epsilon_r$ (公称値)	$Q_d \times f$ [GHz]	$TC_f$ [ppm/°C]
MgTiO <sub>3</sub> -CaTiO <sub>3</sub>	21	52,000	0
Ba (Sn, Mg, Ta)O <sub>3</sub>	24	350,000	0
Ba (Zn, Ta) O <sub>3</sub>	30	168,000	0
Ba (Zr, Zn, Ta) O <sub>3</sub>	30	100,000	0
(Zr, Sn, Ti) O <sub>4</sub>	37	60,000	0
Ba <sub>2</sub> Ti <sub>9</sub> O <sub>20</sub>	40	32,000	0
(Pb, Ba) Nd <sub>2</sub> Ti <sub>5</sub> O <sub>14</sub>	92	5,000	0
(Pb, Bi, Ba) Nd-TiO <sub>3</sub>	110	2,300	0

#### 4-3-2 共振モード

##### (1) 代表的な共振モード

誘電体共振器には内部の電磁界分布により，様々な共振モードが存在する。代表的なものとして，円柱構造を有する三つの共振器， $\lambda/4$  TEM モード， $TM_{010}$  モード及び  $TE_{018}$  モードを取り上げ，それらを **図 4・6** に示す。三つを同じ共振周波数で比較したときに， $\lambda/4$  TEM モードが最も小形であり，次いで  $TM_{010}$  モード， $TE_{018}$  モードの順に大きくなる。

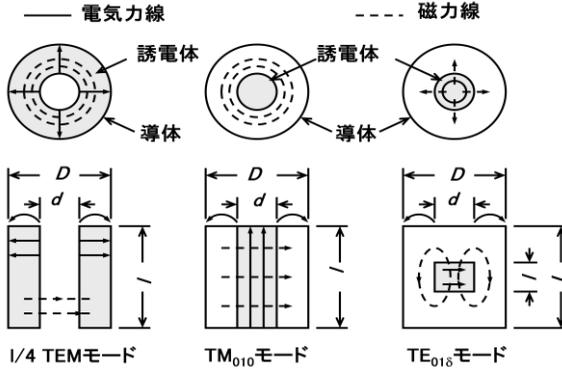
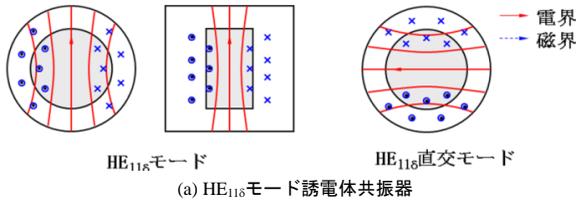


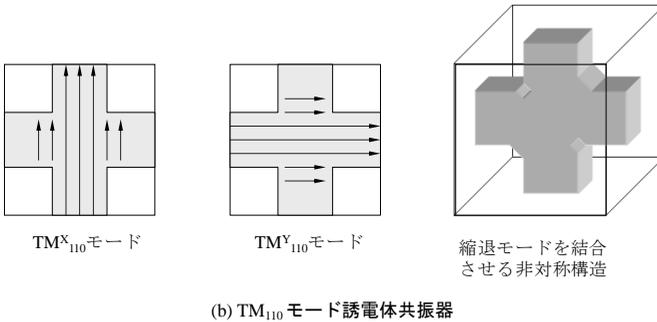
図 4・6 代表的な共振モード

(2) 多重モード誘電体共振器

前述のとおり，誘電体共振器には多数の共振モードが存在する．それらをうまく使うことにより，一つの共振器で複数の共振回路を実現することができる．図 4・7 に直交モードを利用した誘電体共振器の例を示す． $Q$  を劣化させることなく，フィルタなど，回路素子の小型化が可能となる．



(a) HE<sub>118</sub>モード誘電体共振器



(b) TM<sub>110</sub>モード誘電体共振器

図 4・7 多重モード誘電体共振器

■参考文献

- 1) 小林禰夫, 鈴木康夫, 古神義則, “マイクロ波誘電体フィルタ,” 電子情報通信学会編, pp.180-186, Mar. 2007.
- 2) 小西良弘(監修), “通信用フィルタ回路の設計とその応用,” 総合電子出版社, pp.97-135, Jul. 1994.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-4 合分波器

(執筆者：平塚敏朗) [2009年5月受領]

複数の周波数チャンネルが束ねられた信号から、それぞれのチャンネルを分離したり、あるいは逆に複数の周波数チャンネルを合成したりするデバイスを合分波器（または単純に分波器）という（図 4・8）。

合分波器のうち、単一のチャンネルごとに分波するものをチャンネル分波器、複数のチャンネルをまとめて分波するものを群分波器と呼ぶ。また、送信信号と受信信号とを分離するものを送受分波器という。

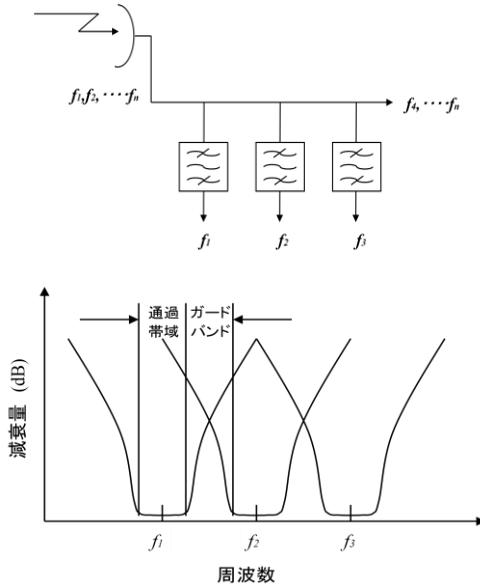


図 4・8 合分波器

合分波器は、複数のフィルタを組み合わせたものや、ハイブリッド、サーキュレータを組み合わせたものが一般的である。以下に代表的な合分波器の構成を示す。

#### 4-4-1 ハイブリッドを用いた構成

図 4・9 に、ハイブリッドと帯域阻止フィルタを用いた基本的な合分波器の構成を示す。二つの帯域阻止フィルタは、 $\lambda/4$  位相をずらしており、周波数  $f_1$  の信号を入力した場合、フィルタでのそれぞれの反射波が逆位相となるため、ハイブリッドの入力ポート②から出力される。残りの  $f_2, \dots, f_n$  は、そのまま通過し、ハイブリッドで合成されてポート③から出力される。ポート③に同じ構成のハイブリッドとフィルタを順次つなぐことにより、任意の周波数を選択する合分波器を構成することができる。この方式は、一つのチャンネルに対し二つのフィルタとハイブリッドを必要とするため、装置が大型化する欠点があるが、容易に多チャ

ネルの合分波に対応できる特長がある。

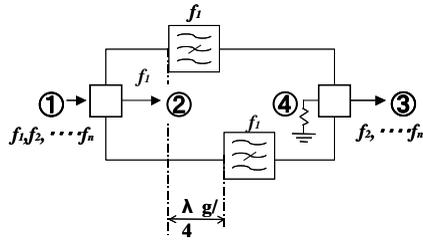


図 4・9 ハイブリッドとフィルタを用いた構成

#### 4-4-2 サーキュレータを用いた構成

図 4・10 にサーキュレータと帯域通過フィルタを用いた分波器の一例を示す。構造が簡単でかつ安定した特性が得られるため、広く用いられている。ただし、サーキュレータは非可逆性をもつため、合波器の場合は、サーキュレータの向きを逆にして用いる。

