マイクロ波フィルタ設計の基礎
Basics of the Design of Microwave Filters

馬 哲旺[‡]
Zhewang MA[‡]

埼玉大学理工学研究科
Graduate School of Science and Engineering, Saitama University

概要

本講座では、マイクロ波フィルタの設計の基本を、等価回路理論と電磁界シミュレータを利用した設計技術の両面から解説する。

講座の前半では、初歩的なマイクロ波フィルタの設計に良く用いられる二種類の等価回路、即ちインバータを利用したフィルタの等価回路、および共振器直結型フィルタの等価回路について解説を行う。

講座の後半では、前述の等価回路を利用した、方形導波管やマイクロストリップおよびコプレーナ構造の各種のマイクロ波フィルタの設計例を紹介する。特に、回路パラメータと共振器やフィルタの物理構造との対応関係を明らかにしたうえで、電磁界シミュレータを利用し、共振器や共振器間の電磁結合およびフィルタの励振構造を正確に設計し、所望のフィルタ特性を得るための技術を解説する。

最後に、最近の研究動向の中から、無線通信基地局に用いられるマルチモード誘電体共振器を用いた小型高性能な帯域通過フィルタの設計事例を紹介する。

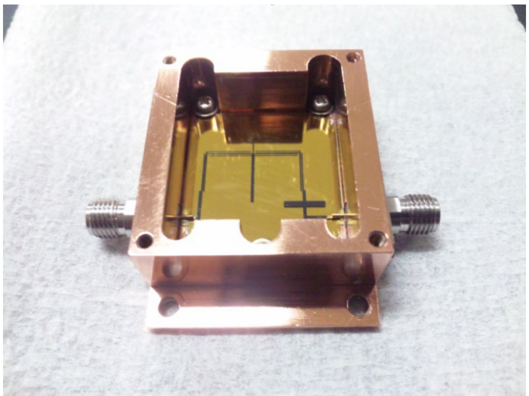


図 マイクロストリップ BPF

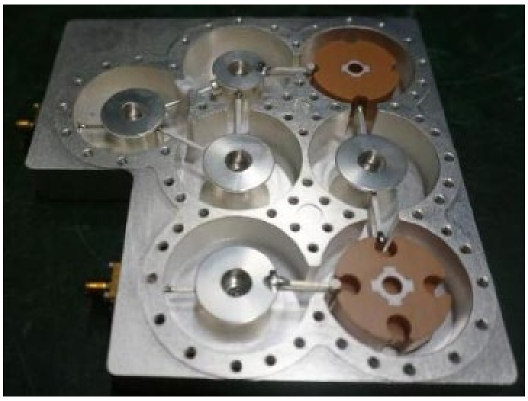


図 マルチモード誘電体共振器を用いた BPF

Abstract
In this short course, the basic design theory and fundamental design techniques of microwave filters are described by using the most widely used equivalent circuits of microwave filters and various types of design examples. Some important aspects in the design of microwave filters are also interpreted in order to obtain desired filter response, including physical considerations of electromagnetic behaviors happened in the filter structures and appropriate use of circuit and electromagnetic simulators for the effective design of microwave filters.

マイクロ波フィルタ設計の基礎

Basics of the Design of Microwave Filters

馬　哲旺
Zhewang MA
埼玉大学大学院理工学研究科
maz@mail.saitama-u.ac.jp

概要

本講座では、マイクロ波フィルタの設計の基本を、等価回路理論と電磁界シミュレータを利用した設計技術の両面から解説する。

講座の前半では、初歩的なマイクロ波フィルタの設計に良く用いられる二種類の等価回路、即ちインバータを利用したフィルタの等価回路、および共振器直結型フィルタの等価回路について解説を行う。

講座の後半では、前述の等価回路を利用した、方形導波管やマイクロストリップおよびコプレーナ構造の各種のマイクロ波フィルタの設計例を紹介する。特に、回路パラメータと共振器やフィルタの物理構造との対応関係を明らかにしたうえで、電磁界シミュレータを利用し、共振器や共振器間の電磁結合およびフィルタの励振構造を正確に設計し、所望のフィルタ特性を得るための技術を解説する。

最後に、最近の研究動向の中から、無線通信基地局に用いられるマルチモード誘電体共振器を用いた小型高性能な帯域通過フィルタの設計事例を紹介する。

構成

- 第1部: 基礎理論
  - マイクロ波フィルタの分類
  - 原型低域通過フィルタと周波数変換
  - マイクロ波フィルタの等価回路
- 第2部: 各種帯域通過フィルタの設計
  - 導波管BPF
  - 小型平面BPF
- 第3部: その他
  - 共振器間の結合係数について
  - 誘電体共振器を用いたBPF

第1部: 基礎理論

- マイクロ波フィルタの分類
- 原型低域通過フィルタ
- 周波数変換
- イミッタンスインバータ
- 代表的なBPFの等価回路
  - *K*- または *J*-Inverter を用いたBPF
  - 共振器直結型BPF

