

实用

マイクロ波 技術講座

理論と実際

第 5 卷

5

工学博士

小西良弘 (著)



MICRO WAVE

实用マイクロ波技術講座

第5巻

工学博士 小西良弘

www.k-laboratory.net

実用マイクロ波技術講座 小西良弘 著
第五巻目次

第18章 その他の回路ほか

- 18.1 伝送路の非接触形接合部
- 18.2 大電力高周波用容量結合系スイッチ
 - 18.2.1 非帯域幅
 - 18.2.1 端子間漏洩
 - 18.2.1 温度上昇
- 18.3 フェライトスイッチ
- 18.4 円一直線偏波変換機
- 18.5 縦型平面回路
 - 18.5.1 発想過程
 - 18.5.2 方向性結合器の応用と考え方
 - 18.5.3 複同調フィルターの応用と考え方
 - 18.5.4 V I P回路による直列共振回路
- 18.6 可変位相器
 - 18.6.1 位相を変える方法
 - 18.6.2 透過形可変位相器
 - 18.6.3 反射形可変位相器
- 18.7 可変減衰器
 - 18.7.1 減衰量を変える方法
 - 18.7.2 透過形可変減衰器
 - 18.7.3 反射形可変減衰器
- 18.8 電力合成器
- 18.9 受動素子の非直線性
 - 18.9.1 非直線性
 - 18.9.2 受動素子の非直線性
 - 18.9.3 受動素子の非直線性への対策
 - 18.9.4 受動素子の非直線性の実際
 - 18.9.5 トンネル効果

第19章 実践マイクロ波回路の総合復習

- 19.1 電波の発生、均一平面波及び進行波・反射波の式による表現
 - 19.1.1 電波の発生
 - 19.1.2 平面波の性質

- 19.1.3 進行波、反射波の式による表現
- 19.2 単一分布線路におけるTEM波と性質**
 - 19.2.1 単一分布線路にはTEM波が存在する
 - 19.2.2 単位長さ当たり
 - 19.2.3 種々の構造のTEM線路
 - 19.2.4 TEM線路の電圧 V 、電流 I 及びインピーダンス Z の関係式
 - 19.2.5 有限長の分布定数線路と用途
 - 19.2.6 スミス図表
- 19.3 TM波とTE波を伝える導波路**
 - 19.3.1 2 の角度差をもつ異なる方向に進む垂直偏波
 - 19.3.2 導波管にTM波とTE波が存在する理由
 - 19.3.3 遮断導波管の特徴
 - 19.3.4 導波管の電磁界の求め方
 - 19.3.5 導波管の遮断周波数の求め方
 - 19.3.6 誘電体袋荷導波管[第1巻 pp.83 ~ 107]
 - 19.3.7 表面波導波路
 - 19.3.8 横共振器法[詳細は第1巻 pp.181 ~ 183]
 - 19.3.9 電波と、TEM波、TE波及びTM波導波路の総合学習
- 19.4 平面構造の導波路 - 特にマイクロストリップ線路について -**
 - 19.4.1 マイクロストリップ線路
 - 19.4.2 誘電体基板中のマイクロストリップ線路の実効比誘導率
- 19.5 共振系**
 - 19.5.1 共振系とQの定義
 - 19.5.2 種々の共振系と重要な性質
 - 19.5.3 Q値と大きさの比較
 - 19.5.4 誘電体共振器の遮蔽及び支持絶縁物によるQ値の劣化
 - 19.5.5 Qの高い今日振器の発振器への応用
- 19.6 フィルタ**
- 19.7 分波器と合波器 - デュープレクサーおよびマルチプレクサー -**
- 19.8 電力分配器・合成回路**
- 19.9 方向性結合器**
 - 19.9.1 原理
 - 19.9.2 種々の方向性結合器
 - 19.9.3 広帯域化の方法
 - 19.9.4 2つの出力開孔間の位相角
 - 19.9.5 集積回路用小型2分岐方向性結合器

