

マイクロ波フィルタの構成と設計

ーとくに分布定数線路を用いた帯域通過及び帯域阻止フィルタについてー

Microwave Filter Organization and Design – BPFs and BRFs by using Transmission lines –

小西 良弘

Yoshihiro KONISHI

(株)ケイラボラトリー 〒228-0802 神奈川県相模原市上鶴間 1-29-4

K-laboratory 1-29-4 Kami-Tsuruma, Sagamihara-shi, Kanagawa, 228-0802 Japan

E-mail: info@k-laboratory.net

Abstract

Several constructions of BPF and BRF are introduced from prototype lumped element network by using equivalent network techniques. The coupling factors between resonators and the external quality factors required for the design of filters are shown for several constructions. The examples of the design data for several constructions are shown.

1. 構成の考え方と工夫のし方

1.1. 導波路と共振器の結合及び導波路と共振器の選定

(1) 帯域通過フィルタ(BPF)及び帯域阻止フィルタ(BRF)をつくるには。

BPFをつくるには図1のように、入出力開孔につながる遮断導波路中に共振系を配し、BRFをつくるには図2のように入出力開孔につながる導波路中に共振系を結合させればよい。

図1で $k_{i,i+1}$ は*i*番目と*i+1*番目の共振系の結合量を示し、 $Q_{e1,2}$ は入出力開孔に結合する共振系の外部Q値を示す。図2で Q_{ei} は*i*番目の共振系が導波路を介して入出力開孔に結合することにより生じる外部Q値を示す。

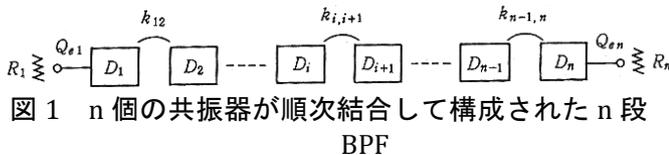


図1 n個の共振器が順次結合して構成されたn段BPF

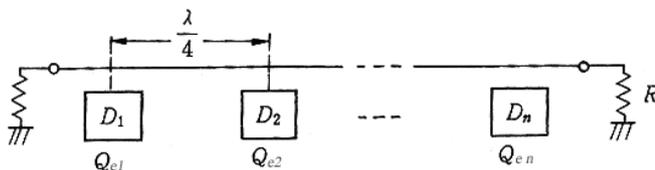


図2 n個の共振器が伝送線路と結合して構成されたn段BRF

(2) 導波路、遮断導波路及び共振系の選定

(i)導波路の選定

TEM線路(同軸線路, トリプレート他), 準TEM線路(マイクロストリップ線路他)及び, TE, TM及び混成波(導波管及び誘電体装荷線路他)[1]があるが, 大き

さやQ値などを考慮して決める。

(ii) 遮断導波路の選定

TEM, 準TEM線路では, 中心導体のない状態を考えればよく, 梯子型BPF線路でつながっている時は, 主線路特性インピーダンスが極めて高い状態を考えればよい。導波管の場合は遮断周波数域のものを考えればよい。

(iii) 共振系の選定

両端短絡 $\lambda/2$ ($m \cdot \lambda/2$)導波路, 片側短絡 $\lambda/4$ 導波路(TEM誘電体共振器), 進行波共振器, 平面形共振器, ヘリカル共振器及び静磁モード共振器などがある[2][3]。主な構造と無負荷Q値を図3と図4に示す。これも大きさと無負荷Q値などの特性から選ぶ。

1.2. 集中定数回路構成から等価回路変換により得る方法

(1) 変換に用いる主な等価回路

(i) 理想 90° 線路(周波数に無関係な 90° 線路)を用いて

z のインピーダンスをもつ直列素子と y のアドミッタンスをもつ並列素子と入れかえることができる(図5)。いま, 理想 90° 線路の出力に $z_L (= 1/y_L)$ の負荷を接続した時, 入力インピーダンスが $z_{in} (= 1/y_{in})$ とすると, 線路の特性インピーダンス及びアドミッタンスをそれぞれに K および J で示すと, $y_{in} (= z_L/K^2)$ 及び $z_{in} (= y_L/J^2)$ の関係にあることは, 注1の誘導より明らかである。これらの回路は負荷インピーダンス及び負荷アドミッタンスをそれぞれ変換するので, K 及び J は K インバータ及び J インバータと呼ばれる。