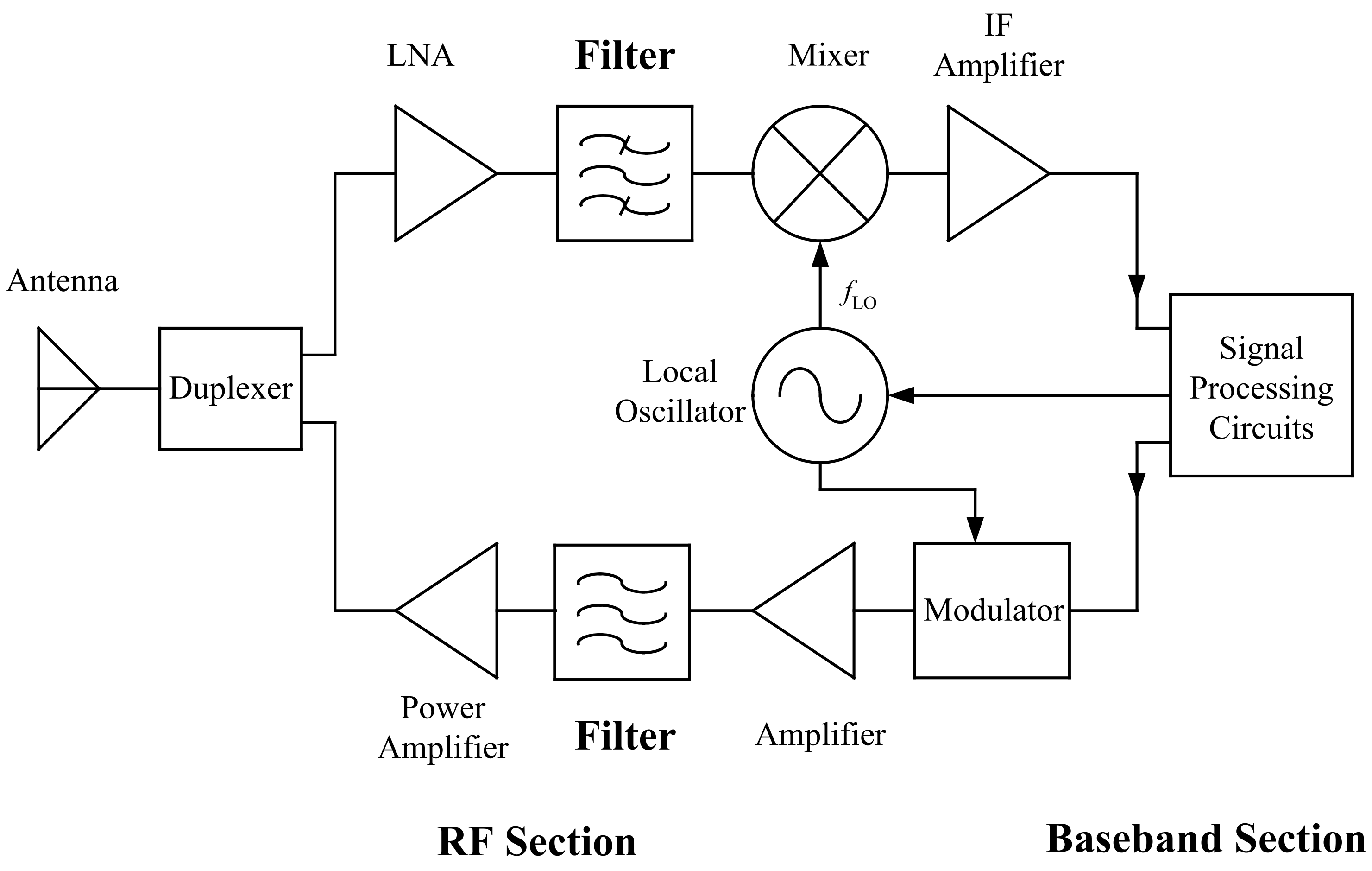
フィルタの役割

■フィルタ(filter) は
電気信号の中から所望の周波数範囲内
の信号を選択するする回路。

■フィルタは
- ➢高品質な通信サービス
- ➢周波数資源の有効利用

を実現するために、各種通信機器の中で広く
使用されている。

通信システムの典型的なブロック図



フィルタの分類

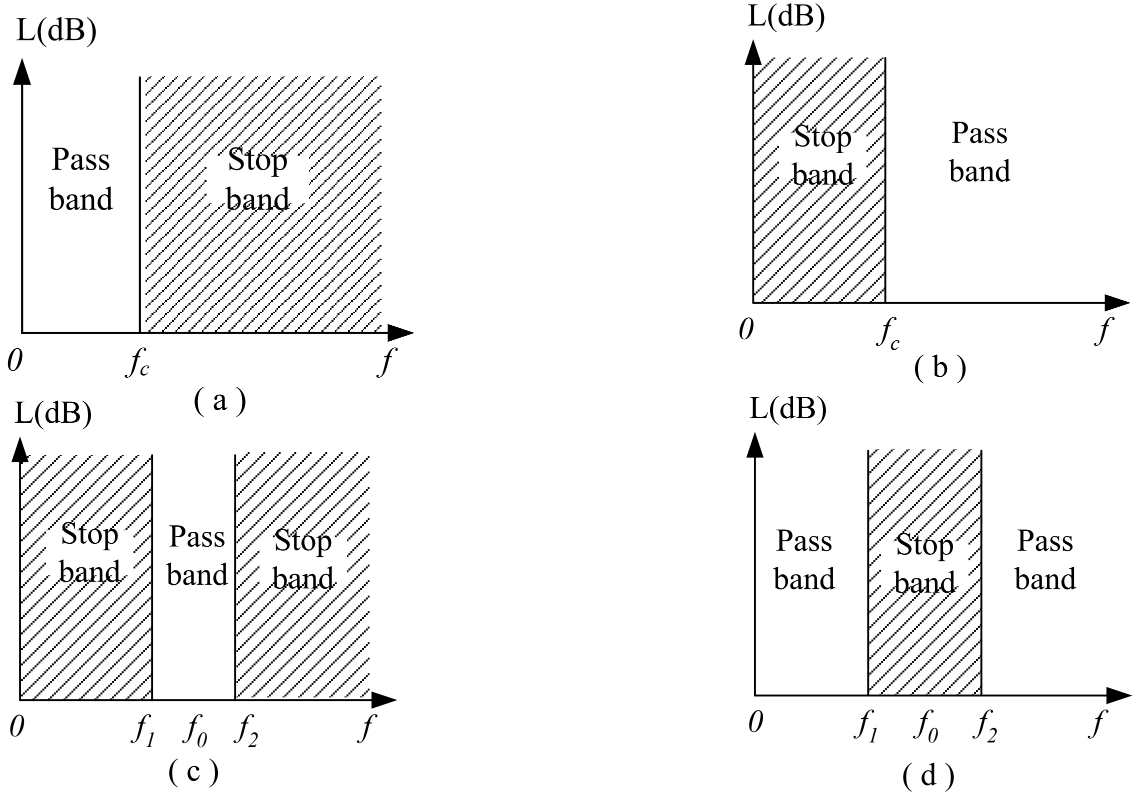
- アナログフィルタおよびデジタルフィルタ
- 集中定数素子フィルタおよび分布定数素子フィルタ
- 受動フィルタおよび能動フィルタ
- その他

