

マイクロ波回路設計の考え方・発想法

小西 良弘

有限会社 ケイラボラトリー

228-0802 神奈川県相模原市上鶴間 1-29-4

Tel: 042-742-1007, Fax:042-742-1657, klabo@ff.ij4u.or.jp

Abstract

The comprehension with physical meanings of the circuits is important to develop new devices. It is profitable to know the limitation, expansion, diversion of the circuits, the initial values used for computer simulations of equivalent networks and others. Several matters such as the relation between equivalent networks, eigen values, modes and energies in circuits are described to observe the circuits with more general view points. Examples of author's development and problems are also shown to help concrete understandings.

1. はじめに

最初に私の経験を踏まえて開発のスタートからプロセスを述べる。

(1) テーマの選定から開発を始めるまでの思考

(イ) テーマの選定にあたって：

社会的、企業的また技術的な立場から見て効果の価値判断をし、開発の夢が原動力となり、チャレンジの力となる。この夢の可能性の限界をできる限り理論的に見極める努力をする。例えば、回路網の原理（受動回路の正実関数や無損失回路のユニタリー条件ほか）や材料の周波数特性の性質（クラマース・クローニッヒの関係など）もその一例である。

(ロ) 異種分野との境界領域での可能性：

弾性波応用、磁気波応用などでの可能性の検討

（例えば弾性波や磁気波デバイスなど）

(ハ) 他の分野との比較による水平思考の導入：

過去、八木アンテナの概念が弾性波や静磁波に導入された。

(ニ) 過去の原理を最新の製作技術に導入する。

また欲張れば製作技術の先取りをして新しいものを提案することもできる。

(2) 開発のプロセスにおいて

(イ) 物理的イメージによる具体的構成をできるだ

け精度良く組み立てる。

私の場合は、精度良い等価回路合成や電磁界モードをよく用いる。また、等価回路では固有値を用いて検討すると考え方が単純化され便利なが多い。(例えば回転対称回路では同相励振と回転励振とで検討できる。)こうして構成された回路を解析する。等価の原理を用いて仮想電流や磁流を用いてモードマッチングと変分法を用いたが、現在は計算機のスピードも速まりコンピューターシミュレーションで短時間でできるようになった。したがって、理論からくる原理的思考とコンピューターの併用が得策である。

(ロ) 垂直思考と水平思考との繰り返し

何故かを繰り返し、それを解いて進む垂直思考と先述の水平思考とを繰り返すことが必要である。垂直思考には基本となる理論的原理を多く必要とし、水平思考には幅広い知識を持つことが得策である。

(ハ) 思考のスイッチング

いくつかの事柄を同時に考え、それらをスイッチするときには私はアイデアを得ることが多い。現場でのブレンストーミングは非常に効果がある。

(ニ) 小さな事でもまとめる事もよい。

自分の知識のあいまいな点が明確になり、ま

たプロジェクトを進める上での問題も明確になる。

2. 受動回路の基礎 物理的考え方を踏まえて

ここでいう物理的考え方とは、関連する学問(例えば電磁気学や回路理論)における法則や、これから誘導された諸々の定理や現象で理解するということである。

いくつかの例について回路の説明を行うが、まず回路を回路網として取り扱うためには、受動回路に接続された導波路の電圧・電流の定義を決めなければならない。TEM線路のように2本の線路からなる時には明確であるが、導波管などの場合には以下のように種々の決め方があり、使い分けると便利であるので、最初にこれから説明する。

(1) 導波路の電圧・電流の定義

表1にまとめるようにいくつかの定義がある。第1の定義は導波路の断面内の基準電磁界を決めているので、導波路の外側が電気的壁や磁氣的壁でその外側の断面構造が変わらない場合の解析には便利である。例えば空間中から異なる媒質に向かう波を、空間の中に一定断面の空間導波路を考えて反射や透過波を計算したり、 TE_{018}^0 D.R. (誘電体共振器) D.R.の外側を含む軸方向の磁氣的壁の領域内の伝送路とした解析、または導波管中にz軸に垂直な面内に異なる媒質が含まれる解析に便利である。定義1のV及びIはモード電圧またはモード電流と呼ばれる。この時の等価回路は特性インピーダンス Z_c が波動インピーダンス Z_w の値を持つTEM分布定数線路となる。

第2の定義では $Z_c = 1$ []のものとなる。第3の定義はTEM線路と同じ考え方を導波管の適当な2点間に選んだものである。

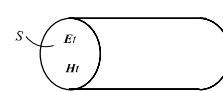
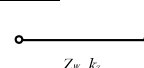
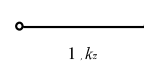
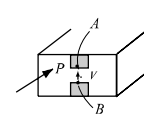
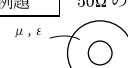
(2) 種々の回路の考え方

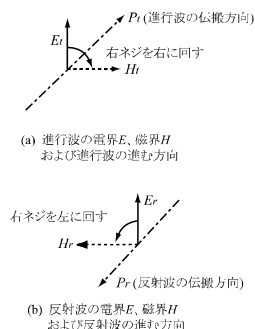
(イ) マイクロ波回路の主な例と機能

この例を表2にまとめた。この他B.P.F.のため

の共振器、直交モード分離・合成器、アンテナを結合するための平衡不平衡変換器、またこれら回路を組み合わせた種々のシステムがある。例えば、衛星送受信装置等に用いられる直線・円偏波変換器、直交偏波及び周波数分離機能をもつ送受信システム、定インピーダンスノッチダイプレッサーや種々の形式の電力分配・合成システムなどがある。