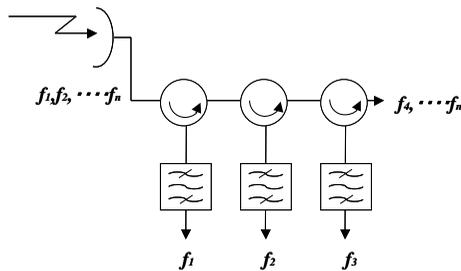


図 4・10 サーキュレータを用いた構成

#### 4-4-3 マニホールド型合分波器

図 4・11 のように、ハイブリッドやサーキュレータを用いず、多数の分岐をもった 1 本の伝送線路にフィルタを装着したものを、マニホールド型分波器と呼ぶ。構成部品が少なく済むという特長があるが、フィルタ間の相互干渉を考慮して設計する必要があり、比較的分波数が少ない場合に用いられることが多い。

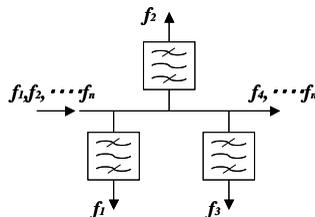
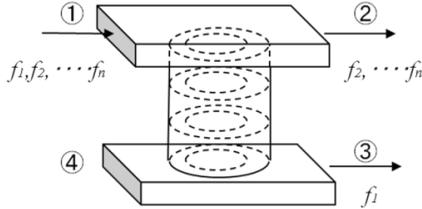


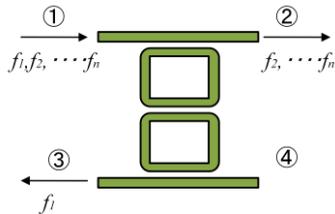
図 4・11 マニホールド型分波器

#### 4-4-4 方向性フィルタを用いた構成

方向性フィルタは基本的に分波器としての機能を有しており，縦続接続するだけで分波器を構成することができる．**図 4・12** に方向性フィルタの例を示す．導波管を用いたものや，リング型共振器を用いたものが報告されている．



(a) 導波管を用いた構成



(b) リング共振器を用いた構成

**図 4・12** 方向性フィルタを用いた合分波器

#### ■参考文献

- 1) 小西良弘, “マイクロ波技術講座 第4巻,” ケイラボ出版, 日刊工業新聞社発売, pp.9-38, Dec. 2001.
- 2) 小西良弘, “マイクロ波技術講座 第3巻,” ケイラボ出版, 日刊工業新聞社発売, pp.139-141, Jul. 2001.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-5 送受分波器

(執筆者：平塚敏朗) [2009年5月 受領]

合分波器のうち、送信信号と受信信号とを分離するものを送受分波器という。一つのアンテナを送受で共用するため、アンテナ共用器 (Antenna Duplexer) ともいう。

携帯電話などの周波数分割双方向通信 (FDD: Frequency division duplex) 方式の無線通信でよく用いられる。図 4・13 に送受分波器の構成例を示す。送信帯域及び受信帯域の通過フィルタを接続したものが多く用いられる。合成部にサーキュレータを用いるものもある。

近年は通信帯域が増加するにつれてスイッチを併用することも多い。

送受分波器を構成するフィルタには、携帯電話用途では誘電体フィルタが広く用いられてきたが、近年はより小型化するため SAW フィルタが主流となっている。

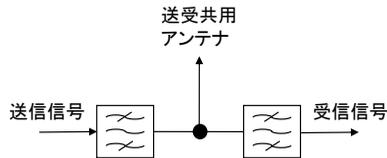


図 4・13 送受分波器

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-9 空洞共振器

(執筆著: 古神義則) [2009 年 4 月 受領]

#### 4-9-1 空洞共振器の概要

空洞共振器は、導体壁で囲まれた空間内に、その寸法及び形状で定まるある特定の波長の電磁界のみが成長する「共振現象」を生じさせる回路素子である。通常、方形導波管もしくは円形導波管の両端を導体板で短絡した構造がよく用いられるが、中空同軸線路の両端を短絡したのも空洞共振器として分類される。その他、導体で形成された球殻あるいは楕円球殻も空洞共振器として用いられる。

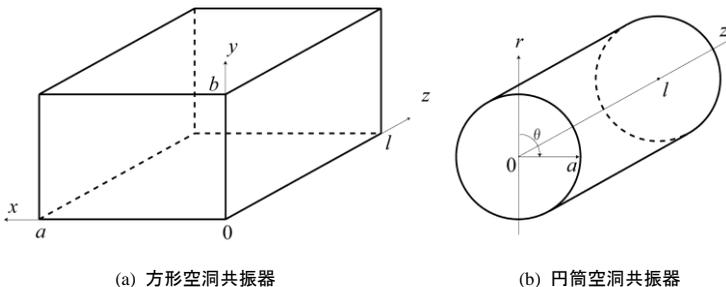
他の分布定数的な共振器と同様、共振電磁界姿態 (共振モード) は、無数に存在するので、使用する共振モードの共振特性 (共振周波数, 無負荷  $Q$ ) のみならず、その共振周波数近傍に現れる他の共振モードの特性を把握しておく必要がある。

空洞共振器は、フィルタ構成用の共振素子、あるいは材料測定用共振器としてよく使用されている。誘電体共振器や誘電体同軸線路共振器などと比較すると大形だが、一般に比較的高い無負荷  $Q$  値を実現可能で、低損失性や耐電力性が要求される場合に適用しやすい。

以下、空洞共振器の中でもよく用いられる方形空洞共振器と円筒空洞共振器について、主要な共振モードとその共振特性及び励振方法について述べる。

#### 4-9-2 空洞共振器の構造

方形空洞共振器及び円筒空洞共振器の構造を **図 4-9-1** に示す。方形空洞共振器は断面が幅  $a \times$  高さ  $b$ 、長さが  $l$  の方形導波管の両端を金属板で短絡した構造となっている。円筒空洞共振器は半径  $a$ 、長さが  $l$  の円筒導波管の両端を金属板で短絡した構造となっている。一般に、これらの共振モードは、長さ方向 ( $z$  方向) に電界成分をもたない  $TE$  モードと  $z$  方向に磁界成分をもたない  $TM$  モードに分類される。共振モード名には、 $TE_{mnp}$  などというように、三つの添え字を付与する。方形空洞共振器の場合、順に直角座標系における  $x, y, z$  方向に関する界変化の山の数を示し、円筒空洞共振器の場合、順に円筒座標系における  $r, \theta, z$  方向に関する界変化の山の数を示す。方形空洞共振器の場合は座標系の取り方、例えば直方体の 3 辺のうちどれを長さ方向に取るかなどによりモード名が変わる。



**図 4-9-1** 方形空洞共振器と円筒空洞共振器

### 4-9-3 主要モードの共振電磁界

TE, TM モードの共振電磁界は、長さ方向 (z 方向) の界成分である磁界  $H_z$ , あるいは電界  $E_z$  に関するスカラー波動方程式から求められる。ここでは、一例として方形空洞共振器の  $TE_{mp}$  モードの共振電磁界表示式を示す。

$$\begin{aligned}
 E_x &= \frac{j\omega\mu k_y}{k_c^2} A \cos k_x x \sin k_y y \sin k_z z \\
 E_y &= \frac{-j\omega\mu k_x}{k_c^2} A \sin k_x x \cos k_y y \sin k_z z \\
 E_z &= 0 \\
 H_x &= \frac{-k_z k_x}{k_c^2} A \sin k_x x \cos k_y y \cos k_z z \\
 H_y &= \frac{-k_z k_y}{k_c^2} A \cos k_x x \sin k_y y \cos k_z z \\
 H_z &= A \cos k_x x \cos k_y y \sin k_z z
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