周波数適用範囲からの分類

- 集中定数素子フィルタ
  - 低周波信号に適用。
  - 高度な回路解析および合成理論が適用できる。
- 分布定数素子フィルタ
  - 高周波信号に適用。
  - 集中定数素子フィルタ理論を使用して設計する。
  - RF/マイクロ波周波数で分布定数素子を利用して実現する。

周波数応答からの分類

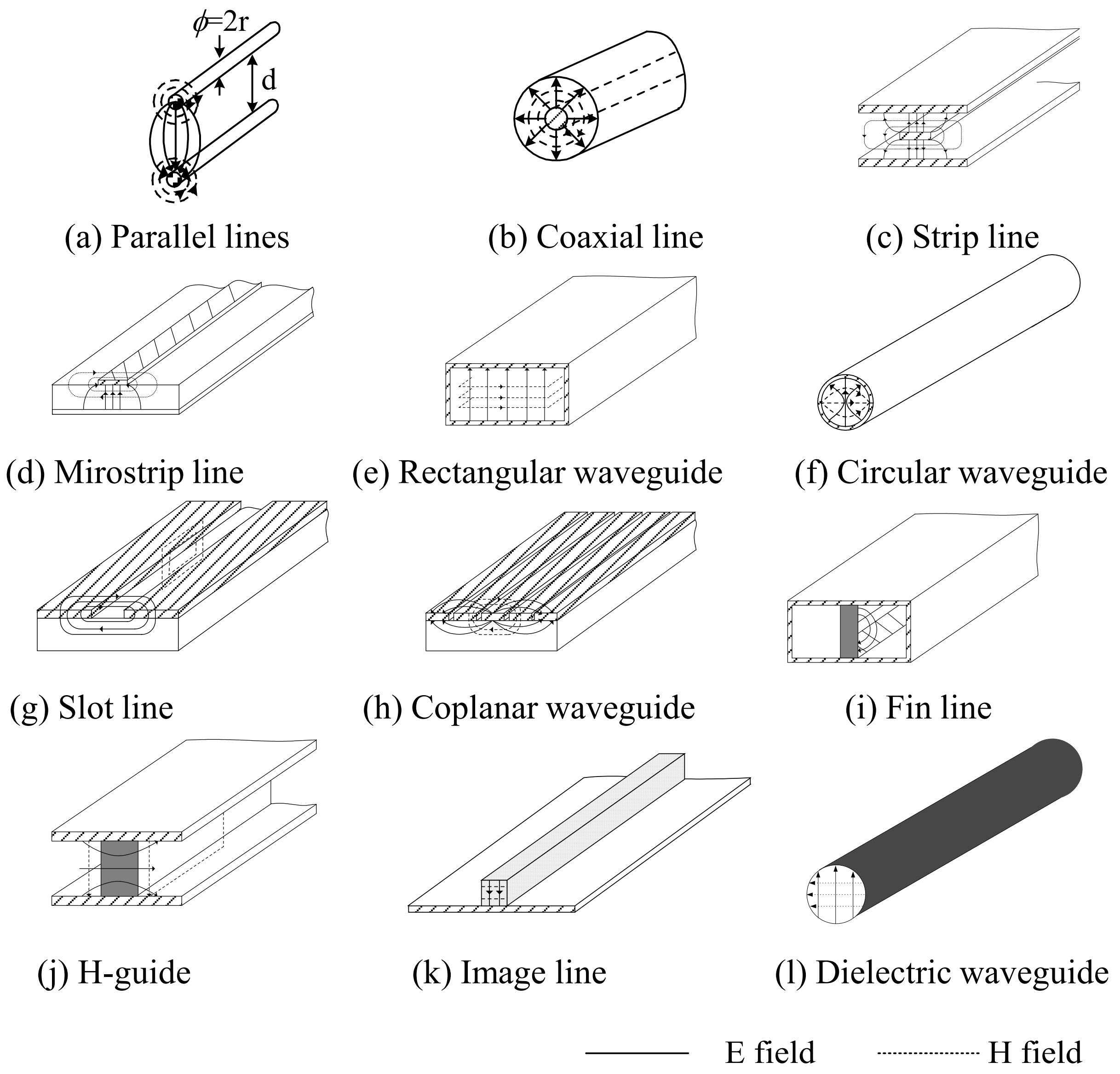
- (a) 低域通過フィルタ (LPF): Lowpass filter
- (b) 高域通過フィルタ (HPF): Highpass filter
- (c) 帯域通過フィルタ (BPF): Bandpass filter
- (d) 帯域阻止フィルタ (BSF): Bandstop filter or Band reject filter



様々なマイクロ波フィルタ

- 非平面形(Non-Planar) フィルタ
  - 同軸フィルタ
  - 導波管フィルタ
  - 誘電体フィルタ
  - SIWフィルタ
  - その他・・・
- 平面形(Planar)フィルタ
  - ストリップ線路フィルタ
  - マイクロストリップフィルタ
  - コプレーナ導波路 (CPW)フィルタ
  - その他・・・

マイクロ波伝送線路および導波管



11

設計方法

- **フィルタの解析**: 回路を与え、その周波数応答を求める。
- **フィルタの合成**: 周波数応答を与え、回路の構成および素子値を求める。

- **合成方法**
  - 影像パラメータ法(Image parameter method)
    所望の周波数応答を得ることが困難である。
  - **挿入損失法(Insertion loss method)**
    所望の周波数応答を得ることができる。