表1 導波路の電圧・電流の定義と用途

導波路の電圧・電流の表し方	
モード電圧とモード電流による方法	
	E_t : 電界 E の断面成分 H_t : 磁界 H の断面成分
定義1	$E_t = V e_t \quad H_t = I h_t$ $\iint_S e_t^2 dS = \iint_S h_t^2 dS = \iint_S e_t \times h_t^* \cdot n dS = 1$  $Z_c = Z_w = \frac{\omega \theta}{k_z} : \text{H波}$ $Z_c = Z_w = \frac{k_z}{\omega \epsilon} : \text{E波}$ $k_z = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$
定義2	$E_t = V' e'_t \quad H_t = I' h'_t$ $e'_t, h'_t \text{ は } 1\text{W の進行波の電界と磁界の断面成分}$  $Z_c = 1 \quad k_z = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$
導波管の進行波電力Pと適当な2点間の電圧Vで決める方法	
	$Z_{VP} = \frac{V^+{}^2}{P} \quad k_z = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$
例題	50Ωの同軸線路を3つの定義で示すと下図のようになる。
	$z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ $z_c = 1$ $z_c = 50$ $k_z \text{ は いろいろ}$ $\omega \sqrt{\mu \epsilon}$



進行波が図8.2(a)の方向に進むとすると、その電界の向きと大きさを示すベクトル E_t および磁界の向きと大きさを示すベクトル H_t は、同図のようになり、 E_t から H_t の方向に右ネジをまわしたとき、ネジの進む方向に電波は進む。また、反射波の場合には、図8.2(b)に示すように、 E_r から H_r へ右ネジを左に回すときネジが出てくる方向に電波は進む。同図(a)、(b)を比較すればわかるように、同じ電界に対して進行波の磁界と反射波の磁界とは逆向きになっている。この性質を利用すれば、進行波と反射波とを判別できるはずである。

図1 進行波及び反射波の電界ベクトル E と磁界のベクトル H を示す図

(ロ)方向性結合器

方向性結合器はどんな原理でできているか。

(i)波の進行方向により異なるモードの性質を用いたもの

[ループ結合型、分布結合型、ベータ孔結合型、十字孔結合型 等]

(ii)マルチパスを用いる回路

[2分岐型、双孔型 等]

4 開孔回路には方向性結合器になりうるものと、2 個の T 分岐が直列に接続されたものがある。前者の場合にはインピーダンス整合回路を開孔に接続する事により必ず実現できる。例えば分布結合線路は開孔インピーダンス Z_0 を $Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$ にすればよい。[ここで Z_e 及び Z_o はそれぞれ偶及び奇モード特性インピーダンス]

(ハ)電力分配・合成システム

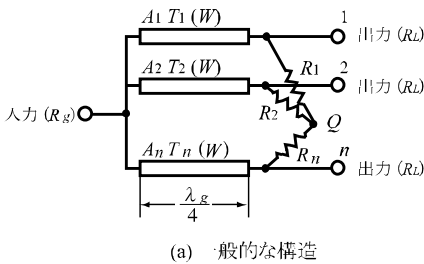


図2 一般的な構造

Wilkinson 型

機能的には方向性結合器のアイソレーション開孔の吸収抵抗を内蔵したものとなる。構成は入力信号を加えたとき出力開孔間の同電位の点間に吸収抵抗を接続する。出力開孔の1つに加えた信号が今1つの出力開孔で打ち消すような位相関係としてアイソレーションをとる。吸収抵抗はアイソレーションをとるように打ち消すための大きさを調整することと、出力インピーダンスが整合する役目をする。