ただし、 $k_x, k_y, k_z$  はそれぞれ  $x, y, z$  方向への波数であり、次式で与えられる。

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad k_z = \frac{p\pi}{l}
 \tag{2}$$

また、 $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$  であり、更に、 $\epsilon, \mu$  はそれぞれ空洞内媒質の誘電率及び透磁率である。 $E_x$  と  $H_x$  などのように、同一方向の電界と磁界の表示式を比べてみると、まずそれらの

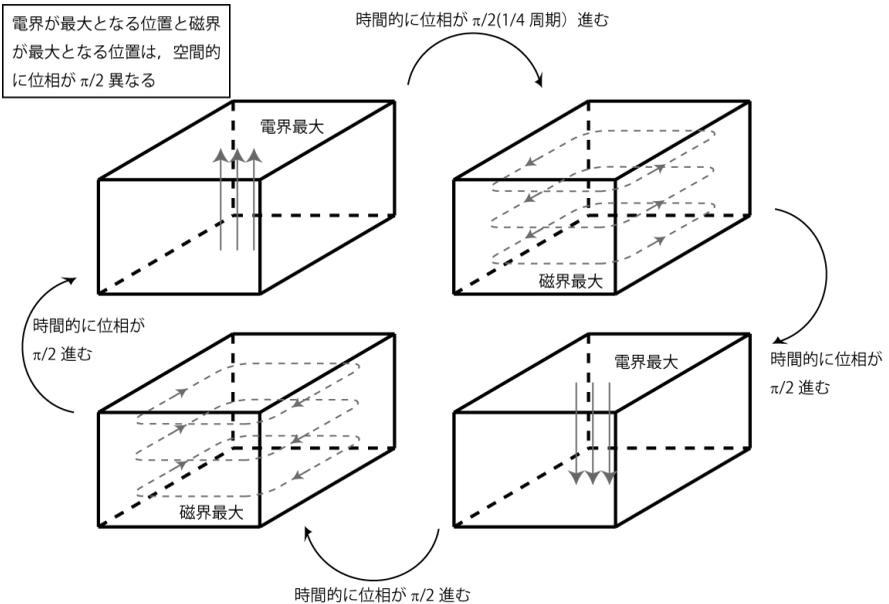


図 4-9-2 電界と磁界の位相関係

比には  $+j (= e^{j\pi/2})$  もしくは  $-j (= e^{-j\pi/2})$  の係数が現れる。これは電界と磁界が時間的に  $\pi/2$  の位相差をもつことに対応する。次に、空間座標  $x, y, z$  の関数をそれぞれ個別に見てみると、例えば  $E_x$  が  $x$  方向の関数として  $\cos k_x x$  をもつならば、 $H_x$  は  $\sin k_x x$  をもち、空間的にも  $\pi/2$  の位相差をもつことが分かる。このことは共振器の電磁界が一般的に有する性質である。図 4-9・2 は方形空洞共振器の  $TE_{101}$  モードの電界と磁界の位相関係を示す。

また、方形空洞共振器及び円筒空洞共振器の主要な共振モードの電磁界の様子を図 4-9・3 に示す。

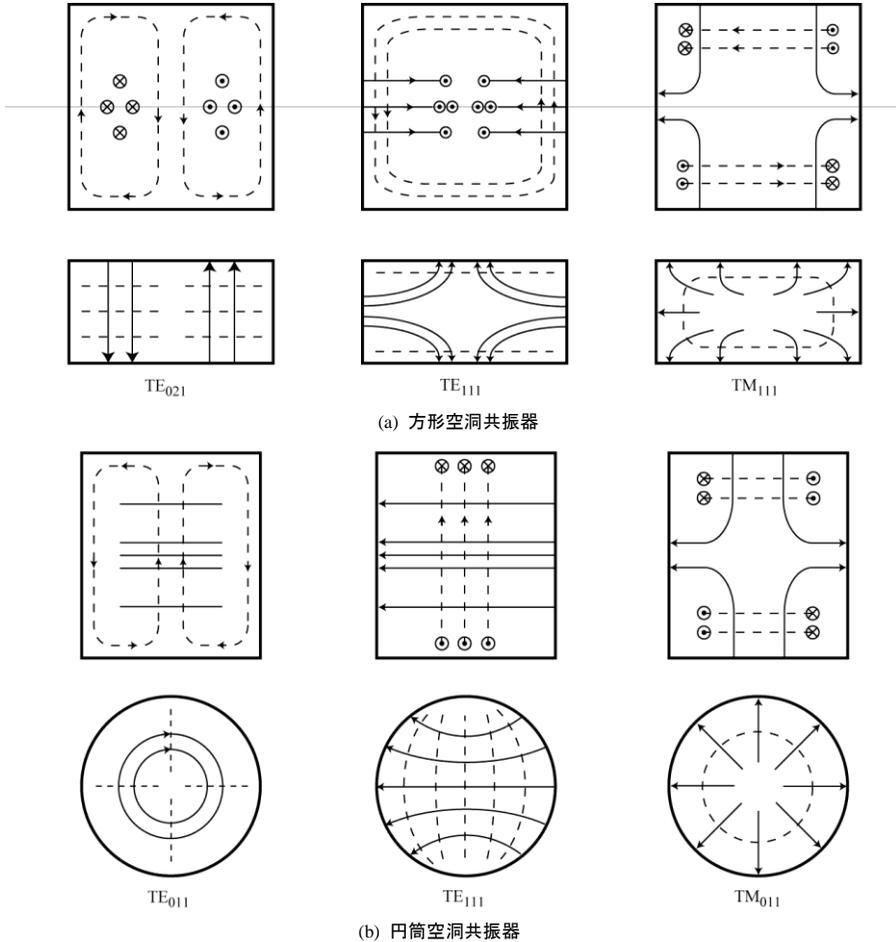


図 4-9・3 方形及び円筒空洞共振器の主要共振モードの共振電磁界

#### 4-9-4 共振周波数と無負荷 Q

空洞内媒質が非磁性 ( $\mu = \mu_0$ ;  $\mu_0$  は真空の透磁率) のとき、方形空洞共振器の共振周波数は、

次式で与えられる.

$$f_{mnp} = \frac{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2}}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (3)$$

上式は,  $\text{TE}_{mnp}$  モード,  $\text{TM}_{mnp}$  モード両方に適用される. すなわち,  $\text{TE}_{mnp}$  モードと  $\text{TM}_{mnp}$  モードは, 共振電磁界が異なっているものの共振周波数は同一となる. このことを両モードが縮退していると呼ぶ.