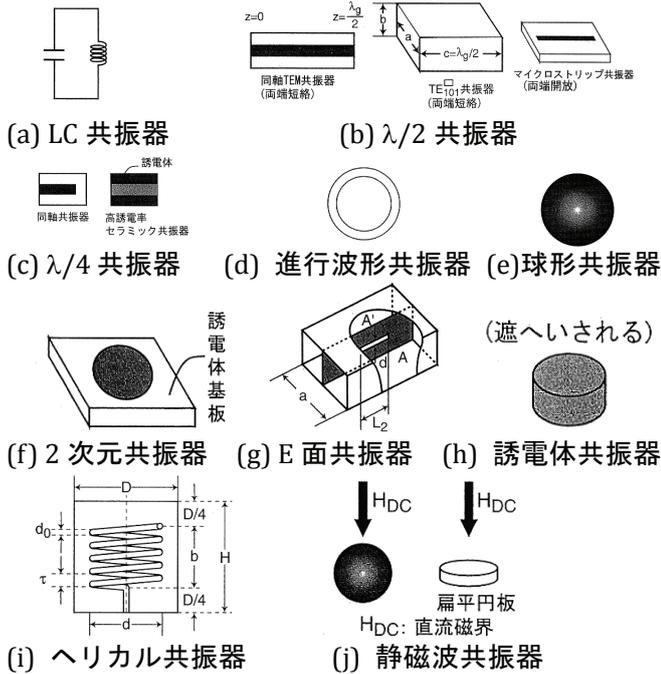


図3 種々の共振器

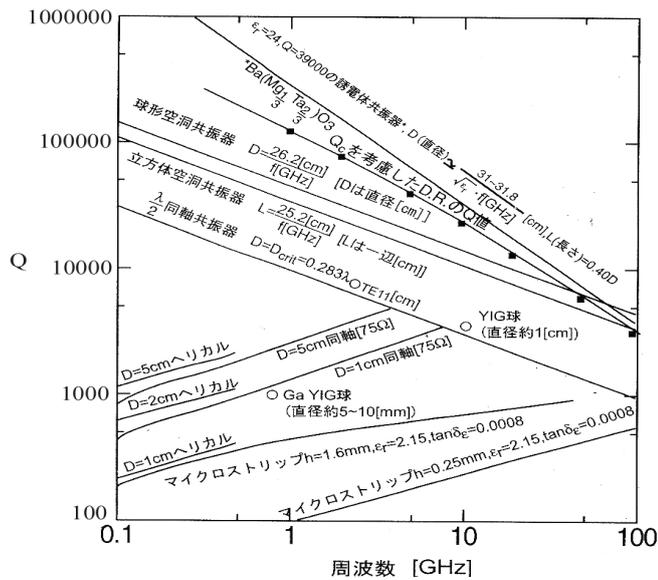


図4 各種共振器のQ値の比較

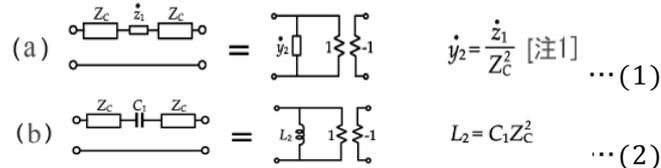


図5 理想90°線路を用いた直並列素子の変換

(ア) 理想90°線路の等価回路
 理想90°線路は、 $-L, L, -L$ または $-C, C, C$ のπ型回路あるいはT型回路で表現でき、

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = K = \frac{1}{J} = (Z_C : \text{図5}) \quad \dots (3)$$
 の値をとる。

(イ) 結合線路の等価回路
 電気長θラジアン、偶モード及び奇モード特性インピーダンス Z_{ev} および Z_{od} の対称結合線路で、本稿で用いられる等価回路を示すと図6のようになる[4]。

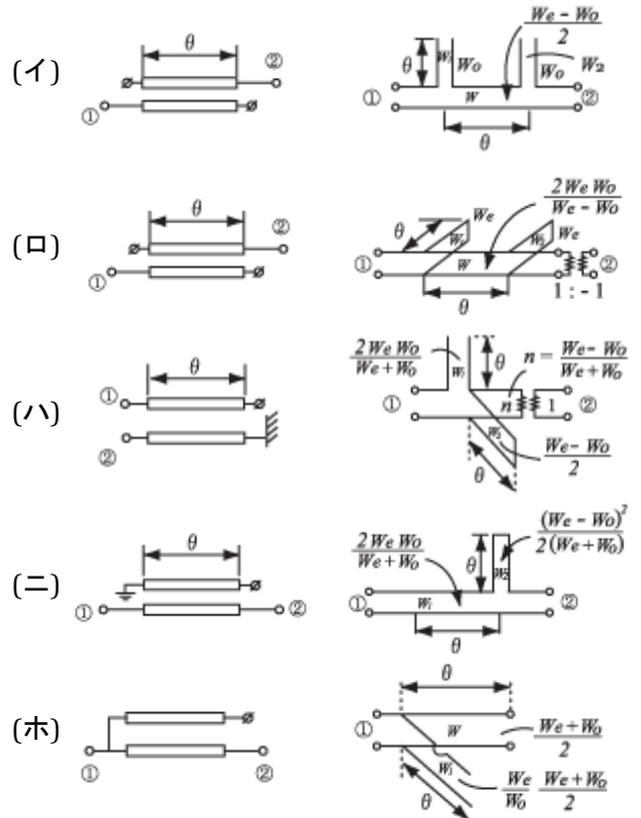


図6 対称結合回路とその等価回路の例

(ニ) 集中定数共振回路を $\lambda/4$ 分布定数線路共振器で置きかえる(図7)
 先端短絡及び開放 $\lambda/4$ (λ は周波数の管内波長)線路は、 f_0 付近のリアクタンス変化を一致させることにより図7(イ)(ロ)のごとく集中定数型直列共振及び並列共振回路と等価になる。これは後述の周波数スケール変換を考えた時、広帯域にわたって同一特性を示す。

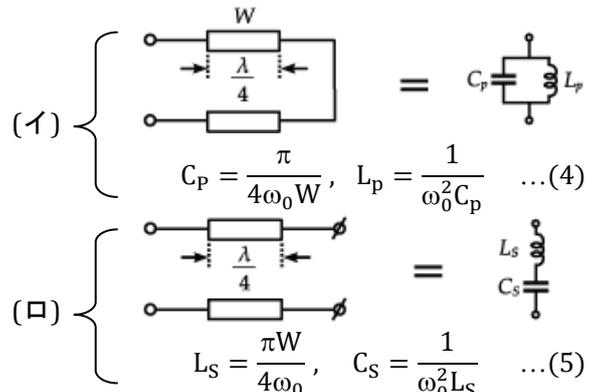


図7 先端短絡及び開放 $\lambda/4$ 線路の集中定数等価回路

(2) 梯子形集中定数 BPF より種々の構成のものを等価回路変換で得る考え方の過程

図 8(a)の梯子形集中定数 BPF は(1)(イ)で述べた変換により、同図で(a)→(b)及び(a)→(e)の変換が行われる。実際の場合 $\lambda/4$ 線路を用いると中心周波数 f_0 以外では電気長が $\pi/2$ よりずれるので 10%以上の比帯域幅になると特性は同図(a)の特性からずれる。次に同図(b)→(k)(f)の変換は(1)(ロ)でのべたもので、これも(3)式に示すように f_0 よりずれると通過帯域特性が傾いてくる[5]。次に同図(b)→(c)及び(e)→(f)(h)の変換は、図 7 の変換を用い、これは後述の周波数スケールの変更のみを考えると特性は一致する。最後に同図(c)→(d)、(f)→(g)及び(a)→(h)並びに(h)→(i)(j)は全て図 6 の変換を用いており、図 6 は任意の電気角 θ で成り立つから広帯域にわたり同一特性である。以上のべたようにインバータを実際の場合 $\lambda/4$ 線路や L, C 回路でおきかえた時に生じる特性のずれを広帯域設計では考えねばならない。これについては次章でのべる。