どんな原理がアイソレーションの広帯域化に用いられるか。

$\frac{\lambda}{4}$ おきに吸収抵抗を配置し多くの周波数で打

ち消すようにする。

入力インピーダンスの広帯域化は多段ステップ

$\frac{\lambda}{4}$ 変成器により行う。

共振器を介して n 分配する事も行われる。このとき出力インピーダンスの反射係数 γ は

$$|\gamma| = 1 - \frac{1}{n} \text{ となり整合しない。これはユニタリー}$$

条件から証明できる。

表2 受動マイクロ波回路の主な例と機能

回路	種類と機能	開孔(端子対)数
フィルター	フィルターFには以下の種類がある。 (イ) L.P.F. (低域通過フィルター) (ロ) H.P.F. (高域通過フィルター) (ハ) B.P.F. (帯域通過フィルター) (ニ) B.R.F. (帯域阻止フィルター)	2開孔
分波、合波回路、デュプレクサーおよびマルチプレクサー	開孔0に入射した $f_1 \cdots f_n$ の周波数成分の電波は夫々 $F_1 \cdots F_n$ の B.P.F. を経て開孔 $1 \cdots n$ に分波される。 $n = 2$ のとき、デュプレクサーと呼ばれ、 $n > 2$ の時マルチプレクサーと呼ばれる。逆に $1 \cdots n$ に $f_1 \cdots f_n$ の電波を加えると開孔0に合成され合波器となる。	$n+1$ 開孔
方向性結合器、ブリッジ (3dB 方向性結合器) 90° ハイブリッド	開孔1に加わった電波は実線矢印のように進み、開孔2と3に現れ、開孔2に加わった電波は点線矢印のように進み開孔1と4に現れる。したがって、2に接続された負荷に進む進行波は開孔3で検出され、また反射波は開孔4で検出されるため方向性結合器と呼ばれる。これが対称回路で作られるとき2と3間(実線矢印のとき)または1と4間(点線矢印のとき)の位相差は 90° となるので 90° ハイブリッドと呼ばれる。	4開孔
電力分配器と電力合成器	開孔1に加わった電波が、開孔2・ \cdots ・ $n+1$ に現れ、開孔 i ($i \neq 1$) に加わった電波は開孔 j ($j \neq 1, i$) に生じない回路をいう。 吸収抵抗内蔵	$n+1$ 開孔
サーキュレータ、アイソレータ	図(a)で開孔1に電波を加え開孔2に整合負荷を接続すると2に電波が生じ、他の開孔には生じない。これを1→2の記号で示すと、2→3、3→4・ \cdots ・ $n \rightarrow 1$ のように循環する回路をサーキュレータと呼ぶ。図(b)で開孔1に加わった電波は開孔2に生じるが、開孔2に加わった電波は1には生じない回路をアイソレータと呼ぶ。図(a)で $n=3$ とし、開孔3に整合負荷を接続すると1→2のアイソレータができる。	n 開孔
減衰器	図のように開孔1に加わった電波を減衰させて開孔2に生じさせるものを呼び、抵抗を用いた抵抗減衰器と、開孔1と2との間をエバネセント波で結んだリアクタンス減衰器がある。減衰度が可変できるものを可変減衰器という。	2開孔
位相器	開孔1に加わった電波は図のように θ ラジアン位相が遅れて開孔2に現れる。 θ を可変できるものを可変位相器という。	2開孔
整合回路、変成器やリアクタンス回路	開孔2に非整合の負荷を接続したとき、開孔1から負荷側を見たインピーダンスが電源インピーダンスと共振になるようにするため電源と非整合負荷との間に挿入される回路で、 $\frac{\lambda}{4}$ 変成器や純リアクタンス回路などが用いられる。	2開孔
分岐回路	図に2分岐回路を示した。これは形状によって左図をT分岐および右図をY分岐と呼ぶことがある。	$n(\geq 3)$ 開孔
導波路変換器	同軸導波管変換器(a)、同軸マイクロストリップ線路変換器(b)および導波管マイクロストリップ線路変換器(c)を示した。種々の導波路間の変換器がある。	2開孔

平衡不平衡変換器を分配・合成器に用いる事があるが、この場合は上記で $n=2$ なので $|\gamma| = \frac{1}{2}$ となる。

(二)B.P.F.

B.P.F.の比帯域幅 w は共振器間の結合係数 k と外部 Q, Q_e とに関係づけられる。

共振器間の結合メカニズムを列記すると以下の例があげられる。

結合分布定数線路を用いる方法

インターディジタル結合 不均一媒質(マイクロストリップ線路、誘電体ブロック中に平行孔を作る等)中のコムライン 分布容量または分布誘導結合

結合用のリアクタンスを別にもうける。

容量結合 誘導結合

D.R.(誘電体共振器)など外部開放形共振器の空間結合

外部遮蔽形共振器の結合

両共振器の共有する金属壁部分に孔を作り窓結合する。

両共振器を遮断導波管で結合させる。

縮退形共振器の縮退をとく。

周波数が低い時はLC直列共振回路と並列共振回路の縦続接続で結合が得られる。

実は標準L.P.F.の周波数軸変換で得られるのはこれであって、これを諸々等価回路変換することにより上記の諸々の結合の等価回路に変換することができる。

結合係数の求め方

隣接する共振回路を固有ベクトル励振して得られる固有周波数の差から求めうる。面对称や回転対称(インターディジタルの時)の場合には、同相励振と逆相励振が固有ベクトル励振となり、非対称の時はC及びモード励振と呼ばれる。従って k を調整するのに逆相励振で零電位の所(対称面)に金属や他の誘電率(たとえば高誘電率セラ

ミック中の孔)を挿入したり、また対称面附近の外形を変形して調整するのも全て同じ原理に基づいている。

外部 Q, Q_e の求め方

入出力開孔に結合する共振器において、その Q_e の値は共振器の内部リアクティブエネルギーと開孔に消費する電力より求める。

(ホ)サーキュレーターとアイソレーター

直流磁界中のフェライトがサーキュレーターを実現する理由の説明

ファラデー回転により高周波磁界の方向が波の進行とともに H_{dc} (直流磁界のベクトル)に対してねじれる説明

H_{dc} に向かって右回りと左回りの偏波に対する透磁率 μ_+ と μ_- とが異なる事を利用し導波管中の電波の向きで位相を変えうる。従ってこの非可逆位相器と3dB方向性結合器とを組み合わせることで実現できる説明

フェライトがテンソル透磁率をもつことを用いて3分岐Yサーキュレーターができる説明

回転対称構造のYサーキュレーターでは3つの異なる散乱行列の固有値 S_1, S_2, S_3 がスミス図表上でお互いに 120° の角度をなさねばならない事を理解し、フェライトのない時は、 $S_2 = S_3$ (回転励振)のものがフェライトを挿入して、 $S_2 \neq S_3$ になるという説明