フィルタの仕様 (1/2)

(1) 遮断もしくは中心周波数(f_c or f_0)

(2) 帯域幅: f_2 - f_1 (比帯域幅FBW)

(3) 通過域最大挿入損失(L_p)

(4) 阻止域挿入損失(L_s at f_s)

(5) スプリアス通過域

(6) 位相遅延もしくは群遅延

(7) その他

フィルタの仕様 (2/2)

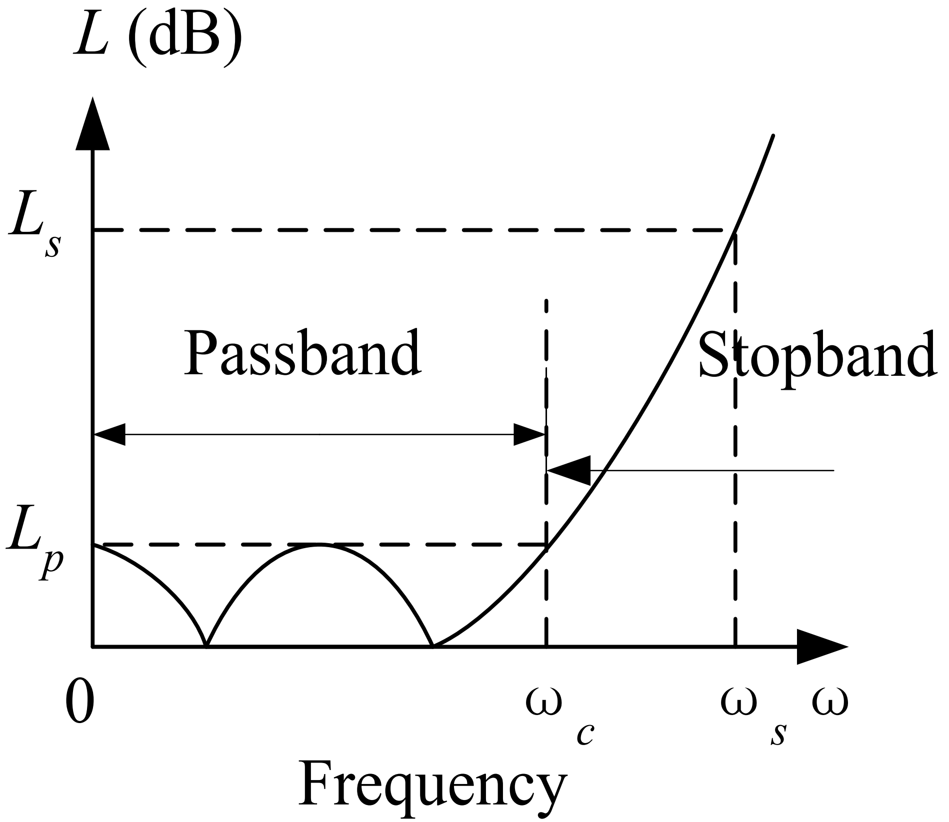


図　低域通過フィルタの周波数応答

回路関数

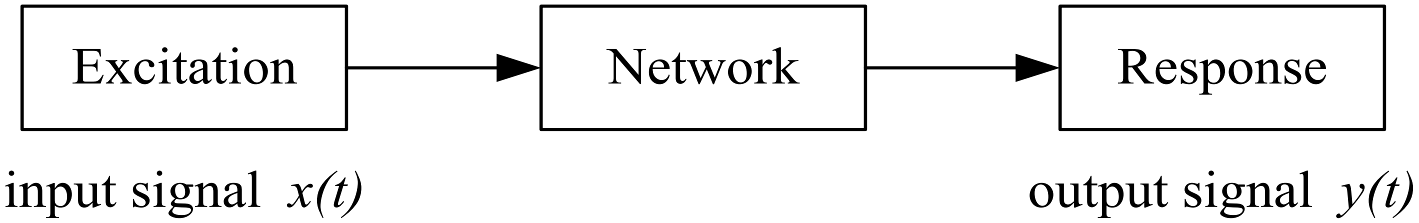


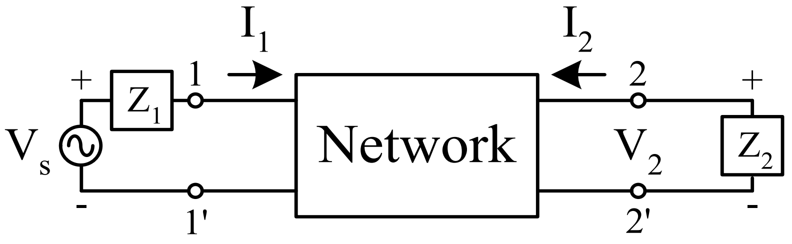
図　一般的な回路ブロック図

- $x(t)$, $X(s)$　　：入力信号とそのラプラス変換
- $y(t)$, $Y(s)$　　：出力信号とそのラプラス変換
- $H(s)=Y(s)/X(s)$ ：回路関数

$$X(s) \equiv \boldsymbol{L}\{x(t)\} = \int_0^\infty x(t)e^{-st}dt$$

$$s = \sigma + j\omega$$

挿入損失 (1/2)



$$P_{load} = \frac{|V_2|^2}{R_2} \qquad P_{\max} = \left|\frac{V_s}{2}\right|^2 \frac{1}{R_1}$$

$$|T(s)|^2 = \frac{P_{load}}{P_{\max}} = \frac{4R_1}{R_2}\left|\frac{V_2(s)}{V_s(s)}\right|^2 \qquad L = -10\log_{10}|T(s)|^2 = 10\log_{10}\frac{1}{|T(s)|^2} \text{ (dB)}$$

$$T(s)T(-s) = \frac{4R_1}{R_2}\frac{V_2(s)V_2(-s)}{V_s^2} \qquad T(s) = \sqrt{\frac{4R_1}{R_2}}\frac{V_2(s)}{V_s}$$