(3) 梯子形集中定数 BRF から等価回路変換で分布定数線路形 BRF を得る過程

図 9(a)の集中定数型 BRF は図 5 の変換により同図(b)及び(c)に変換され、図 6(ホ)や(ニ)の等価回路により図 9(d)や(e)の結合線路を含むものに変換される。また図 9(a)は図 5 により同図(f)になり、また図 7(イ)により(f)→(g)になる。ここで図 6(ニ)により図 9(g)は(h)になる。また図 9(a)は図 7(イ)(ロ)を用いて図 9(h)になり、更に図 6(ニ)を用いて図 9(i)になる。

2. BPF 設計の考え方

2.1. 集中定数回路から等価回路変換により分布定数回路の値を得て直接設計値を得る方法

図 8(a)から(h)を経て(i)及び(j)に至る等価変換は近似がないが、同図(a)から(b)及び(e)に至る過程では理想 90° 線路を用いているため狭帯域 BPF($w < 10\%$)ではほぼ成り立つが広帯域では設計値に誤差を生じる。この場合には共振器間の結合量と入出力共振器の外部 Q 値とを出来るだけ広帯域に適用できる設計を工夫するのが便利である。以上の観点にたつて以下のべる。

(1) 梯子形集中定数形 BPF は基準 LPF から周波数変換で得られる。

図 10 に基準 LPF を示す。同図で直列及び並列の g 値は、電源インピーダンスが 1 オームで遮断角周波数 Ω が 1 の時の直列インダクタンス(単位: H)及び並列キャパシタンス(単位: F)を示し、最大平坦特性やチェビシェフ特性のフィルタおよび直線位相を目的としたベッセル・トムソン及び等リップル直線位相フィルタにより異なる値をもつ[6][7]。

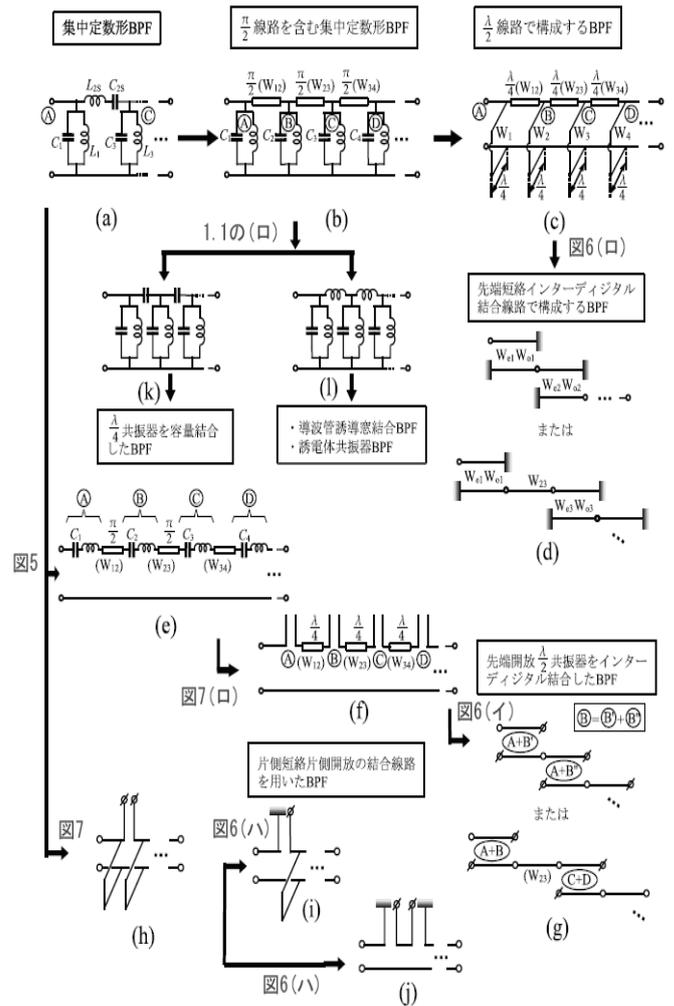


図 8 集中定数形 BPF から等価回路変換で分布定数線路形 BPF を得る代用的な過程例

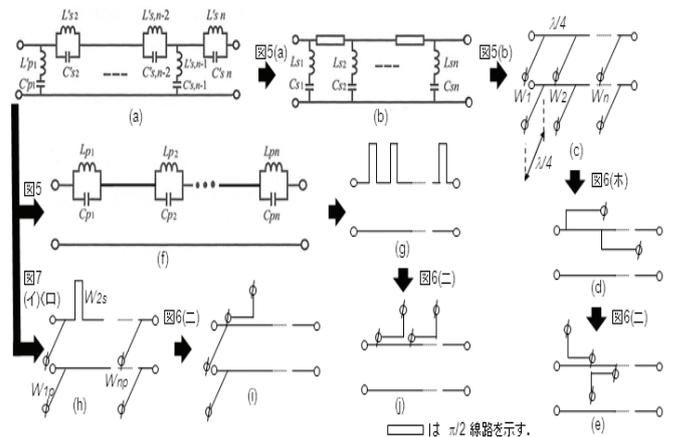


図 9 集中定数形 BRF から等価回路変換で分布定数型 BRF を得る過程

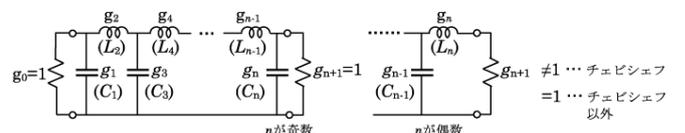
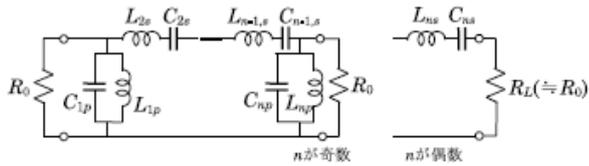


図 10 基準 LPF(並列容量で始める場合)の回路構成



$$\left. \begin{aligned} L_{kS} &= \frac{R_0 g_k}{w \omega_0}, & L_{kP} &= \frac{w R_0}{\omega_0 g_k} \\ C_{kS} &= \frac{w}{\omega_0 R_0 g_k}, & C_{kP} &= \frac{g_k}{w \omega_0 R_0} \end{aligned} \right\} (7)$$

但し, $w = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \quad \frac{R_0}{R_L} = g_{n+1}$

図 11 基準 LPF から得た集中定数形 BPF

いま LPF の周波数特性に用いる角周波数 Ω を $\Omega = \frac{1}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$, [w は比帯域幅] の変換を行い電源インピーダンスを 50 オームにすると, 図 11 の回路を得る. これが図 6(イ)である.