以上述べたいずれの方法も理解する事により、開発の自由度が増える。

広帯域化する方法

S_2, S_3 は周波数で多く移動するが、 S_1 の移動は少ない。そこでこれを移動させる工夫をする。

分布定数線路の等価回路を作る事ができるので、

これに $\frac{\lambda}{4}$ ステップ多段変成器の概念を応用して

広帯域化を行う。

3.回路開発に必要な等価回路定数の決定

回路の特性や評価をする場合に有力な武器は等価回路である。これは諸々の物理的意味あいから集中定数素子や分布定数線路を取り入れて作られ、これらの値は(イ)理論的に求まるもの、(ロ)測定により得るもの、(ハ)シミュレーションにより得るもの、等の方法で求められる。等価回路は簡単に広帯域に適用できるものがよいが、場合によっては狭帯域でも簡単か、複雑でも広帯域に適用できるものかを目的によって使い分ける。前者の例としては適当な基準面を用いたWeissflochの3開孔があり、後者のものは適当な基準面を設定してTchebycheff近似することができる。これらには特性の広帯域フィッティングが必要であるが、回路の解析であるので回路定数を何度も変えてコンピュータで計算することもできる。このフィッティングを行う場合上手な初期値を選ぶことが必要である。従って等価回路を指定することと精度の高い初期値を与える事が大事で、このためには4. で述べる多くの基礎的事項を理解して少しでも広いバックグラウンドを武器にもつことが得策である。私の場合は理論と実験とシミュレーションを比較確認した後最も便利な方法で求める事している。

4. 回路を考察する上で用いる主な基礎事項

(1) エネルギーとの関連事項

1 開孔インピーダンス及び 1 開孔アドミタンス及びそれらの周波数変分は回路内のエネルギーと関連付けられる[図 3]。

同様に n 開孔の Z 及び Y 行列の固有値とその周波数変分は回路内のエネルギーと関連付けられる。

[応用例] 分布定数線路、集中定数素 $L, C,$ 及び R が混在したときの Q 値の計算や、サーキュレーターなどの周波数特性とその広帯域化の手法のアイデアを得るのに便利。

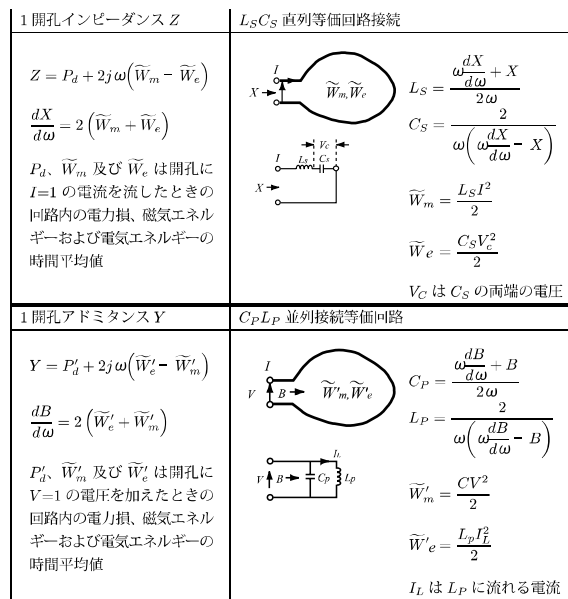


図 3 1 開孔のインピーダンス及びアドミタンスと回路内のエネルギーとの関係をまとめた図

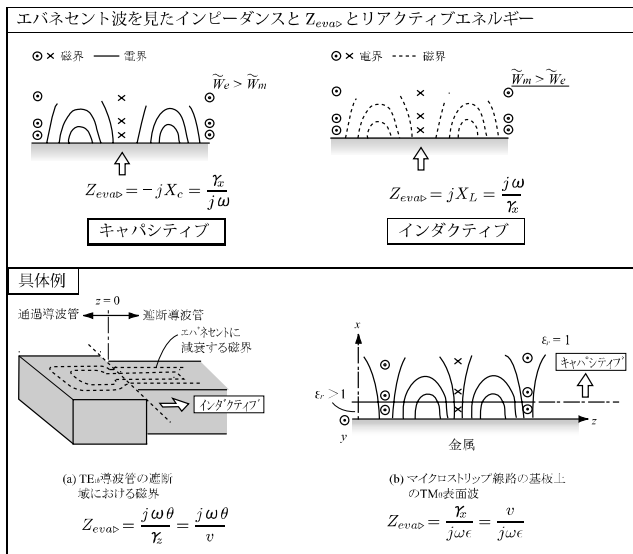


図 4 エバネセント波中のリアクティブエネルギーとインピーダンス

E 波のエバネセント波はキャパシティブエネルギーが大で、H 波のエバネセント波はインダクティブエネルギーが大である。よって、リアクタンスはそれぞれキャパシティブ及びインダクティブとなる。