また, 同様に円筒空洞共振器の共振周波数は次式で与えられる.

$$f_{mnp} = \frac{\sqrt{\left(\frac{k_c}{2\pi}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2}}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (4)$$

ただし, 円筒空洞共振器の  $r$ - $\theta$  断面内波数  $k_c$  は次式で与えられる.

$$k_c = \begin{cases} \rho_{nm}'/a & , \text{TE モード} \\ \rho_{nm}/a & , \text{TM モード} \end{cases} \quad (5)$$

ここで,  $\rho_{nm}'$ ,  $\rho_{nm}$  は, それぞれ  $J_n(x) = 0$ ,  $J_n'(x) = 0$  の  $m$  番目の根である.  $J_n(x)$  は第 1 種ベッセル関数であり,  $J_n'(x)$  はその  $x$  に関する微分である.  $\rho_{0m}'$  と  $\rho_{1m}$  は等しいので  $\text{TE}_{0mp}$  モードと  $\text{TM}_{1mp}$  モードの共振周波数は等しく, 縮退している.

共振器の無負荷  $Q$  ( $Q_u$ ) は, 蓄えられる電磁エネルギーの時間平均と, 単位時間当たり to 失われる電力損失の比により定義される. 空洞共振器の場合, 空洞内媒質の損失を無視すると  $Q_u$  は次式で与えられる.

$$Q_u = \omega_0 \frac{\frac{\mu}{2} \int_v \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* dv}{\frac{R_s}{2} \int_s \mathbf{H}_t \cdot \mathbf{H}_t^* ds} = \omega_0 \frac{\frac{\epsilon}{2} \int_v \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dv}{\frac{R_s}{2} \int_s \mathbf{H}_t \cdot \mathbf{H}_t^* ds} \quad (6)$$

ただし, いずれも分子は空洞内体積  $v$  にわたる体積分で, 分母は空洞壁面  $s$  の面積分である.  $R_s$  は空洞壁の表面抵抗であり,  $\mathbf{H}_t$  は空洞壁面上の磁界の接線成分を示す. \*は複素共役を示す.

**図 4-9-4** に方形空洞共振器及び円筒空洞共振器それぞれの場合について, 寸法を変化させたときの無負荷  $Q$  の計算結果を示す. ただし, 図中の縦軸は,  $Q$  値を表皮深さ  $\delta$  と共振波長  $\lambda$  で規格化している.

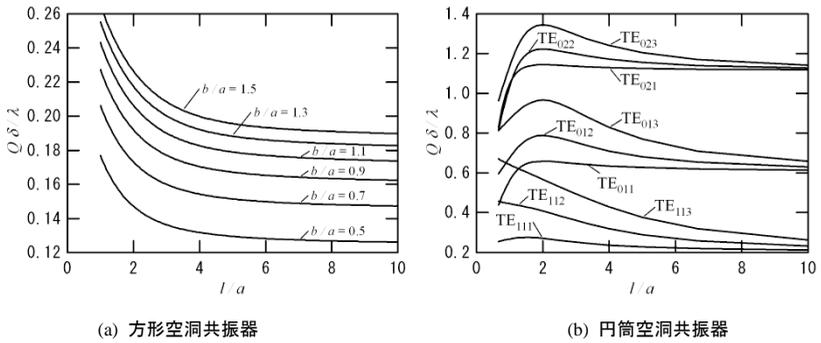


図 4-9・4 方形及び円筒空洞共振器の無負荷  $Q$  の計算結果

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-10 導波管フィルタ

(執筆者：古神義則) [2009 年 4 月 受領]

#### 4-10-1 導波管フィルタの概要

導波管回路で構成されたフィルタを導波管フィルタと称する。LPF (Low Pass Filter: 低域通過フィルタ) としてはコルゲート形フィルタ<sup>1)</sup> やワッフル・アイアン形フィルタ<sup>1)</sup>, HPF (High Pass Filter: 高域通過フィルタ) としてはカットオフフィルタ<sup>2)</sup> などがあり, BPF (Band Pass Filter: 帯域通過フィルタ) としては方形あるいは円筒空洞共振器を複数縦続配置し, アイリスなどを介して互いに電磁的に結合させ構成したタイプの導波管フィルタがある。

一般に, 平面フィルタ, 誘電体同軸線路フィルタ, 誘電体共振器フィルタなどに比べ, 大形で重量が大きくなるが, 導波管の低損失性 (あるいは空洞共振器の高  $Q$  性) により比較的低損失で耐電力性に優れ, また構造上剛健性や耐振動性においても優れていることから, 信頼性が特に要求される通信基地局, 固定中継局, 衛星搭載中継器用フィルタに使用されることが多い。

本節では, 導波管フィルタの代表例として, 空洞共振器をアイリスなどで直接結合した構造の導波管 BPF, 半波長空洞共振器を  $1/4$  波長線路を介して縦続接続した導波管 BPF を取り上げ, その構成例を示す。

#### 4-10-2 空洞共振器直結型 BPF<sup>1)</sup>

図 4-10・1 に空洞共振器直結型 BPF の構成例を示す。  $\lambda_g/2$  の長さの方形導波管からなる 4 個の空洞共振器が, 誘導性アイリスと称される結合孔を介して磁界結合し 4 段フィルタ回路を構成する。入出力の方形導波管との結合もアイリスを介して行われる。

このフィルタは先ず図 4-10・2(a) のように, 四つの直列共振回路の各インダクタンスが相互に結合した回路で表現できる。各結合部分は図 4-10・2(b) 中に示すように, インダクタンスからなる T 型回路と等価である。同時に, この T 型回路はインピーダンスインバータでもあるので, 隣接する直列共振回路を並列共振回路に変換することができる。結果として, 図 4-10・2(c) に示すように, 設計手法が回路論的に既に確立されている LC-BPF 回路に等価変換することができる。

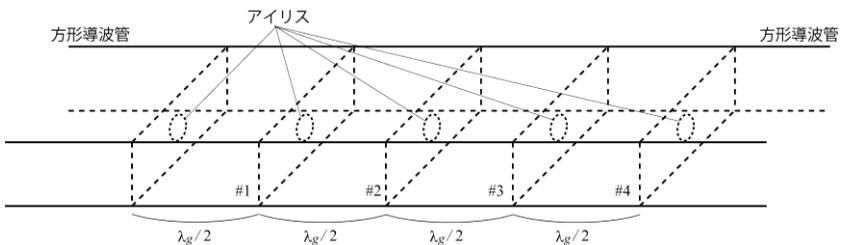


図 4-10・1 空洞共振器直結型 BPF の構成例

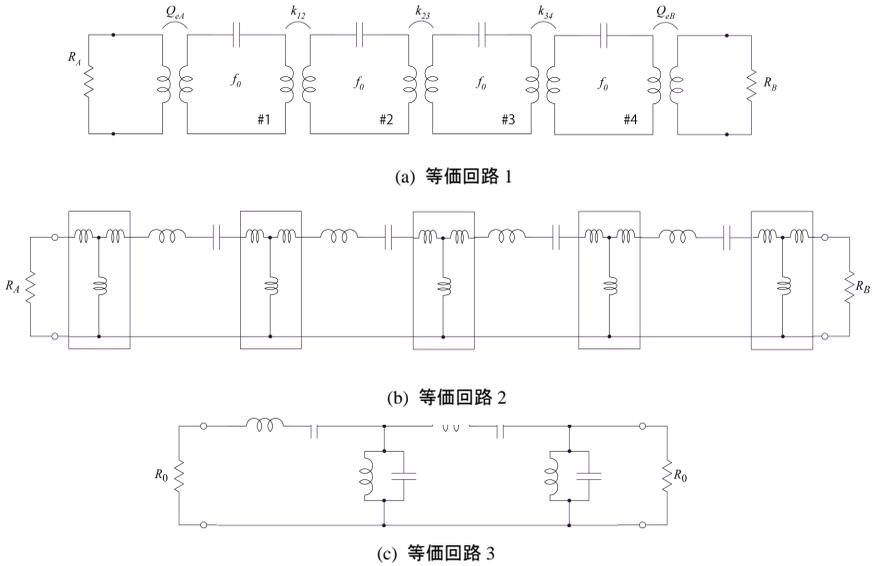


図 4-10・2 空洞共振器直結型 BPF の等価回路

### 4-10-3 1/4 波長線路結合型導波管 BPF<sup>1)</sup>

図 4-10・3 に 1/4 波長線路結合型導波管 BPF の構成例を示す。 $\lambda_g/2$  の長さの方形導波管から成る空洞共振器が、1/4 波長導波管を介して結合されて構成される。