通常$Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$

P_{load}: 負荷R_2で消費される電力

$P_{\max}$: 回路を取去った状態で、$R_1=R_2$のとき、負荷側に取出せる 最大有能電力

$T(s)$: 伝達関数、伝達係数（S_{21}）

L : 挿入損失

挿入損失 (2/2)

無損失受動回路の場合:

$$\Gamma(\omega) = S_{11}(\omega) = \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} = \frac{R(\omega) - Z_0 + jX(\omega)}{R(\omega) + Z_0 + jX(\omega)}$$

$R(\omega)$ は ω の偶関数, $X(\omega)$ は ω の奇関数, ゆえに

Real(Γ) は ω の偶関数, Imag(Γ) は ω の奇関数, それに

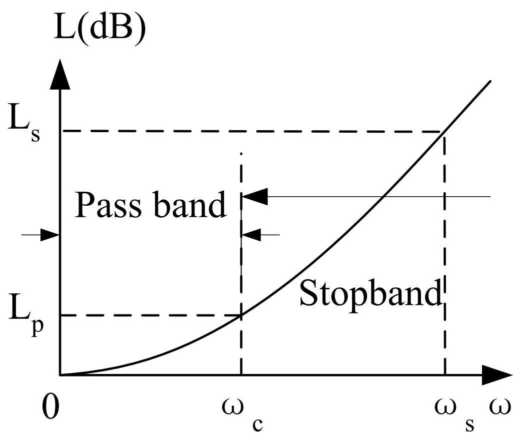
$|\Gamma(\omega)|$ および $|\Gamma(\omega)|^2$ は ω の偶関数.

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)},$$ M と N は ω^2 の実係数多項式

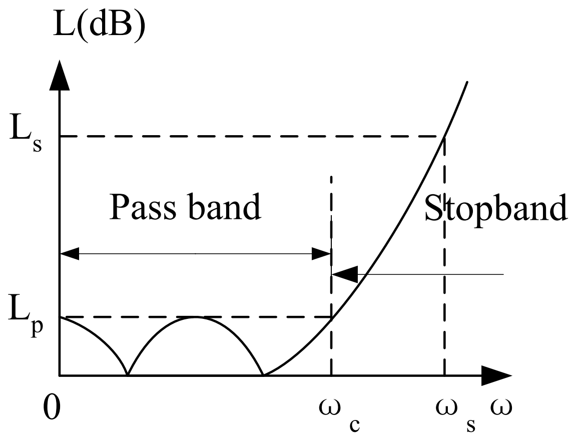
$$1/|T(\omega)|^2 = \frac{P_i}{P_l} = \frac{P_i}{P_i - P_r} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} = \frac{M(\omega^2) + N(\omega^2)}{N(\omega^2)} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}$$

したがって、物理的に実現可能なフィルタについては、その回路関数$T(\omega)$は必ず上に示された形式となる。

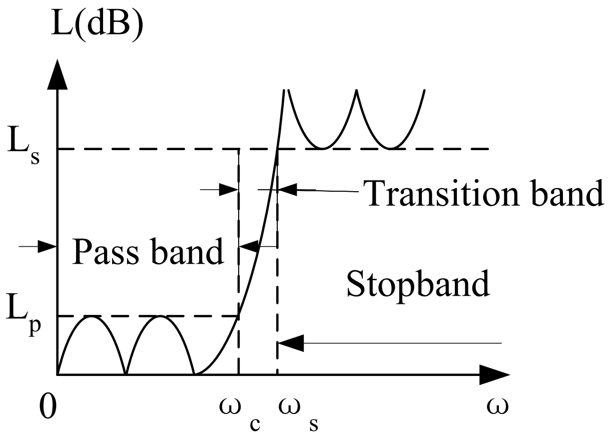
典型的な低域通過フィルタ(LPF)



(a)



(b)



(c)

(a) 最平坦LPF

(b) チェビシェフLPF

(c) 楕円関数LPF

原形低域通過フィルタ（Prototype Lowpass Filter）

■原形低域通過フィルタの定義:

- 回路の素子値は電源の抵抗もしくはコンダクタンスが1となるように規格化される。
- 遮断角周波数は1と決められている。$\Omega_c=1$ (rad/sec)

■マイクロ波フィルタ設計の流れ:

原形低域通過フィルタの設計 → インピーダンスおよび周波数の変換 → 回路の高周波実現

最平坦型原形 LPF

- 伝達関数と挿入損失:

$$|T|^2 = 1/[1+\Psi^2(\Omega)]$$

$$L = -10\log|T|^2 \quad (\mathrm{dB})$$

Ω: 原形LPFの角周波数

- 遮断角周波数:

Ω_c=1 (rad/sec)

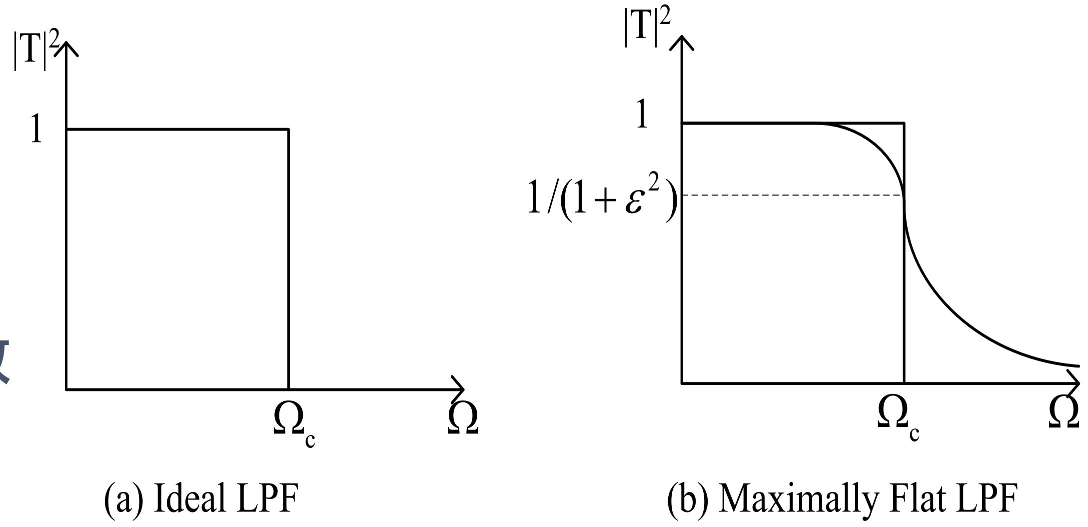


図　原形LPFの周波数応答 ($\Omega_c = 1$ (rad/sec))