(2) 分布定数線路形への変換

図 11 に図 7 の変換を行うと図 12 の構成の分布定数線路形 BPF が得られる.

いま図 10, 図 11 及び図 12 の角周波数の比較を図 13 に示した. また, 図 11 の比帯域幅 w の定義を(9)式で示す.

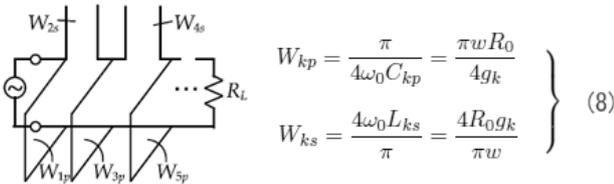


図 12 図 11 に図 7 の変換を行った BPF

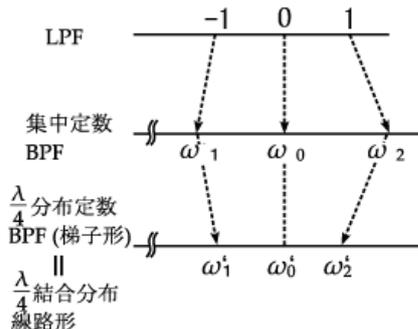


図 13 LPF と集中及び分布定数 BPF の周波数軸の関係

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad \dots (9)$$

次に図 12 の w_{ip} 及び $w_{i+1,s}$ の線路のサセプタンス B'_i 及びリアクタンス X'_{i+1} はそれぞれに

$$\left. \begin{aligned} B'_i &= \frac{1}{w_{ip}} \tan \theta', & X'_{i+1} &= W_{i+1,S} \tan \theta', \\ \theta' &= \theta - \frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \dots (10)$$

となる. 故に比帯域幅 w' 及び中心角周波数 ω'_0 は,

$$w' = \frac{\omega'_2 - \omega'_1}{\omega'_0}, \quad \omega'_0 = \frac{\omega'_2 - \omega'_1}{2} \quad \dots (11)$$

となる. いま w と w' の理論値を求めると

$$w' = \frac{4}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\pi}{4} w \right) \quad \dots (12)$$

となり, $w' < w$ である. $w \ll 1$ のときには

$$w' \cong w \quad \dots (13)$$

となる

図 12 で直列に先端開放 $\lambda/4$ 線路を接続すると, 接地間に浮遊容量が生じて不平衡モードが発生するので, 実際には超小型セラミック共振器などを用いる以外には困難である. 従って図 8(i)や(j)の結合線路を用いる方法が考えられる. また先述の如く w の大な時に必要な結合量や小さな外部 Q の場合の設計が必要である.

2.2. 共振器間の結合係数に関連する量 k_{ij} (比帯域幅が小さい時は一致する) と負荷と結合する共振器の外部 Q, Q_e とで設計する方法[3][7]

図 8(b)の回路は n が偶数と奇数に関係なく対称回路となりうるので, フィルタの伝送特性は入力及び出力を同相励振したものと逆相励振したものと(回路の固有励振)の合成となる. $n=2$ の時は固有励振時の最大感度の周波数 f_{ev} と f_{od} は, 中心周波数を f_0 としたとき, $f_{ev} = f_0 \mp \Delta f$, $f_{od} = f_0 \pm \Delta f$ となり, 適当な Q_e を与えることにより広帯域な伝送特性を出しうる[8]. また $n=3$ の場合は $f_{ev}=f_0$ で $f_{od}=f_0+\Delta f$ 及び $f_0-\Delta f$ となり, やはり適当な Q_e を与えて広帯域な伝送特性とすることが出来る[8]. このように隣接共振器間の結合 $k_{i,i+1}$ と Q_e とを適当に与えて所望の特性をうる事が出来る. 集中定数共振器の結合係数 k_{ij} は磁気結合及び M 結合及び容量結合の場合につき定義されており[9], これら結合共振器が対象の場合には,

$$k_{i,i+1}^0 = \frac{|f_{ev}^2 - f_{od}^2|}{f_{ev}^2 + f_{od}^2} \cong \frac{|f_{ev} - f_{od}|}{f_0} \quad (k \ll 1 \text{ のとき}) \quad \dots (14)$$

となる. いま広帯域で k が大きい場合でも計算を簡単にするため, (14)式の右側の値を, 結合の度合いを知る量として k_{ij} で示す.

これら Q_e と k_{ij} は後述のように w が与えられるときまり, またフィルタの構造によってそれぞれに異なる値を示す. 従って $w \rightarrow Q_e, k_{ij} \rightarrow$ 構造 の順に設計できる. 従って種々の構造について Q_e と k_{ij} を求めておく必要がある.

2.3. 種々の構造に対する Q_e, k_{ij} 及び w の値[2][3]

(1) 集中定数 BPF(図 11)

$$w Q_e = \omega_0 C_{1p} R_0 = g_1$$

$$[(7) \text{ 式} \text{ の条件により求まる}] \quad \dots (15 - a)$$

$$\frac{k_{i,i+1}}{w} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \dots (15-b)$$

$$k_{i,i+1} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_{i,p} L_{i+1,s}}} \quad \dots (15-c)$$

(2) 直並列に分布定数共振器を用いる BPF...図 12

$$w' Q'_e = \frac{w \pi R_0}{4 W_1} = g_1,$$

[(8)式の条件により求まる] ... (16-a)

$$\frac{\tan \frac{\pi}{4} k'_{ij}}{\tan \frac{\pi}{4} w'} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \cong \frac{k'_{ij}}{w'} \quad (w' \ll 1 \text{ のとき}) \dots (16-b)$$

$$\frac{W_{ip}}{W_{i+1,s}} = \tan^2 \left(\frac{\pi}{4} k'_{ij} \right) \quad \dots (16-c)$$