[応用例] 導波路を横共振法で解くとき、断面方向に共振するインピーダンスになるようにして伝送域を考えることができる。

単位長導波路に含まれる電磁波の電気エネルギー及び磁気エネルギーの時間平均値 \tilde{W}_e 及び \tilde{W}_m は等しい。

[応用例] 導波路を用いた共振器ができる。マイクロストリップ線路の導体損による Q 値の算定に磁界のみ考慮すればよい。

(2) 分布定数回路の等価回路

導波路の等価回路：表 1 の定義 1 を用いると図 5 を得る。

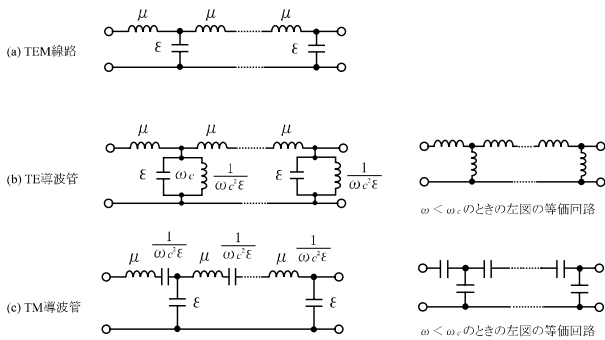


図 5 各種の導波路を表 1 の定義 1 の電圧電流をもって、2 導体の等価分布定数線路をつくり、それを集中定数等価回路で示した図（図中の値はその L [H/m] 及び C [F/m] を示す）

長さ $\frac{\lambda}{4}$ 及び $\frac{\lambda}{2}$ 線路の第 1 近似等価回路 [表 3]

[応用例] 共振回路の特性評価や線路の特性インピーダンスの評価

終端抵抗負荷の $\frac{2n+1}{4}\lambda$ 線路の等価回路と周波

数変化に伴うスミス図表上の動き [表 4]

結合分布定数線路の等価回路 [[1]Vol.2, pp.235 ~ 236]

結合分布線路を用いた各種回路、例えば平衡不平衡変換器や結合線路を用いたフィルターの特性の理解と厳密解に適用できる。

表 3 先端短絡または開放の $\frac{\lambda}{4}$ 及び

$\frac{\lambda}{2}$ 線路の第 1 近似の等価回路

$l \ll \lambda$	先端短絡		$L_l = Ll$ (28)
	先端開放		$C_l = Cl$ (29)
$l = \frac{\lambda}{4}$	先端短絡		$C_p = \frac{\pi}{4\omega_p Z_c}$ $L_p = \frac{\pi}{\omega_p^2 C_p}$ (30)
	先端開放		$L_s = \frac{\pi Z_c}{4\omega_p}$ $C_s = \frac{\pi}{\omega_p^2 L_s}$ (31)
$l = \frac{\lambda}{2}$	先端短絡		$L_s = \frac{\pi Z_c}{2\omega_p}$ $C_s = \frac{\pi}{\omega_p^2 L_s}$ (32)
	先端開放		$C_p = \frac{\pi}{2\omega_p Z_c}$ $L_p = \frac{\pi}{\omega_p^2 C_p}$ (33)

(3) 対称構造の固有ベクトルは簡単になり固有値を容易に推定できる。

面对称及び回転対称の 2 開孔では同相（偶）励振と逆相（奇）励振が固有励振となり、固有値が直観で推定できる。

[応用例] 2 開孔 B.P.F. や縮退形 B.P.F. の物理的意味が、これら固有励振の重ね合わせで理解でき従って開発に便利である。

回転対称 3 開孔の正負回転励振では中心が零電位であり、同相励振では開放となる。

[応用例] Y サークュレーターなどで中心の構造を変化して調整できる。

上下に対して対称面をもつ 4 開孔回路は上下に対して同相（偶）及び逆相（奇）励振のモードに分解し、これらに属した 2 開孔回路の合成として解析できる。従って各々に属した F 行列や T 行列解析ができ便利である。

[応用例] 分布結合形方向性結合器の解析がその結合線路の偶モードインピーダンスの単線路の入射波、反射波の解析に変換される。従って多段結合形広帯域方向性結合器の計算に用いられる。

(4) 多数反射の小信号理論

$\frac{\lambda}{4}$ おきの間隔で多くの小さな反射があったと

き、この反射量を 2 項係数の順になるように設計すると最大平坦特性で入力定在波比を良好にすることができる。これは簡単な公式であるため、Tchebycheff 特性に計算機で設計する場合の初期値にも用いられる。

[応用例] 多項式方向性結合器や $\frac{\lambda}{4}$ ステップ変成器の設計に用いられる。

(5)等価の原理

面電流や面磁流を用いて回路の境界条件を単純化して解析を簡単にする。

[応用例] 共振器の外部 Q 値の計算、導波管内の窓の計算、その他 D.R.からのふく射などに用いられる。

(6)共振器の摂動理論(形状摂動と材料摂動公式がある)導波路の摂動理論

わずかな変化に対して共振周波数の変化を求めるのに便利で方向を理解するのに便利である。

[応用例] 縮退形共振器の縮退を解いた場合の結合係数の誘導や、導波路中に誘電体板を挿入した位相器の計算

(7)材料に関連したもの

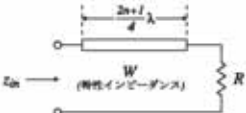
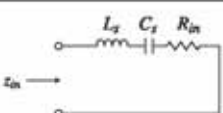
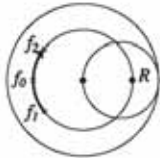
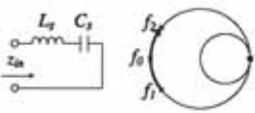
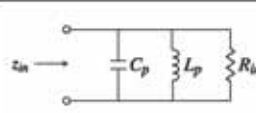
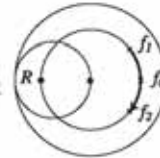
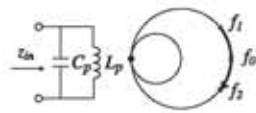
直流磁界内のフェライト媒質におけるファラデー効果やテンソル透磁率