このフィルタは先ず図 4-10・4(a) のように、1/2 波長線路共振器と 1/4 波長線路が交互に接続された等価回路で表すことができる。共振器部分と 1/4 波長線路の接合部分には、図 4-10・3(a) 中に示したアイリスなどによる不連続を表現するリアクタンスを考慮する。実際には結合線路部分とこのリアクタンス成分を合わせて、 $\pi/4$  の電気長となるよう結合線路長を微調整する。この 1/4 波長線路をそれと等価であるインピーダンスインバータに置き換え、1/2 波長線路共振器を LC 直列共振回路に置き換えると、図 4-10・4(b) の等価回路を得る。最後は前節と同様、図 4-10・4(c) に示すような LC-BPF 回路に等価変換することができる。

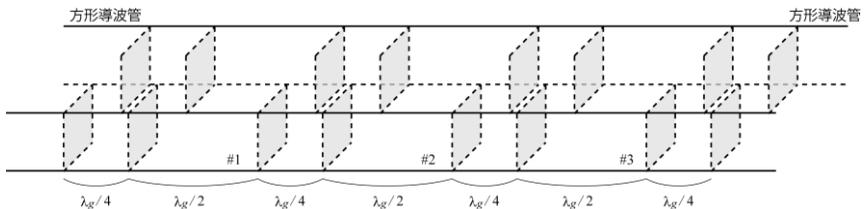


図 4-10・3 1/4 波長線路結合型導波管 BPF の構成例

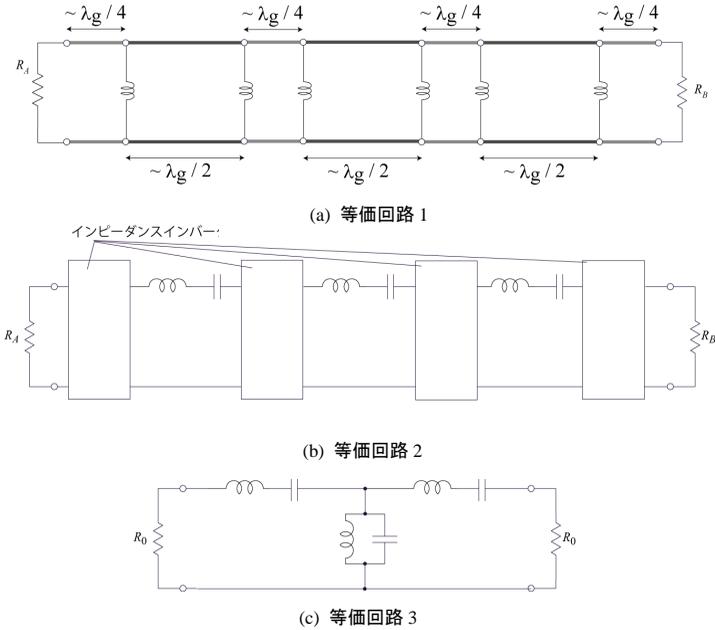


図 4-10・4 1/4 波長線路結合型導波管 BPF の等価回路

■参考文献

- 1) G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures," McGraw-Hill, 1964, (reprinted by Artech House).
- 2) 鈴木, 島田, "ミリ波 n 乗コサイン形カットオフフィルタ," 信学論(B), vol.52-B, no.12, pp.768-775, 1969.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-18 給電系

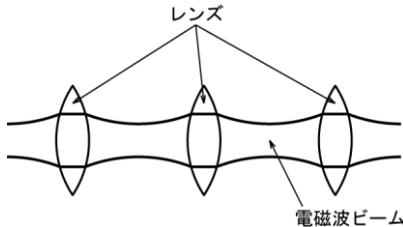
(執筆者：佐藤 稔) [2009年1月 受領]

電磁波を利用するもの、上はシステムから下はデバイスのレベルに至るまで、複数の要素で成り立っている場合には、それらの中で電磁波の送受が行われ、そのための回路が必要となる。この回路体系を給電系あるいは給電回路と呼ぶことができるであろう。給電系の構成要素は電磁波を伝送する伝送線路と、伝送の流れを制御するフィルタ、分配器などの伝送回路素子に大別できる。

以下ではこれらの一部を紹介する。詳細については関連する本編の他の章や他の編、教科書などを参照されたい。

#### 4-18-1 伝送線路

機器、装置やパッケージ化された部品などの中での伝送では、同軸線路(3章3-1節参照)、導波管(3章3-2節参照)のような立体形導波路が用いられる、**図 4-18・1**に示すような空間中を伝搬させるが、レンズや反射鏡を用いて特定の経路に沿って伝送を行うビーム導波路は立体形導波路の一種とも考えられる。



**図 4-18・1** レンズを用いたビーム導波路

ハイブリッドマイクロ波集積回路(本章4-19節参照)やMMIC(monolithic microwave integrated circuit:モノリシックマイクロ波集積回路)(本章4-20節参照)に代表される誘電体または半導体基板上に構成された回路中で電磁波を伝送する場合には、マイクロストリップ線路(2章2-1節参照)、コプレーナ線路(2章2-2節参照)などの平面形導波路を用いる。これらの回路に用いる基板の誘電率は周囲よりも高いので、基板自体がスラブ導波路を構成していることになり、表面波と呼ばれるスラブ導波路としての伝搬モードが存在する。ミリ波帯のように周波数が高くなると表面波の考慮が必要となる。

逆に、この表面波を伝送に積極的に利用する検討もある<sup>1),2)</sup>。また、これらの導波路は開放系であるので、ミリ波帯のような高い周波数帯では、基板外への放射が問題となる。そこで、ミリ波帯では、そのような欠点のないフィンライン(2章2-4節参照)、NRDガイド(Non-Radiative Dielectric (wave) guide)(3章3-4節参照)なども用いられる。

伝送線路とほかの回路素子との接続に関しては、伝送線路を構成する導体を回路素子の導体の適切な箇所接続することによる直接的な方法をとることが多い。しかし、線路や回路素子の構造によっては、電磁的な結合を用いた接続方法も用いられる。必要ならば、線路変

換やインピーダンス変換を行う。

#### 4-18-2 伝送回路素子

伝送回路素子には用途に応じて様々な種類がある。複数の種類の伝送線路で回路が構成されている場合には、それら間の変換器が必要となる。例えば、同軸線路と導波管との間の変換に用いるのが同軸導波管変換器（本章 4-1 節参照）である。平衡形線路と不平衡形線路との間の変換には、バラン（本章 4-18 節参照）が必要である。同種の伝送線路であっても、特性インピーダンスが異なる線路同士を接続すると、接続部においてインピーダンス不整合のために、反射が起こる。そこで、インピーダンス変換器（1 章 1-4 節参照）を介して接続することで、整合させて反射が起こらないようにする必要がある。