[上式の w' は(15-a, b, c)式の集中定数形の w と区別した分布定数形の値を示すためである]

(15)(16)の関係式は w および w' が大きい広帯域の場合でも精度よく一致することが回路シミュレーションでも確かめられている[2]. これは図 11 から図 12 の回路をうるのに 90° 理想線路によるインバータを用いていないからである. 従って w , w' が与えられると(15-a), (16-a)式より Q_e , Q'_e が, 更に(15-b), (16-b)式より $k_{i,i+1}$, $k'_{i,i+1}$ が求まる. これらの値を用いて(15-a), (15-c)式より $C_{i,p}$, $L_{i+1,s}$ が, (16-a), (16-c)式より w_{ip} , $w_{i+1,s}$ が求まる. さて図 12 の回路は先述のように不平衡モードを発生するので, 図 8(c), (d), (g)及び(i), (j)などを用いることが出来る. 紙面の都合上, 代表的なものを設計値とともに示す.

(3) 先端短絡 $\lambda/4$ 共振器を主線路に並列に $\lambda/4$ 間隔で接続した BPF...図 8(c), [2]

(17-a), (17-b)式を用いて w が 0.2~0.3 までほぼ無調整で特性が得られる. 更に微調整して得られた設計値の例を表 1 に示す. ここでは $W_1=W_2=\dots=W$ の設計値を示した. なお図 14, 15 では, 表 1 からわかるように狭帯域の場合は W の部分に高誘電率基板を用いて W を小さくするなどの工夫が必要である.

(4) 結合分布定数線路を用いた BPF の k と Q_e 及びこれを用いた BPF の設計

(i) k と Q_e の値

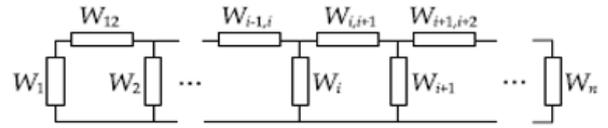
主なものについて求めた結果を, 表 2 にまとめた[2].

(ii) 結合線路を用いた種々の BPF の設計例[2]

図 8(f)から図 6(イ)の変換で図 8(g)が得られるので表 3(a)の構成では

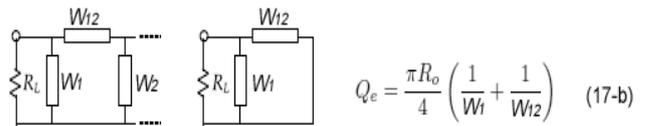
$$W_{0i} = W, \quad W_{ei} = 2W_{i+1} + W \quad [i=1,3,5,\dots] \quad \dots (20)$$

で示される. これをもとに計算すると表 3(a)の設計値が求まる.



$$\left. \begin{aligned} k_{i,i+1} &= \frac{4}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{W'_i W'_{i+1}}{W_{i,i+1} (W_{i,i+1} + W'_i + W'_{i+1})}} \\ W'_i &= \frac{W_i \cdot W_{i-1,i}}{W_i + W_{i-1,i}} \\ W'_{i+1} &= \frac{W_{i+1} \cdot W_{i+1,i+2}}{W_{i+1} + W_{i+1,i+2}} \end{aligned} \right\} (17-a)$$

図 14 図 8(c)の結合部



多段梯子形BPF

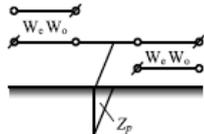
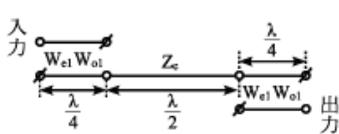
$n \neq 1$ の共振回路は非同調にする

$$Q_e = \frac{\pi R_0}{4} \left(\frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_{12}} \right) \quad (17-b)$$

図 15 図 14 の外部 Q の説明図

表 1 図 14 の設計データ例

A_m [dB]	w	n	W	W_{12}	W_{23}	W_{34}
0.03	0.1	2	7.603	46.165		
		3	5.476	56.055		
		4	4.900	58.918	75.348	
		5	4.657	59.684	81.135	
		6	4.531	59.959	82.893	88.000
		7	4.457	60.082	83.652	90.459
		2	17.882	46.000		
	0.2	3	12.090	53.970		
		4	10.616	57.500	71.600	
		5	10.025	58.280	77.800	
		6	9.725	58.610	80.000	85.650
		7	9.550	58.770	80.610	88.300
	0.3	2	30.000	46.000		
		3	20.500	51.800		
		4	16.830	55.500	66.900	
		5	16.320	56.610	73.750	
		6	15.800	56.900	75.700	81.670
		7	15.420	57.340	77.380	85.420
		0.4	2	42.000	46.000	
	3		29.500	50.500		
	4		25.500	53.730	62.750	
5	23.760		55.170	70.000		
6	22.780		55.440	72.230	78.000	
7	21.740		55.500	73.170	81.080	
0.5	2		65.000	45.000		
	3	44.500	49.000			
	4	34.400	52.180	59.300		
	5	32.500	53.780	66.360		
	6	30.870	54.000	68.730	74.330	
	7	30.770	54.420	70.200	78.490	
	0.7	2	120.000	46.000		
3		85.000	47.070			
4		65.000	49.250	52.800		
5		56.500	50.800	58.800		
6		53.100	51.610	62.290	67.000	
7		51.500	51.870	63.670	70.970	
1.0		2	270.000	46.000		
	3	190.000	45.800			
	4	151.000	46.700	47.400		
	5	136.100	47.440	49.800		
	6	127.000	47.900	51.880	53.860	
	7	117.350	48.370	53.780	58.020	



A_m	0.03 [dB]		
	w	W_e	W_o
0.1	619.58	537.80	3.03
0.2	348.42	265.78	5.84
0.3	233.43	151.00	9.19
0.4	199.20	114.50	12.10
0.5	165.00	78.00	16.65
0.6	151.30	62.50	19.78
0.7	140.00	48.28	24.20
0.8	131.80	37.70	28.35
0.9	125.75	28.67	33.20
1.0	122.40	22.50	37.50
1.1	119.00	16.28	42.30