[応用例] サーキュレーターなど

スネルの法則

[応用例] 異なる媒質間に入射した電波の取り扱い

表 4 抵抗負荷をもつ $\frac{2n+1}{4}\lambda$ 線路の第 1 近似等価回路

回路図	$R > W$	$R < W$
 <p>[応用例] 多段ステップ $\frac{\lambda}{4}$ 変成器による広帯域整合の理解や、サーキュレーター及び、分割型同軸ブリッジの広帯域設計の発想に適用できる。</p>	 $L_p = \frac{(2n+1)\pi W}{4\omega_0} \left[1 - \left(\frac{W}{R}\right)^2 \right]$ $C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p}$ $R_{in} = \frac{R}{W}$  <p>スミス図表上の軌跡</p> <p>$R = \infty$ の時</p>  $L_p = \frac{(2n+1)\pi W}{4\omega_0}$ $C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p}$	 $C_p = \frac{(2n+1)\pi}{4\omega_0 W} \left[1 - \left(\frac{R}{W}\right)^2 \right]$ $L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$ $R_{in} = \frac{R}{W}$  <p>スミス図表上の軌跡</p> <p>$R = 0$ の時</p>  $C_p = \frac{(2n+1)\pi}{4\omega_0 W}$ $L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$

5. 私の開発の具体例

開発過程を以下に述べる

[例 1] 小型集中定数サーキュレーター

テーマの選定：放送・通信に広く用いられる。送信機の調整で苦労した。

小形にするには集中定数化が必要である。またサーキュレーターに必要な回転磁界をフェライト一面に作るには網状の金属構造が必要である。ただコイルを巻くと回転磁界の部分が減る。

可逆回路にするには回転励振のみが有効に使えばよい。従って 3 つの固有値のうち同相励振インピーダンスは零となる。

固有インピーダンスはエネルギーに比例するから同相励振の固有値は周波数で動かない（エネルギーがないから）。

そこで Y サーキュレーターを広帯域化するには同相励振の固有値を周波数変化で移動させる必要がある。よって同相励振に対してエネルギーを注入する事が必要となる。これには回転励振に関係のない中点に直列共振回路を挿入することである。

[例 2] 立体平面回路を用いた衛星放送受信機

テーマの選定：当時衛星放送を受信するためには低廉で高感度の受信機が必要であり、また当時は低雑音トランジスタもなかった。

そこで廉価な平面構造の金属パターンで低損失回路を作り、ショットキーダイオードで低雑音コンバーターを開発し、これで NASA と共同受信実験をした。この発想は以下の通りである。

B.P.F. は導波管に金属板を入れてできた遮断導波路に共振系を作ればよい。

イメージリジ렉션形ミクサーにして低雑音化を図り、ダイオードも含めて最適設計を行った。

金属パターン素子の計算では、等価回路定数をモードマッチングと変分法で行った。このパターンの設計は現在ではコンピューターシミュレーションで行うことができ、種々のパターンの設計

図表もできる。

6. 方法を論ずるにはなぜかを知ることが有効である。その例題とヒントをこの章に列記する。

個別の問題を重ねがさねして得た知識は問題解決や発想の知恵を生む

以下例題を表 5 に示した。

表 5 例題とヒント

問 題	ヒント
なぜ導波路には TEM 波が伝播しないか。	アンペアとファラデーの法則を利用 [1]Vol.1, pp.50-54
リッジガイドが広帯域になる理由	横共振法で f_1 が低くなり f_2 の影響は少ない
TE ₁₀ 導波管の両 E 面に厚み d の誘電体板を入れると真中の部分に TEM 波ができる条件は $d = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_r - 1}$	誘電体中で横方向の波数 k_{ex} とすると $k_{ex}d = \pi/2$ となることに留意 [2]p.47
TEM, TE 及び TM 波の波動インピーダンスをそれぞれ Z , Z_{TE} 及び Z_{TM} とするとき, $Z_{TE} > Z > Z_{TM}$ となる理由を示せ。	2 個の TEM 波の合成より断面方向の電界 E_t , 磁界 H_t を求め、 $ E_t / H_t $ を求める。[1]Vol.1, p.43,46
マイクロストリップ線路の導体損に基づく Q_c , Q_c は、 W/h が小さくなるほど小さくなる理由を述べよ。[W は線路幅、 h は基板の厚さ]	線路上で電流がふち集ることを考える。[2]p.24,p.213
同一基板で同一特性インピーダンスのマイクロストリップ線路を作った場合、 $Q_c \propto h$ なる理由を述べよ。	同一電流密度で比較し、更に $\tilde{W}_m = \tilde{W}_c$ の条件を利用する。 [1]Vol.1, p.130
マイクロストリップ線路の Q_c は \sqrt{f} に比例することを示せ。	単位長当たりのジュール損は \sqrt{f} に、またリアクティブパワーは f に比例する。 [2]p.24
$\frac{\lambda}{4}$ 線路がインピーダンス変成器になる理由を電圧・電流の定在波の様式から述べよ。	電圧最大の所は電流最小で電圧最小の所は電流最大の事より説明できる。 [2]p.12
Wilkinson 分配器で分配数が増すと入力インピーダンスの周波数特性は狭くなる理由を述べよ。	$\frac{\lambda}{4}$ 変成器の入出力比が大になるほど整合帯域が狭くなる。 [2]pp.15-16 [1]Vol.2 pp.159-160