- 理想応答:

$$\Psi(\Omega) = \begin{cases} 0 & (0 \le |\Omega| \le 1) \\ \infty & (1 < |\Omega|) \end{cases}$$

- 最平坦 (Butterworth) 応答 ➡ $\Psi(\Omega) = \varepsilon\,\Omega^n, \quad |T|^2 = 1/[1+\varepsilon^2\Omega^{2n}]$

Ω_cで L=3 dBとすると, ε =1.0 ➡ $L = 10\log_{10}(1+\Omega^{2n})$ (dB)

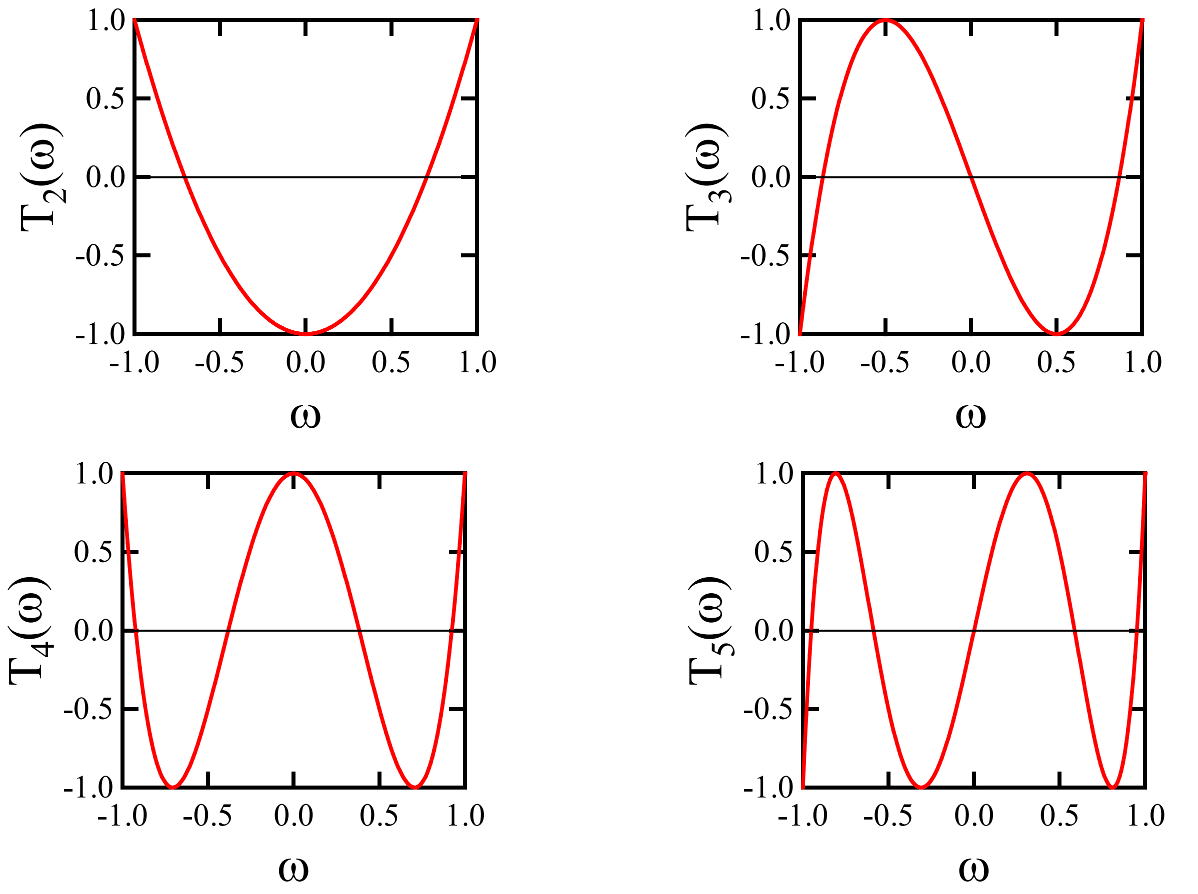
Ω_s>1で $L > L_{as}$ dB とすると ➡ $n \ge \dfrac{\log(10^{0.1L_{as}}-1)}{2\log\Omega_s}$

チェビシェフ多項式

$$T_n(\omega) = \cos(n\cos^{-1}\omega),\quad T_0(\omega) = 1,\quad T_1(\omega) = \omega$$

$$T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1,\quad T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega,\quad T_4(\omega) = 8\omega^4 - 8\omega^2 + 1,$$

$$T_5(\omega) = 16\omega^5 - 20\omega^5 + 5\omega,\quad \ldots,\quad T_{n+1}(\omega) = 2\omega T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega)$$