(b)

A_m	0.03 [dB]		
	w	W_e	Z_p
0.1	619.58	537.80	1.52
0.2	426.50	344.40	2.32
0.3	233.43	151.00	4.90
0.4	196.70	113.50	6.35
0.5	160.00	76.00	9.05
0.6	147.75	62.50	11.05
0.7	135.50	49.00	14.00
0.8	129.00	41.50	16.50
0.9	123.00	33.75	20.65
1.0	117.00	26.00	27.00
1.1	115.00	23.00	30.70

(c)

次に表 2(b)は図 6(イ)の等価回路を Z_c の $\lambda/2$ 線路で接続したものであるから、 k_{23} は直ちに

$$k_{23} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{Z_c}{W_e + W_o}} \quad \dots (21-a)$$

が得られる。ここでは Z_c の先端解放 $\lambda/2$ 線路は、 $Z_c/2$ 先端短絡 $\lambda/4$ 線路と等価であることを用いている。次に $w < 0.3$ では、 $Z_c \ll W_e, W_o$ (表 3 からわかる) の条件下では、 k_{12} は表 2 の (18-c) 式で、また Q_e は $\lambda/2$ 線路を非共振として (21-b) 式として求まる [2]。更に Z_c は (21-a) 式を考慮して (21-c) 式として求まる。

$$W_e = \frac{8RQ_e}{(1 + \xi)\pi}, \quad W_o = \xi W_e \quad \dots (21-b)$$

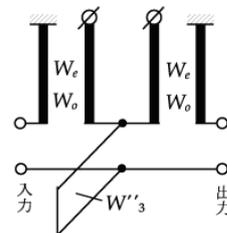
$$Z_c = \frac{W_e + W_o}{\cot^2 \frac{\pi k_{23}}{4} - 1} \quad \dots (21-c)$$

(21-a), (21-b), (21-c) 式の精度を検証するため、 $A_m=0.03\text{dB}$, $w=0.3$ でシミュレーションを行った結果、上式で $Z_0=152.36$ オームを得たものが、シミュレーションでは 151 オームに変更するのみで所望の特性が得られる。さて表 3(b)の構成は f_0 付近では n 段チェビシェフの特性を有するが $f_0/2$ や $3f_0/2$ では $\lambda/2$ 線

路は $\lambda/4$ または $3\lambda/4$ 線路になるので、 k_{23} は非常に小さくなりもはや $n=5$ の役目を果たさず $n=4$ の特性に近づく。この帯域外特性はシミュレーションでも確かめられている [11]。表 2(c)は図 12 で先端開放線路から始まった $n=5$ の構成である。これは図 8(a)を直列共振から始まるようにして直ちに得られる。その他、先端短絡インターディジタル結合線路から得られる図 8(d)も全く同様に k_{ij} , Q_e から設計でき、 $w=0.3$ 以内では自動的に設計式が得られる。また、それを

もとに微調整をして、広帯域 BPF が設計できる [2]。

次に図 12 の回路と図 6(ハ)の等価変換を行って図 16 のような構成で同図に示した 5 段チェビシェフ BPF が得られる [2]。



[例 1] $W_e=63.83, W_o=19.33,$
 $W'3=19.33, w'=0.714,$
 $S_{11}=-26[\text{dB}]$
 [例 2] $W_e=12.0914,$
 $W_o=20.676, W'3=15.2,$
 $w'=0.9, S_{11}=-35[\text{dB}]$

図 16

図 8(a), (b), (c) よりわかるように、 $w > 0.5$ の広帯域の場合は $W_{e,o}$ ともに製作し易い値であるが、 w が小さな狭帯域では $W_{e,o}$ が大となり製作が困難である。そこで、負荷とフィルタとの結合を小さくするため後述のリアクタンス結合や中間タップ結合 [2][3] があるが、その他表 2 のインターディジタル結合を用いている。その一例としてインターディジタル結合した $\lambda/2$ 共振器群の入出力に更にインターディジタル結合した BPF [12] があり、これらの設計も $w \ll 1$ の条件で文献 [12] に於いて (22-a)(22-b) 式の関係で求められている。

$$\frac{Z_{e,01}}{R_0} = 1 + \sqrt{\frac{\pi}{2Q_e} + \frac{\pi}{2Q_e}}$$

$$\frac{Z_{o,01}}{R_0} = 1 - \sqrt{\frac{\pi}{2Q_e} + \frac{\pi}{2Q_e}} \quad \dots (22-a)$$

$$\frac{Z_{e,i,i+1}}{R_0} = 1 + \frac{\pi}{2} k_{i,i+1} + \left(\frac{\pi}{2} k_{i,i+1}\right)^2$$

$$\frac{Z_{o,i,i+1}}{R_0} = 1 - \frac{\pi}{2} k_{i,i+1} + \left(\frac{\pi}{2} k_{i,i+1}\right)^2 \quad \dots (22-b)$$

従って w と減衰域特性から要求される n が与えられると g_u, g_j がきまり、従って (16-a) 及び (16-b) 式から Q'_e と K'_{ij} が求まる。これらを (22-a)(22-b) 式に代入して $Z_{e,01}, Z_{o,01}, Z_{e,i,i+1}, Z_{o,i,i+1}$ ($i \geq 1$) が求まる。以下 (22-a)(22-b) 式で求めた例題を示す。

例 1 $A_m=0.01\text{dB}, w=0.05, n=2, W_{e,01}=79.7,$
 $W_{o,01}=37.8, W_{e,12}=60.9, W_{o,12}=42.5$

例 2 $A_m=0.01\text{dB}, w=0.05, n=3, W_{e,01}=73.9,$
 $W_{o,01}=38.6, W_{e,12}=55.8, W_{o,12}=45.5$

例 3 $A_m=0.01\text{dB}, w=0.1, n=3, W_{e,01}=87.5,$
 $W_{o,01}=37.5, W_{e,12}=62.1, W_{o,12}=42.0$

これらの設計は、表 2 の (19-b) 式と (18-d) 式からも求められる。表 2 または 3 でわかるように w が大の時は Z_e (または W_e) $\gg Z_o$ (または W_o) となり結合度の大きな結合線路が必要となる。これを誘電体基板で実現するとき 偶及び奇モードの位相速度が異なることが多く、フィルタ特性を劣化させるのでその改善も含めて附録に示した。