問題	ヒント
Wilkinson 2 分配器の出カインピーダンスは入力インピーダンスより広帯域になる理由を述べよ。	出力開孔を 2 開孔としたときの偶モード及び奇モード等価回路がそれぞれ本文表 4 の如くなる事より類推せよ。 [1]Vol.2 p.67 故障した開孔のみを逆位相の増幅器で励振した場合を考えればよい。 [1]Vol.2 pp.95-98
Wilkinson n 分配器において、1 つの開孔の増幅器が故障した時、どの吸収抵抗に多くの電力がかかるか。	接続点で入力側及び出力側を見た時、それぞれ本文表 4 の $R > W$, $R < W$ に相当するようにすればよい。
Wilkinson 2 分配器を 3 つ用いて 4 分配器を作る時、最初と 2 段目の分配器を接続する空気長をいくらにすれば広帯域を保てるか。	入力信号がまず 2 分配される事を留意すれば $P Γ ^2 / 4 [W]$ となることわかる。 [2]pp.84-85
3dB 方向性結合器に P ワットの電力を加え、1 つの出力開孔に反射係数 Γ の負荷を接続し、他は整合負荷を接続するとアイソレーション開孔に何ワット生じるか。	3dB 方向性結合器を経たものは合成され、帯域外の反射波はアイソレーション開孔に集められ定インピーダンスとなる。 [2]pp.167-169 B.P.F.の帯域外は反射されサーキュレーターのアイソレーション開孔に導かれる。 [2]pp.107-108 分布結合形はループ方向性結合器を縦続に接続したもののから説明せよ。 [2]pp.86-90
1 個の 3dB 方向性結合器と 2 個の B.P.F.を用いて定インピーダンス B.P.F.を構成せよ。	$W []$ と $\sqrt{Z_e Z_o}$ の変換を各開孔で行えばよい。従って L, C 回路または $\frac{\lambda}{4}$
1 個の Y サーキュレーターと 1 個の B.P.F.とで定インピーダンス B.P.F.を作れ。	変成器を用いばよい。この時の L, C の値または変成器の特性インピーダンスを求めればよい。 [2]p.15 開孔のインピーダンス変成を行えばよい事より、主線路及びその隣に同一の調整スタブを接続しアイソレーション開孔で信号が零になる所を探す。同じものを残りにつけばよい。この状態で結合度、 Z_e, Z_o が全て求まる。
理想的な分布結合方向性結合器のアイソレーションは無限大帯域である理由を述べよ。	出力開孔に適当なインピーダンス調整器を接続してアイソレーションがとれるうにする。こうして得られた同じインピーダンスを 3 開孔につければよい。
偶及び奇モードインピーダンスがそれぞれ $Z_e []$ 及び $Z_o []$ の結合線路がある。これを $W []$ の開孔に用いる方向性結合器にしたい。どうすればよいか。	
未知の定数の結合線路を用いて方向性結合器を作りたい。どんな調整法をすればよいか。	
不完全な Y サーキュレーターがあった。これを開孔インピーダンスに適したものにするにはどうすればよいか。	

問題	ヒント
結合度の強い結合マイクロストリップ線路で作られた 4 開孔は完全な方向性結合器ができない。その理由と対策を述べよ。	偶モード及び奇モードの位相速度 v_e 及び v_o が異なる。故にオーバーレー構造にすればよい。結合器が極めて小さい ($C < -20$ dB) では $v_e \approx v_o$ となるのでその必要が殆んどない。 [1]Vol.2, p.313 多段変成器の途中で R_1 側と R_2 側を見たとき、常に表 4 の左側と右側の条件を満たす必要があるからである。 [2]p.74
R_1 と R_2 ($>R_1$) を特性インピーダンス Z_1, Z_2 の $\frac{\lambda}{4}$ 変成器を R_1 の方から順次	簡単な方法はある開孔インピーダンスで設計されたものと各開孔間に整合回路を用いる。他の方法は、回路中の $\frac{\lambda}{4}$ 線路を変成器にも併用する方法で 2 分岐方向性結合器や広帯域 Y ストリップサーキュレーターでは可能である。 [2]p.119 図 49 の w_1 を変える。
用いて整合を行う場合 Z_i の組み合わせには無限ある。広帯域整合にするためには $R_1 > Z_1 > Z_2 > \dots > R_2$ とする必要がある。その理由を述べよ。	
開孔インピーダンスの異なるサーキュレーターや方向性結合器を作る方法をいくつか述べよ。	
2 個の $\frac{\lambda}{4}$ 共振器においてなぜインターデジタル結合が結合するか。	偶モード励振では C 結合 M 結合共に小となり、奇モードでは共に大となる。ゆえに $f_e > f_o$ となり結合する。 [1]Vol.5 pp.94-95
高誘電率中の $\frac{\lambda}{4}$ コムライン共振器はなぜ結合しないか。	偶モードと奇モードの速度が等しい故 $f_e = f_o$ となる。
異なる特性インピーダンスを用いた $\frac{\lambda}{4}$ 共振器で共振周波数を低くするにはどちらのインピーダンスを低くすればよいか。	開放側は容量性、短絡側は誘導性なるため、開放側を低くし C を大に、短絡側を高めて L を大にすればよい。 [2]p.235