伝送線路と負荷となる回路素子との接続においても、伝送線路と特性インピーダンスと負荷回路の入力インピーダンスが、異なっていれば反射が起こる。特性インピーダンスが異なる伝送線路を接続する場合と同様に、インピーダンス整合回路が必要となる。あるいは、アイソレータ（本章 4-22 節参照）やサーキュレータ（本章 4-23 節）を用いて、反射波の除去・制御を行う。

周波数の異なる電磁波を切り分けるための回路品としては、フィルタ（本章 4-8 節、4-10 節、4-11 節参照）、合分波器（本章 4-4 節参照）がある。パイアス供給回路（5 章 5-14 節参照）は、直流と高周波を合分波する回路とみなすことができる。

電磁波を必要とされる複数の要素に分けたり、複数の要素から出力された電磁波を集めたりするために、分岐・結合回路素子（本章 4-13 節参照）、電力分配・合成回路（本章 4-16 節参照）が用いられる。特に重要なものとして、結合伝送線路（2 章 2-6 節参照）、ハイブリッドリング（本章 4-14 節参照）、ブランチライン（本章 4-15 節）などを用いて構成される方向性結合器がある（本章 4-13 節）。

#### ■参考文献

- 1) J. W. Mink and F. K. Schwing, "A hybrid dielectric slab-beam waveguide for the sub-millimeter wave region," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.41, no.10, pp.1720-1729, Oct. 1993.
- 2) A. R. Perkons, Y. Qian, and T. Itoh, "TM surface-wave power combining by a PLinear active-lens amplifier," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.46, no.6, pp.775-783, Jun. 1998.

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-19 マイクロ波ハイブリッド集積回路

(執筆者：西川健二郎) [2009年1月 受領]

マイクロ波ハイブリッド集積回路はトランジスタ IC、チップコンデンサなどの素子の一つの基板上に実装し、同一基板上に形成したフィルタなどの受動回路と集積化してマイクロ波回路を構成であり、HIC (Hybrid Integrated Circuit) または MIC (Microwave Integrated Circuit) と呼ばれることもある。ここではマイクロ波ハイブリッド集積回路構成及び特徴について述べる。

マイクロ波ハイブリッド集積回路はセラミックや樹脂基板上にトランジスタ IC などの能動素子、チップキャパシタなどの受動素子、基板上にエッチングなどで製作されるマイクロストリップ線路、ビアホールなどより構成されるマイクロ波回路であり、**図 4-19・1**にその概念図を示している。この構成の特徴は能動/受動素子 IC を自由に選択でき、マイクロ波回路の開発期間が短いことが上げられる。一方で、回路サイズが比較的大きくなることやミリ波などの高い周波数への適用が難しいといえる。近年は基板の多層化、形成する金属配線の微細化、及び能動素子 IC、受動素子 IC の高機能化により、一層高機能、高集積化、高周波化が進んでいる。

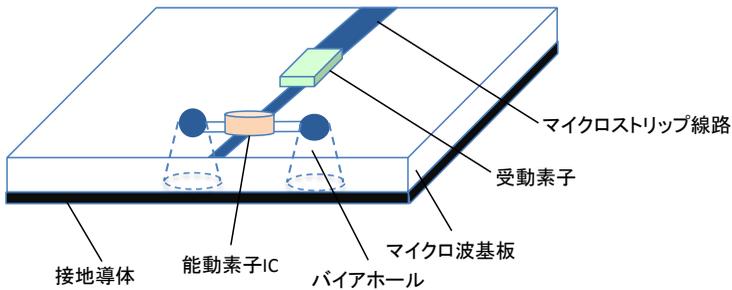


図 4-19・1 マイクロ波ハイブリッド集積回路

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-20 MMIC

(執筆: 西川健二郎) [2009年1月 受領]

MMICはモノリシックマイクロ波集積回路 (Monolithic Microwave Integrated Circuit) の略称であり、一つの半導体基板上に能動素子と受動回路を集積化した回路構成である。ここではMMICの構成及び特徴について述べる。

MMICはGaAsなどの半導体基板上にトランジスタ、キャパシタなどの受動素子、伝送線路が形成される構成のマイクロ波回路であり、すべて半導体IC製造プロセスで製作される。MMICは構造から以下の三つのタイプに分けることができる。

#### (1) マイクロストリップ型 MMIC (図 4-20・1)

マイクロストリップ線路を用いて形成されるマイクロ波回路であり、半導体基板の片面に回路、もう一方の面を接地導体とする構成であり、両面はビアホールにより接続される。この構成の特徴は伝送線路の特性が半導体基板の基板厚に依存するため、回路サイズを小さくするには基板厚を薄くする必要がある。

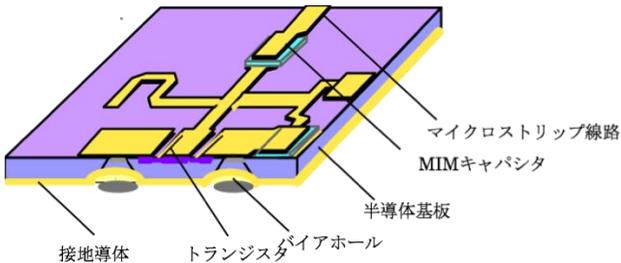


図 4-20・1 マイクロストリップ型 MMIC

#### (2) コプレーナ型 MMIC (図 4-20・2)

コプレーナ MMIC はコプレーナ線路を主線路として用いて形成されるマイクロ波回路であり、回路、接地導体両方が同一面に構成される。この構成の特徴は伝送線路の特性が信号線幅と導体間隔に依存するため、基板厚に依存せず回路サイズを小さくできる。

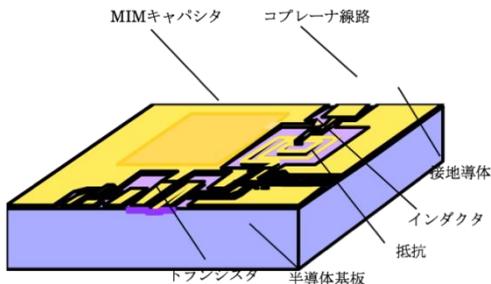


図 4-20・2 コプレーナ型 MMIC

## (3) 多層化／3次元 MMIC (図 4-20・3)

多層化／3次元 MMIC は半導体基板上に薄膜誘電体膜を多層に積層し、その積層膜上にマイクロストリップ線路などの伝送線路を形成するマイクロ波回路である。伝送線路に対する基板厚は多層誘電体膜厚に依存するため、回路サイズを飛躍的に小型にすることが可能である。更に回路の積層化などが容易に実現できるため、高集積化に適した構成である。

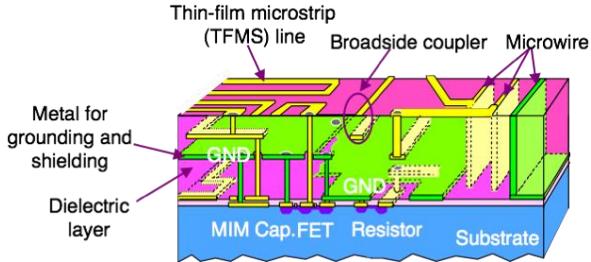


図 4-20・3 多層化／3次元 MMIC

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-22 アイソレータ

(執筆著：佐藤 稔) [2009年1月 受領]