(5) リアクタンス結合による BPF の k_{ij} と Q_e

図 8(k),(l)の並列共振回路を図 7(イ)で置きかえた BPF の k 及び入出力を X のリアクタンスで結合した時の Q_e はそれぞれに(22)式及び(23)式で与えられる[3].

$$k \cong \frac{4}{\pi} BW, \quad B: \text{結合サセプタンス} \quad (k \ll 1 \text{ の時}) \quad \dots(23)$$

$$Q_e = \frac{\pi R_L}{4 W} \left\{ 1 + \left(\frac{X}{R} \right)^2 \right\}, \quad X: \text{負荷との結合リアクタンス} \quad \dots(24)$$

これは狭帯域 BPF で Q_e を大にするため X を大にして得られる. 但し帯域内に微かな傾斜が生じる[2].

(6) BPF の入出力にステップインピーダンストラップを附加する方法

例えば異なるインピーダンスの $\lambda/4$ 線路を接続した長さ $\lambda/2$ の先端開放線路は, 中心周波数では並列共振回路で f_1 及び f_2 ではトラップになる. そしてインピーダンス比を変化することにより f_2/f_1 を 2 以上で

任意に変えられる. 従って入出力に付加することにより帯域外に 2 個ずつのトラップを入れることができる. また f_0 ではこれらのトラップは並列共振回路になるので附加前の BPF の段数を 2 段増すことができる. 構造例とシミュレーションを図 17 と図 18 に示す.

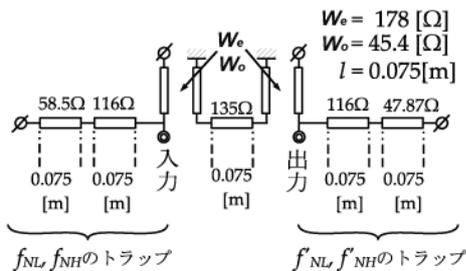


図 17 トラップ付き 6 段 BPF の例

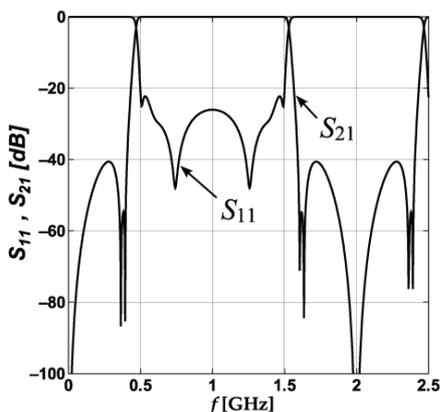


図 18 図 17 の特性

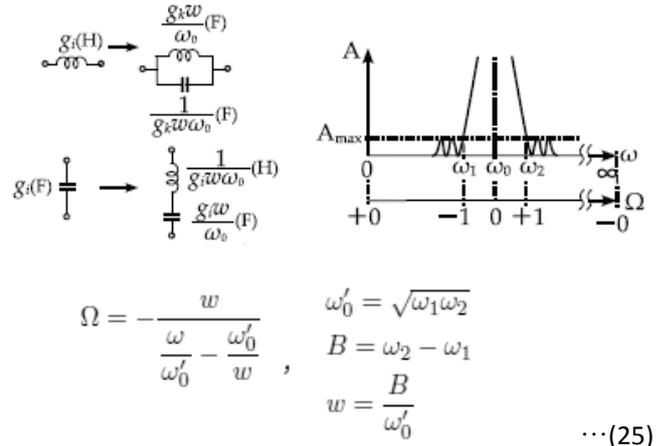


図 19 LPF から BRF を得る回路素子変換と BRF の特性

(7) その他

マルチパス (またはとび越し) 結合により帯域外にトラップを作ったり, 帯域内の位相特性を直線にしたりする. 前者は積層小型 BPF など用いられる[3].

3. BRF 設計の考え方

図 10 において図 19 のような回路素子の変換を行うと同図の特性の BRF が得られ, これは帯域外 $\omega < \omega_1$, $\omega > \omega_2$ でチェビシェフ特性をもつものである. ところが帯域内でチェビシェフ特性の減衰を持たせるには, 図 19 の直列及び並列共振周波数を少しずつずらさねばならない. その結果を狭帯域 BPF の場合につき表 4 にまとめた[13].

次に共振素子を分布定数線路でおきかえるには図 7 の変換を用いればよい. 例えば表 4 の LC 直列共振回路は全て $W_i = \frac{4}{\pi} \omega_0 L_i$ の特性インピーダンスをもつ先端開放 $\lambda/4$ 線路におきかわる. 従って表 4 から各共振器の Q_e が求まれば次式で W_i が求まる.

$$W_i = \frac{2R_0}{\pi} Q_e \quad \dots(26)$$

広帯域 BRF の場合は楕円関数[2]のものが好ましく, 先端開放ステップインピーダンススタブを交互に挿入して良好な特性が得られる.

以上は BRF の周波数特性が対称的な場合であるが上下非対称特性にすることもできる. 例えば図 19 のようにトラップに並列容量を加えることにより高い周波数領域で急峻な帯域通過特性にする設計もできる[14][2]. また広帯域の場合は, W_i ならびに C_{pi} を適当に設計して通過帯域も等リップルにすることができる.