問 題	ヒント
<p>外径を一定に保った真空同軸共振器の Q は、特性インピーダンス $75[\Omega]$ の時最大となる。では、同軸内に無損失な誘電率 ϵ_r をつめた時の最大 Q 値になる特性インピーダンスはいくらになるか。</p>	<p>電流密度を一定にすると単位長あたりのジュール損と磁気エネルギーの時間平均値 \widetilde{W}_m の比は変わらない。一方、$\widetilde{W}_m = \widetilde{W}_e$ の関係があるから結局 Q は変わらない。故に外径と内径の比も空气中と変わらない。故に $75/\sqrt{\epsilon_r}$ が最大 Q を有する。例えば $\epsilon_r=100$ の時は $7.5[\Omega]$ となる。これはよくセラミック TEM フィルターに用いられる。[2]pp.209-210 [1]Vol.3 pp.262-264</p>
<p>高誘電率中の結合 $\frac{\lambda}{4}$ コムラインにおいて両線路の間に空気孔を作った。この時偶モードと奇モードの何れの共振周波数が高くなるか。</p>	<p>空気孔は対称面であり、偶モードでは電界がないので影響しない。奇モードでは孔の中の反電場のために線路間の C が減り速度が速くなる。故に奇モードの周波数が高くなる。 [2]p.137 の図 70</p>
<p>TE_{10}^{\square} 導波管の E 面に平行に TE_{10}° D.R. (誘電体共振器) の面を配置してトラップを作った。D.R. の中心に基準面を置いた時の等価路は (イ) 並列に直列共振回路か (ロ) 直列に並列共振回路かを述べよ。</p>	<p>基準面に対して TE_{10}° D.R. は奇モードである。一方等価回路では並列に並列共振回路は奇モード励振される。従って (ロ) である。 [2] p.228 問題 38</p>
<p>各々 C_1, C_2, C_3 を並列素子にもつ 3 つの並列共振回路を $\frac{\lambda}{4}$ 線路で連結した 3 段の B.P.F がある。これを最大平坦特性にするには $C_1 = C_3 = C_2 / 2$ とする理由を述べよ。</p>	<p>角周波数が中心から $\delta\omega$ ずれた時、サセプタンスは $2\delta\omega \cdot C_i [C_i=1,2,3]$ となる。C_1 と C_3 は同位相で重なり C_2 のものは逆位相となるからである。なお、$C_1 = C_3$ とするのは周期ずれにより完全に同位相とならない時もベクトル的に C_2 のものと打ち消すようにするためである。これは 4. の (4) の 2 項分布と一致する。 [1]Vol.2, pp.203-215, とくに p211 の説明</p>

問 題	ヒント
<p>Q 値が Q_c の空洞共振器を小型化するために比誘電率 ϵ_r, Q 値が Q_c の材料を充てんした。そのときの Q 値は</p> $\frac{1}{Q} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Q_c} + \frac{1}{Q_e}$ <p>となる理由を説明せよ。</p>	<p>充てんすることにより共振器の寸法は $1/\sqrt{\epsilon_r}$ になる。体積は長さの 3 乗で、面積は 2 乗で小さくなる。故にリアクティブエネルギーは 3 乗に逆比例し金属表面による損失は 2 乗に逆比例する。故に Q_c は 1 乗に逆比例するので $1/\sqrt{\epsilon_r}$ になる。一方全体の損失は導体損と誘電体損の和でこれらは Q 値の逆数である。よって本題となる。対称構造に変換したのち伝送特性を偶及び奇モードの合成から求める。このとき各モードの伝送量最大の周波数が異なり、これらを合成したものが広帯域になることに着目する。 [1]Vol.5, pp.91-92</p>
<p>多重同調 B.P.F. はなぜ広帯域になるか。固有値の観点で考察せよ。</p>	

7. あとがき

新しい開発設計にはまず知ることの好奇心が原動力となる。プロセスを能率よく進めるには多くの例題を共通した基礎的事項の観点からまとめる努力が類推 (水平思考) に役立つ。またなぜかを知ることで、達成感はもとより垂直思考に必要な基礎作りに役立つ。

水平と垂直思考の繰り返しが開発の知恵となる。その上、計算機の得意とする解析を組み合わせることで優れた開発を能率よく進められることを期待する。

文献

- [1] 小西, " 实用マイクロ波技術講座 - 理論と実際, ケイラボ出版, 発売元 日刊工業新聞社
[2] 小西, " 高周波・マイクロ波回路 - 基礎と設計 - ケイラボ出版, 発売元 サイベック(株)