#### 4-22-1 アイソレータの概要

アイソレータは二つの端子対をもつ回路素子である。ある一方の端子対に入力された電磁波は減衰を受けることなくもう片方の端子対に伝送されて出力される（順方向）。しかし、順方向における出力端子対に電磁波を入力すると（逆方向）、入力された電磁波は大きな減衰を受けて順方向における入力端子対からは出力が得られないという非可逆な特性をもつ。このような特性をもつ回路素子にトランジスタ増幅器（順方向では電磁波は増幅されて出力される）もあるが、アイソレータとは、フェライトに直流磁界を印加して磁化させると、マイクロ波・ミリ波帯における透磁率が非対称なテンソル量となることを利用して上記の特性を実現した受動回路素子を指す。かつてはアイソレータのことを“単向管”と呼ぶこともあったが、現在ではその用語はほとんど死語となった。

#### 4-22-2 基本特性と用途

アイソレータは上記の特性をもつことを明示するために、**図 4-22・1** で表される図記号で表現される。図 (a) は日本工業規格 (JIS C 0617) に定められている記号であるが、簡略化した図 (b) に示されるような記号による表現もよく使用される。どちらの図も左側にある端子対への入力が右側にある端子対に伝送されて出力される。つまり、左側の端子対から右側の端子対へが順方向であることを表す。図 (b) に示されるように端子対の番号をとり、散乱行列を用いて理想的なアイソレータの特性を表すと以下のようになる。

$$\begin{aligned} |S_{21}| &= 1 \\ S_{12} &= 0 \\ S_{11} &= S_{22} = 0 \end{aligned}$$

現実のアイソレータは上記の特性を完全に満たしているわけではないが、どれだけ近いかによりその性能が評価されることになる。 $S_{21}$  の大きさは挿入損失または通過損失と呼ばれて、通常は dB 表示され (1 より小さいので負の値となるが、絶対値を取って正の値で示される場合が多い)、0 dB に近い方がよい。 $S_{12}$  の大きさはアイソレーションと呼ばれて、やはり dB 表示され (1 より小さいので負の値となるが、絶対値を取って正の値で示される)、大きい値をとる方がよい。

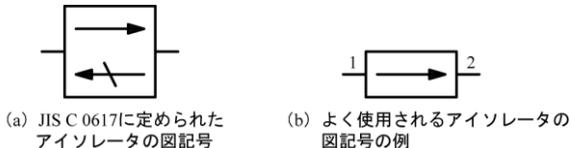


図 4-22・1 アイソレータを表す図記号

アイソレータは伝送線路中に挿入して、アイソレータにとって逆方向に伝搬する電磁波を除去するが主要な用途である。具体的には、信号源（電磁波の送信側）と負荷（電磁波の受信側）を接続する伝送線路中に挿入し、負荷からの反射波の信号源への入射を防止するのに

用いる。

信号源から見ると反射がないので、負荷インピーダンスを整合していることになる。また、伝送する信号が反射波によって受ける伝送ひずみを抑制できる。具体的な信号源としては発振器や増幅器が考えられる。これらの出力端子対に負荷からの反射波が入射すると損傷を受ける場合があり、アイソレータを用いるとそれを防止できる。

また、負荷インピーダンスが変化（負荷からの反射波の大きさと位相が変化）すると、出力電力が変化することになるが、これが抑制できる。発振器においては負荷変動により出力電力ばかりでなく発振周波数も変化するが、これも抑制できる。ただし、発振器の負荷変動による動作状態の変化の防止には、アイソレータの代わりにバッファ増幅器を用いることが最近では増えてきた。

### 4-22-3 構成例

最も多く用いられるアイソレータの構成は図 4-22・2 に示すような 3 端子対サーキュレータ（本章 4-23 節参照）の一つの端子対に整合（無反射）終端器（本章 4-2 節参照）を接続した構成である。3 端子対サーキュレータの端子対番号を図 4-22・2 のようにとり、端子対 3 に整合終端器を接続する。サーキュレータや整合終端の特性が理想的であるとすると、端子対 2 に入力された電磁波は端子対 3 のみに出力され、端子対 3 に接続した整合終端器ですべて吸収されるので、端子対 1 には出力がない。それゆえ、サーキュレータの端子対 1 と 2 を端子対とするアイソレータが実現できる。小型で高性能な接合型サーキュレータ（本章 4-23 節参照）を用いると、アイソレータとしても小型かつ高性能なものが実現できる。

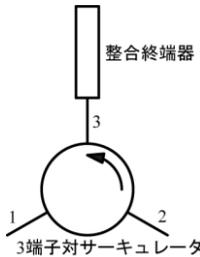


図 4-22・2 3 端子対サーキュレータと整合終端器で構成したアイソレータ

サーキュレータを用いないアイソレータとしては、順方向に伝搬する電磁波と逆方向に伝搬する電磁波の電界分布または偏波方向をフェライトの非可逆性により異ならせ、逆方向に伝搬する電磁波のみを抵抗体により吸収させる方式がある。大きな順逆比 ( $|S_{21}|/|S_{12}|$ ) の取れる電界偏位形、ミリ波帯で用いられるファラデー回転形、及び挿入損失が比較的大きいが広帯域なエッジガイドモード形などがある。また、逆方向に伝搬する電磁波をフェライト中の磁気共鳴を用いて吸収させる共鳴吸収形は大電力用に適する。しかし、これらは広帯域性が必要な測定器などに用途が限定されてきている。

## ■9 群-7 編-4 章

### 4-23 サークュレータ

(執筆著: 佐藤 稔) [2009 年 1 月 受領]

#### 4-23-1 サークュレータの概要

サーキュレータは  $n$  個の端子対をもち、端子対 1 への入力端子対 2 だけに伝送されて出力され、同様に  $2 \rightarrow 3, \dots, n \rightarrow 1$  のように、入力を与えた端子対とそれが伝送されて出力される端子対との関係が順番に循環する非可逆な特性を有する。アイソレータと同様にフェライトに直流磁界を印加して磁化させると、マイクロ波・ミリ波帯における透磁率が非対称なテンソル量となることを利用して実現される。

サーキュレータはマイクロ波・ミリ波帯の制御用素子として広い用途をもつ。特に 3 端子対のものは、1 端子対回路の入力と出力の分離などに用いられるとともに、一つの端子対に整合終端器を接続することによりアイソレータとして用いられることも多い。