チェビシェフ型原形LPF

- チェビシェフ応答(Chebyshey response)

$$\Psi(\Omega) = \varepsilon\, T_n(\Omega) = \begin{cases} \varepsilon\cos(n\cos^{-1}\Omega) & (0 \le |\Omega| \le 1) \\ \varepsilon\cosh(n\cosh^{-1}\Omega) & (|\Omega| > 1) \end{cases}$$

$$L = 10\log_{10}(1+\varepsilon^2 T_n^2)\ (\mathrm{dB})$$

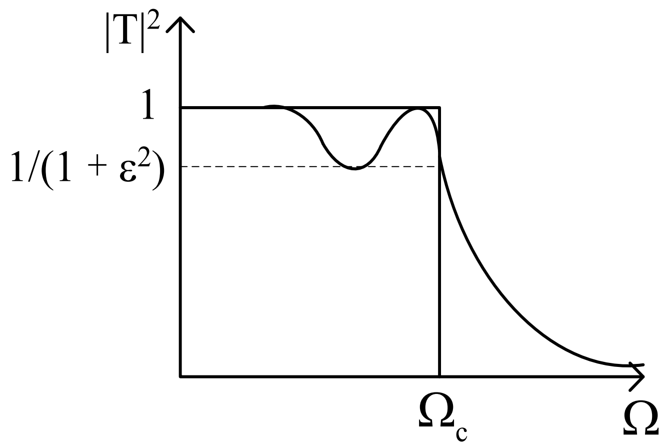
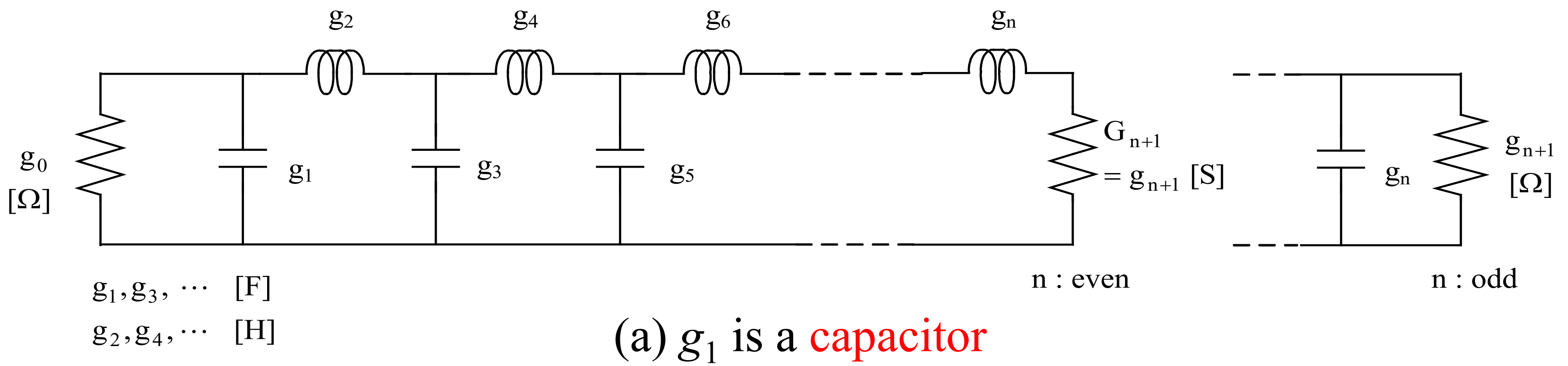


図　チェビシェフ原形LPF ($\Omega_c = 1$ (rad/sec))

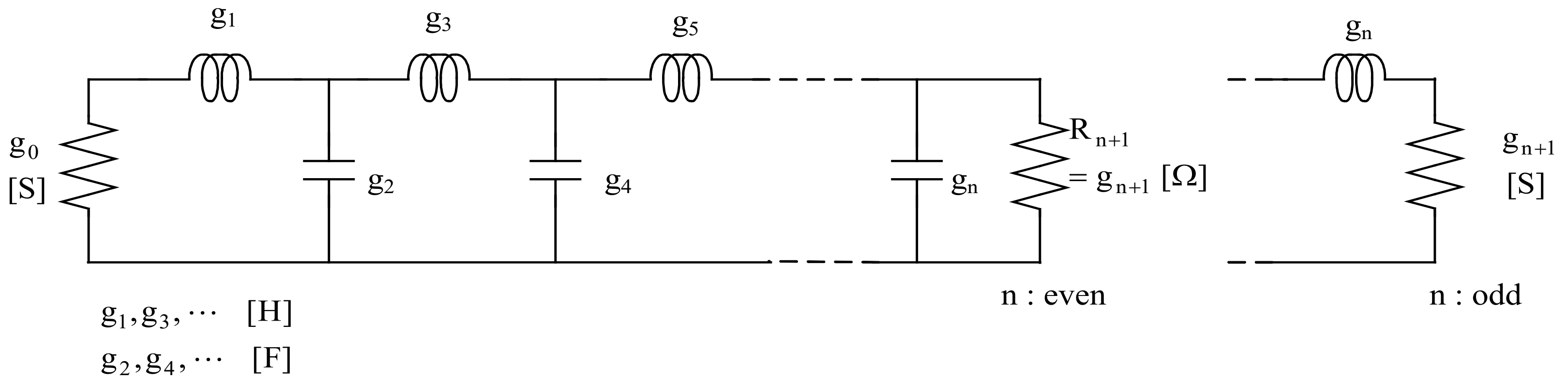
- 通過域内のリップルを L_{ar} dB とすると ⇨ $\varepsilon = \sqrt{10^{0.1L_{ar}} - 1}$

- $\Omega_s > 1$で $L > L_{as}$ dB とすると ⇨ $n \ge \dfrac{\cosh^{-1}\sqrt{\dfrac{10^{0.1L_{as}} - 1}{10^{0.1L_{ar}} - 1}}}{\cosh^{-1}\Omega_s}$

原形LPF – 梯子形回路



(a) g_1 is a capacitor



(b) g_1 is an inductor

図　原形LPFを実現するための梯子形回路

最平坦型原形LPFの素子値

最平坦原形LPFの場合：

$$g_0 = 1.0$$

$$g_i = 2\sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right], \qquad i = 1,2,\ \cdots\ ,n$$

$$g_{n+1} = 1.0$$

表　最平坦原形LPFの素子値 (g_0=1.0, Ω_c=1, L_{ar}=3 dB at Ω_c)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