19.10 非可逆（非相反）デバイス - サーキュレーター、アイソレーター -

19.10.1 直流磁場内のフェライトの透磁率の性質

19.10.2 種々の非可逆（非相反）回路の説明

19.10.3 種々のYサーキュレータ

19.10.4 広帯域化

19.11 静磁モードと静磁波

19.12 平衡不平衡変換器

19.13 一般基礎のポイントと応用

第20章回路の測定

20.1 共振系のQの測定

20.1.1 共振系に疎結合した2開孔間の S_{21} による測定法

20.1.2 共振系に結合した1開孔の S_{11} による測定法

20.1.3 共振系をリアクタンス素子を通して測定する方法

20.1.4 実験結果

20.2 材料の定数測定

20.2.1 TEM均一導波路の一部の断面に一様に材料を充たした時の伝送パラメータ（ S_{11} , S_{12} ）より求める方法

20.2.2 一端短絡の導波路の一部に断面に一様に材料を滴す方法

20.2.3 共振器の周波数ずれとQ値の低下より測定する方法

20.2.4 誘電体共振器を用いる方法

20.3 回路定数の求め方

20.3.1 2開孔等価回路の求め方

20.3.2 3開孔等価回路の求め方

20.3.3 4開孔等価回路の求め方

20.3.4 3開孔回転対称非可逆回路の固有値の測定

20.4 2端子リアクタンスの値及びQ値の測定

20.4.1 考え方

20.4.2 先端短絡 / 4共振器を用いる方法

20.4.3 相等しい2ヶの先端開放 / 4線路又は両端短絡 / 2線路を用いる方法

20.4.4 コンデンサの自己直列共振の観測

20.5 空間波による電波吸収特性計測

20.6 対称平行線路の偶モード及び奇モードの特性インピーダンスの測定法

20.6.1 Z_e の測定と / 4インターディタル共振器の結合係数 K とから求める

方法

- 20.6.2 片側の線路の両端を短絡した時のほかの線路の特性インピーダンス Z_{C2} を求める方法
 - 20.6.3 片側の線路の両端を開放した時のほかの路線の特性インピーダンス Z_{C3} を求める方法
 - 20.6.4 片側線路の両端を短絡及び開放した時のほかの線路の特性インピーダンスの比較から Z_e と Z_o を同時に求める方法
- 20.7 無損失均一媒質中の非対称平行線路の C モード及び E モード特性インピーダンスの求め方

付録

- [付録 4 9] TE₀₁ D . R . を Q_2 の複素誘電率を介して遮蔽したときの Q 値
 - () 共振系内のエネルギー分布
 - () Q_c の誘導
 - () Q_{c1} の誘導
 - () Q_{c2} の誘導
 - () $Q_2' = 1 - Q_2'$ に変化することによる共振系の周波数変化率 f/f_0
- [付録 5 0] 固定発振器の位相雑音 原理と対策
- [付録 5 1] VCO (Voltage-Controlled Oscillator) の位相雑音 原理と対策
- [付録 5 2] コルピッツ発振器のインダクタの代わりに先端短絡 $\pi/4$ 発振器を用いた場合の特性
- [付録 5 3] 測定系に雑音がある場合の発振器の雑音帯域幅の測定
- [付録 5 4] 同一共振周波数をもつ 2 個の共振系の結合
- [付録 5 5] マイクロストリップ B . P . F . における隣接共振器間のインターディジタル結合係数の誘導
- [付録 5 6] 2 端子対回路定数の S 曲線法による測定法
- [付録 5 7] 2 枚の遮蔽版の中央にある TE₀₁ D . R . の共振周波数を求める特性方程式と共振周波数
- [付録 5 8] 2 開孔回路の Z , Y 行列需要の求め方
- [付録 5 9] 4 開孔等価回路の誘導
 - (i) 方向性結合器に変形しうる場合
 - (ii) 方向性結合器に変形しえない場合

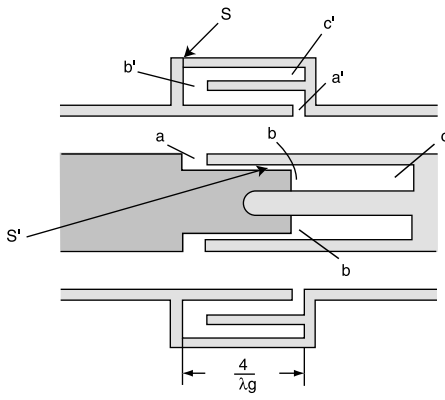
- [付録 6 0] 円柱金属導体における表波効果に基づく電流分布
 - (i) 一般論
 - (ii) / 2 同軸共振器の Q_c
- [付録 6 1] 円柱金属導体における表波効果に基づく電流分布
- [付録 6 2] 接地板に垂直なストリップ線路の特性インピーダンスと、2 枚の平行ストリップ線路の奇モード特性インピーダンスの誘導
 - (i) 接地板に垂直なストリップ線路
 - (ii) グランド板に垂直な 2 枚の平行ストリップ

資料

- [資料 1 2] インターデジタル結合マイクロストリップ共振系の結合度と構造
- [資料 1 3] 楕円関数 $L \cdot P \cdot F \cdot$ の定数
- [資料 1 4] 半導体デバイスの電力と周波数
- [資料 1 5] 高周波の非直線 2 信号 3 次整の測定法 (一般に良く用いられる方法)