最もよく使用されるサーキュレータの構成は、各端子対からの伝送線路を 1 か所に集めて接続し、そこにフェライトを配置した接合形である。

#### 4-23-2 基本特性と用途

サーキュレータは上記の特性をもつことを明示するために、**図 4-23・1** で表される図記号で表現される。

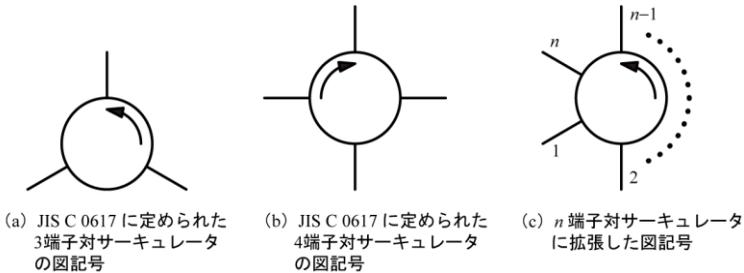


図 4-23・1 サークュレータを表す図記号

図 (a) は日本工業規格 (JIS C 0617) に定められている 3 端子対サーキュレータを表す記号で、図 (b) はやはり日本工業規格に定められている 4 端子対サーキュレータを表す記号である。図 (a) では、入力端子対と出力端子対との関係が左回りに循環することを、図 (b) では右回りに循環することを矢印の向きが示している。図 (c) は規格に定められているわけではないが、 $n$  端子対に拡張した図記号である。図 (c) に示されるように端子対の番号をとると、理想的なサーキュレータの特性は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 |S_{j+1,j}| &= 1, & |S_{in}| &= 1 \\
 (j &= 1, \dots, n-1) \\
 S_{ij} &= 0, & S_{in} &= 0 \\
 (i &= 1, \dots, n, j = 1, \dots, n-1, \text{ただし}, i \neq j+1) & (i &= 2, \dots, n)
 \end{aligned}$$

現実のサーキュレータは上記の特性を完全に満たしているわけではないが、どれだけ近い

かによりその性能が評価されることになる。  $S_{j+1,j}$  ( $j=1, \dots, n$ , 添え字が“ $n+1$ ”となる場合は“1”に置き換える) の大きさは挿入損失または通過損失と呼ばれて、通常は dB 表示され (1 より小さいので負の値となるが、絶対値を取って正の値で示される場合が多い), 0dB に近い方がよい。  $S_{j,j+1}$  ( $j=1, \dots, n$ , 添え字が  $n+1$  となる場合は“1”に置き換える) の大きさはアイソレーションと呼ばれて、やはり dB 表示され (1 より小さいので負の値となるが、絶対値を取って正の値で示される), 大きい値をとる方がよい。

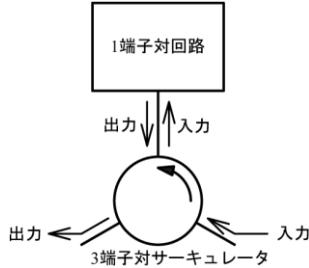


図 4-23・2 3 端子対サーキュレータを用いた 1 端子対回路の入力と出力の分離

サーキュレータの主要な用途は、整合終端器と組み合わせることでアイソレータを構成する (本章 4-22 節参照) ことと、図 4-23・2 に示すように 1 端子対回路の入力と出力を分離することである。図 4-23・2 において、1 端子対回路への入力とはサーキュレータの右下の端子対に与え、1 端子対回路からの出力はサーキュレータの左下の端子対から取り出すことができる。例えば、1 端子対回路をアンテナとすると、この系は送受分波器 (本章 4-5 節参照) となる。1 端子対回路をダイオード増幅器 (5 章 5-5 節) のような反射型増幅器とすると、右下の端子対に入力を与えて左下の端子対から増幅出力を得るといふ、トランジスタ増幅器と同様な使用が可能となる。1 端子対回路を発振器とすると、発振器を注入同期するための注入信号を右下の端子対に与えると左下の端子対から同期された発振出力が得られて、注入同期発振器が構成できる。また、フィルタと組み合わせると、合分波器を構成するのに用いられる (本章 4-4 節参照)。

### 4-23-3 構成例

サーキュレータの構成として最も多く用いられるのは図 4-23・3 に示すような接合 (分岐) 形構成である。各端子対からの伝送線路を 1 か所に集めて接続する。3 端子対サーキュレータでは図 4-23・3 に示すように伝送線路を Y 字形に接合するので、Y 接合形、Y 分岐形、あるいは単に Y (形) サーキュレータとも呼ばれる。伝送線路の接合の形態を T 字形にした T 接合形もある。4 端子対サーキュレータでは、伝送線路の接合の形態が X 字形になった X 接合形となる。

図 4-23・3(a) は伝送線路にストリップ線路を用いた構成で、ストリップ線路の中心導体の接合部を円盤状のフェライトで挟み込み、ストリップ線路の中心導体に垂直な方向に直流磁界を印加する。フェライトの非可逆性により、フェライト内部に励振された正負の円偏波の間に位相差が生じ (本章 4-21 節参照)、合成偏波面が回転することで、サーキュレータとし

て動作する。図 4-23・3(b)は伝送線路として方形導波管を用いた場合の例である。H 面 Y 分岐の分岐部に、H 面に垂直な方向に直流磁界を印加したフェライトを配置しても Y 接合型サーキュレータが実現できる。

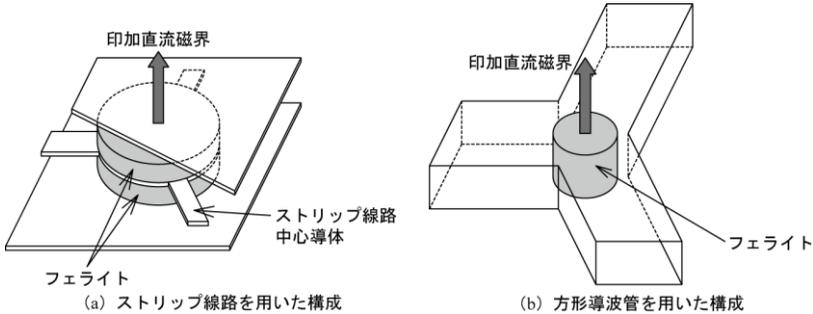


図 4-23・3 Y 接合形サーキュレータ

2 GHz 程度以下の周波数で動作するサーキュレータを図 4-23・3(a)に示した構成で実現しようとする、フェライトを大きくしなければならない。そのため、ストリップ線路の中心導体の接合部を網目状にして交差させることで小型化が図られ、これを集中定数形と呼ぶ。接合形サーキュレータは小型で、低挿入損失、高アイソレーション、広帯域という優れた性能をもつので現在の主流である。

ほかの構成例としてはミリ波帯で用いられるファラデー回転形や、2 台の 3 dB 方向性結合器と非可逆移相器で構成した非可逆移相器形 4 端子対サーキュレータなどがある。非可逆移相器とは、順方向に入力した場合と逆方向に入力した場合とでは、移相量が異なる移相器である。なお、移相量の差が  $180^\circ$  であるものは、ジャイレータとなる。この非可逆移相器形は許容電力が大きいので大電力用に適する。

フェライトの周囲にコイルを配置し、コイルに流す電流を制御することでフェライトの磁化方向を切り換えると、入力端子対と出力端子対との関係が循環する方向を逆転できる。これはラッチングサーキュレータと呼ばれ、大電力用の高速スイッチとして応用が広い。

なお、4-22 節 4-22-1 項にあるように、フェライト以外に非可逆特性を示すものとしてはトランジスタがある。トランジスタを用いたアクティブサーキュレータの検討も行われている<sup>1),2)</sup>。

#### ■参考文献

- 1) S. Tanaka, N. Shimomura, and K. Ohtake, "Active circulators—The realization of circulators using transistors," Proc. IEEE, vol.53, no.3, pp.260-267, Mar. 1965.
- 2) 豊田幸弘, 里村 裕, "広帯域アクティブサーキュレータ," 信学論(C-I), vol.J73-C-I, no.10, pp.665-671, Oct. 1990.