表 4 減衰域でチェビシェフ特性をもつ BRF の設計表

構造	共振各周波数	外部 Q_c, Q_e	
	$\omega_1 = \omega_0 - \frac{\Delta\omega_m}{2\sqrt{2}}$ $\omega_2 = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2\omega_1\sqrt{h}}{\Delta\omega_m}$ $\frac{2\omega_2\sqrt{h}}{\Delta\omega_m}$	
	$\omega_1 = \omega_0 - \frac{\sqrt{3}\Delta\omega_m}{4}$ $\omega_2 = \omega_0$ $\omega_3 = \omega_0 + \frac{\sqrt{3}\Delta\omega_m}{4}$	$\frac{2\omega_1}{\Delta\omega_m \sinh \alpha}$ $\frac{\omega_2}{\Delta\omega_m \sinh \alpha}$ $\frac{2\omega_3}{\Delta\omega_m \sinh \alpha}$	$\alpha = \frac{1}{3} \sinh^{-1} \frac{1}{h}$
	$\omega_1 = \omega_0 - \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{4}\Delta\omega_m$ $\omega_2 = \omega_0 - \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{4}\Delta\omega_m$ $\omega_3 = \omega_0 + \frac{\sqrt{2-\sqrt{2}}}{4}\Delta\omega_m$ $\omega_4 = \omega_0 + \frac{\sqrt{2+\sqrt{2}}}{4}\Delta\omega_m$	$\frac{2a\omega_1}{\Delta\omega_m}$ $\frac{2a\omega_2}{(1+\sqrt{2})\Delta\omega_m}$ $\frac{2a\omega_3}{(1+\sqrt{2})\Delta\omega_m}$ $\frac{2a\omega_4}{\Delta\omega_m}$	$h = \frac{(3-2\sqrt{2})a^4}{4\sqrt{W_2^2+W_4^2}}$ $W_2 = 1.1213a^4 - 1$ $W_4 = 1.85a(1 - 0.1213a^2)$
	$A[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \frac{1}{h^2 T_n^2(x)} \right\}$ $A_{\min}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{h^2} \right)$ $L_i = \frac{Q_{ei}}{4\pi f_i}$ $C_i = \frac{1}{(2\pi f_i)^2 L_i}$		

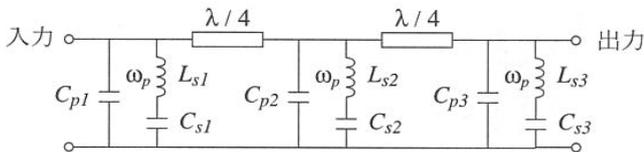


図 20 非対称 BRF の構成例

4. あとがき

広帯域フィルタでは結合度の大きい結合分布定数線路を如何に簡単につくるかが一つの課題である。現在考えられている例として上下のマイクロストリップ線路がアパーチャ結合したもの[15], マイクロストリップ線路とコプレーナガイドを結合したもの[16], 接地板アパーチャをもつエッジ結合マイクロストリップ[17]の他, 縦型平面回路[18]及びその変形[19]などが考えられる。この例を附録に示した。

縮退型 BPF は, 文献[3][23]に記載されている。

またトラップとしてはマルチパスを通る構成もあり, これらによる BRF を利用した広帯域 BPF もある[1][20][21][22].

また結合係数や Q_e 値に関しては表 2 に示した代表的な結合長について述べたが, 回路構成の便利さや k や Q_e の強さ大きさの調整などで当然同表からずれる場合が多々ある。この場合には測定などにより[3][23], 同表の値を参考にしながら求めるとよい。

文 献

- [1] 小西, “実用マイクロ波回路設計マニュアル,” ケイラボ出版発行, CQ 出版社発売, 2008 年 3 月.
- [2] 小西, “高周波・マイクロ波フィルターと応用回路,” ケイラボ出版, pp.13-17, 2007 年.
- [3] 小西, “実用マイクロ波技術講座第 3 巻,” ケイラボ出版, CQ 出版社発売, pp.175-222.
- [4] [1] の pp.277-278.
- [5] [2] の p.182 付図 4.4 及び p.186 付図 4.10.
- [6] [2] の pp.163-166.
- [7] A. I. Zurev, “Handbook of Filter Synthesis,” Jhon Wiley of Sons., pp.297-306.
- [8] 小西, “実用マイクロ波技術講座第 5 巻,” ケイラボ出版, CQ 出版社発売, pp.87-92.
- [9] 関, “高周波回路理論大要,” 東海書房, 昭 21 年, pp.64-71.
- [10] [7] の pp.298-307.
- [11] [2] の p.91.
- [12] S. B. Cohn, “Parallel-Coupled Transmission Line-Resonance Filters,” IRE Trans. MTT vol.6-4, pp.233-231, 1958, 及び[2] の p.93.
- [13] 小西, “UHF 残留側波帯ろ波器,” NHK 技術研究, 第 10 巻, 第 2 号, pp.9-21.
- [14] 副島, “Tchebycheff 特性をもつ残留側波帯ろ波器の設計,” NHK 技術研究, 昭 31 年 9 月.
- [15] D. M. Pozar, “Microwave Engineering,” John Wiley, p.210.
- [16] K. Li, D. Kurita and T. Matsui, “An Ultra-wideband Filter using Broadside-coupled Microstrip-Coplanar Waveguide Structure,” IEEE MTT-S, 2005.
- [17] P. Cai, et al., “Synthesis and Realization of Novel Ultra-wideband Bandpass Filter using 3/4 Wave length Parallel-Coupled Line Resonators,” Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf., 2006.
- [18] Y. Konishi et al., “Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and Application,” IEEE Trans. on Broadcasting, vol. BC-33, March 1987.
- [19] 小西, “容量負荷形 VIP を用いた方向性結合器,” 輻射科学研究会, RS07-16, 2008 年 3 月.
- [20] W. Lju, et al., “A Novel UWB Filter using a New Type of Microstrip Double-Ring Resonators,” Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf., 2006.
- [21] H. Ishida and K. Araki, “Design and Analysis of UWB BPF with Ring Resonator,” IEEE MTT-S Digest, June 2004.
- [22] 小西, “ステップインピーダンスを固有モードにもつ密結合線路の設計とその応用,” 輻射科学研究, RS08-08, 2008 年 7 月.
- [23] 野本, “フィルタの基礎と応用,” MWE'95 Microwave Workshop Digest, pp.77-85, 1995.

[注 1]

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_c \\ 1 & z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_c \\ j\frac{1}{Z_c} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -jZ_c \\ j\frac{1}{Z_c} & j\frac{z}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_c \\ j\frac{1}{Z_c} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -\frac{z}{Z_c^2} & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{z} & 0 \\ \frac{z}{Z_c^2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

\downarrow $\frac{\pi}{2}$ 線路 直列 z \downarrow $\frac{\pi}{2}$ 線路 \downarrow $Y_2 = \frac{z_1}{Z_c^2}$ \downarrow $1 \parallel \frac{z}{Z_c} \parallel -1$