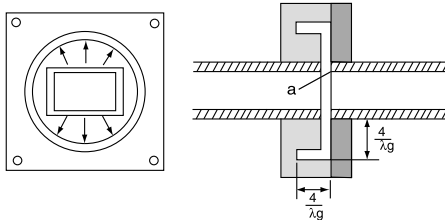
第18章 その他の回路ほか

18.1 伝送路の非接触形接合部

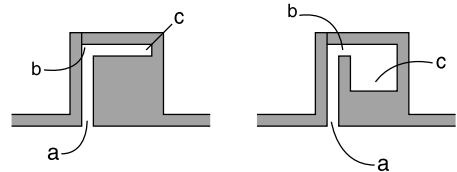


(a) 同軸の場合

これは同種の伝送線を接合する機構で、接触形と非接触形がある。特に接触抵抗による損失を少なくするときには非接触形として、チョーク結合が用いられる。図 18.1 に同軸導波管のチョーク結合の構造を示す。同図 (a) において距離 a と b 、 b と c 、 a と b' 及び b' と c' とはそれぞれ $\frac{\lambda_g}{4}$ の長さをしている。故に a と c 、 a' と c' とは $\frac{\lambda_g}{2}$ で c 、 c' は短絡されているから a 及び a' のインピーダンスはゼロとなり、左右の同軸が接続されたことになる。



(b) 導波管の場合



(c) チョーク部分の説明図

図 18.1 チョーク結合の例

また b' はちょうど電圧最大、電流最小の位置であるから、この位置で 2 つの同軸が S 及び S' 面において接触しても、その接触部分に流れる電流は零となるので接触部での電力損失がない。

導波管の場合も、同図 (b) に示したようにまったく同様の理由で接触損を生じない。この場合のチョークは円形に作られているので、矩形導波管の場合は電流は矢印のように流れてゆく。チョークの構造としては (c) のような構造も用いられる。

18.2 大電力高周波用容量結合形スイッチ [1][2][3]

VHF、UHF 送信機では、空中線と擬似負荷及び現用送信機と予備送信機の切替えなどに高周波大電力切替スイッチが使用される。従来使われている切替えスイッチは切替え部分には金属と金属のすり合わせ面があり、この部分の接触抵抗による発熱が大きく、障害のもとになる。ここに説明する非接触形切替スイッチは、この欠点を除くために容量結合形にして金属の接触面のないものにしてある。また従来の切替スイッチでは接続されていない開孔間の漏洩を防ぐために、遮へい板を取付けてスイッチの切替と同時に移動させているが、遮へい効果をあげることと、遮へい板を移動させ易くすることは両立しにくい。実際には電気的性能を保つ必要上遮へい板の接触をよくするために移動性を犠牲にしており、スイッチの操作に大きな力を必要とし、スイッチの信頼度を低下させる原因の一つとなっていた。この改善方法として著者らが開発した非接触スイッチ [1][2][3] では連結されていない開孔間の漏洩を防ぐために、導波管の遮断特性を利用して

いる。
 図 18.2 は非接触形切替スイッチの構造の概略を示したもので端子 1 - 端子 2、端子 3 - 端子 4 の連結から端子 1 - 端子 3、端子 2 - 端子 4 の連結に切替えるものである。

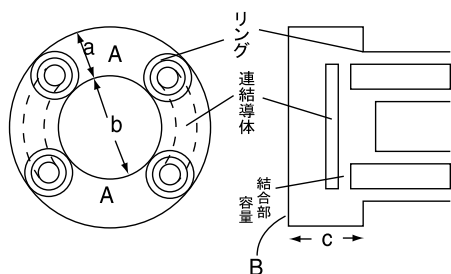


図 18.2 大電力用容量結合形スイッチの構造

この図からわかるように同軸管の中心導体と端子間を連結する導体との間に容量を形成して端子間を結合している。一方連結されていない端子の間、即ち図 18.2 の A の部分には矩形導波管が形成されており、使用周波数とその導波管の遮断域になるように寸法を選んでいる。このようにして従来の切替スイッチの接触部をなくすと共に、切替に要する機械的な力を減少させることにより信頼度の向上を計

ている。

18.2.1 比帯域幅

この切替スイッチは、上に述べたように、同軸中心導体と連結導体の間に容量を構成して、この容量によって連結させている。容量を構成する誘電体に空気を使えば、挿入損は連結導体の抵抗損だけであって、この損失も UHF10kW 通過時で数 W 程度で問題にならない。端子間漏洩特性としては、あとで示すように、広い周波数範囲でほぼ一様な値を得ることができるから、帯域幅は周波数の変化によって抑えられることになる。回路の負荷 Q 、定在波比と帯域幅の関係は次式で与えられる。すなわち、比帯域幅は