チェビシェフ型原形LPFの素子値

チェビシェフ原形 LPFの場合：

$$g_0 = 1, \quad g_1 = \frac{2}{y}\sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i\, g_{i+1} = \frac{4\sin\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right)\sin\left(\frac{2i+1}{2n}\pi\right)}{y^2 + \sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right)}, \qquad i = 1, 2, \cdots, n$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, \ \text{for} \quad n \quad \text{odd} \\ \left(\varepsilon + \sqrt{1+\varepsilon^2}\right)^2, \ \text{for} \quad n \quad \text{even} \end{cases}$$

$$y = \sinh\left(\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right), \quad \sinh^{-1}(x) = \log\left(x + \sqrt{x^2+1}\right)$$

表　チェビシェフ原形LPFの素子値　(g_0=1.0, Ω_c=1)

For passband ripple L_{ar}=0.01 dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

For passband ripple L_{ar}=0.1 dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

インピーダンス スケーリング

実際のフィルタ回路の信号源のインピーダンスは R_0である場合、前述原形LPFの各素子値に下記インピーダンススケーリングを施せば、もとの原形LPFと同じ応答を持つフィルタが得られる。

$$R \to \gamma_0 R, \quad G \to \frac{G}{\gamma_0}$$

$$L \to \gamma_0 L, \quad C \to \frac{C}{\gamma_0}$$

ここで、インピーダンススケーリング因子g_0 は次のように定義される:

$$\gamma_0 = \begin{cases} R_0 / g_0, & g_0 \text{ は抵抗の場合} \\ R_0\, g_0, & g_0 \text{ はコンダクタンスの場合} \end{cases}$$

低域通過変換

LPF(角周波数ω, 遮断角周波数ω_c)の場合、LPF のωと原形LPFの Ωの間の周波数変換は以下のようになる。

$$\boxed{\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}\Omega_c,\ \ \Omega_c = 1\ (\mathrm{rad/sec})}$$

ここで、原形LPFのリアクタンス素子 g にこの変換を適用すると

$$j\Omega g = j\frac{\omega}{\omega_c}\Omega_c\ g$$

さらに、インピーダンススケーリングを行うと

gはインダクタンスの場合

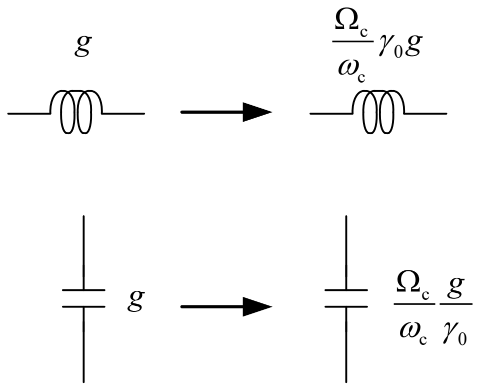
$$jX = j\Omega\gamma_0 g = j\frac{\omega}{\omega_c}\Omega_c\gamma_0 g = j\omega L$$

$$\rightarrow L = \frac{\Omega_c}{\omega_c}\gamma_0 g\ \ (\mathrm{H})$$

gはキャパシタンスの場合

$$jB = j\Omega\frac{g}{\gamma_0} = j\frac{\omega}{\omega_c}\Omega_c\frac{g}{\gamma_0} = j\omega C$$

$$\rightarrow C = \frac{\Omega_c}{\omega_c}\frac{g}{\gamma_0}\ \ (\mathrm{F})$$



高域通過変換

HPF(角周波数ω, 遮断角周波数ω_c)の場合、HPF のωと原形LPF のΩの間の周波数変換は以下のようになる。

$$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega}\,\Omega_c,\quad \Omega_c = 1\ \text{(rad/sec)}$$

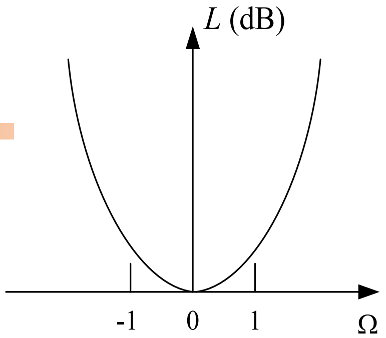
ここで、原形LPFのリアクタンス素子 g にこの変換を適用すると

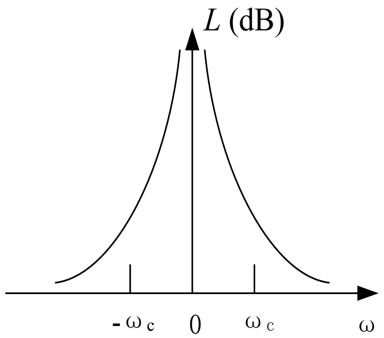
$$j\Omega g = \frac{\omega_c}{j\omega}\,\Omega_c g$$

よって、

原形LPFの L or C → HPFの C or L

となる

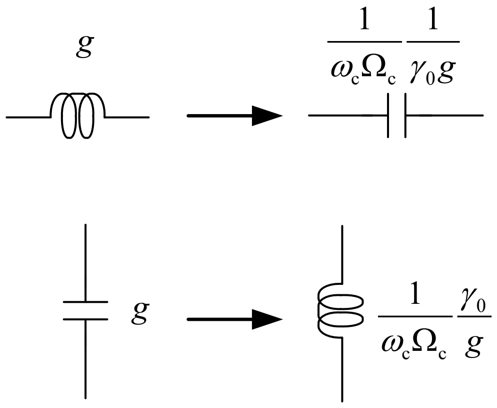




さらに、インピーダンススケーリングを行うと

$$C = \frac{1}{\omega_c\Omega_c}\frac{1}{\gamma_0 g}\ \text{(F)},\quad \boxed{\text{for an inductance } g}$$

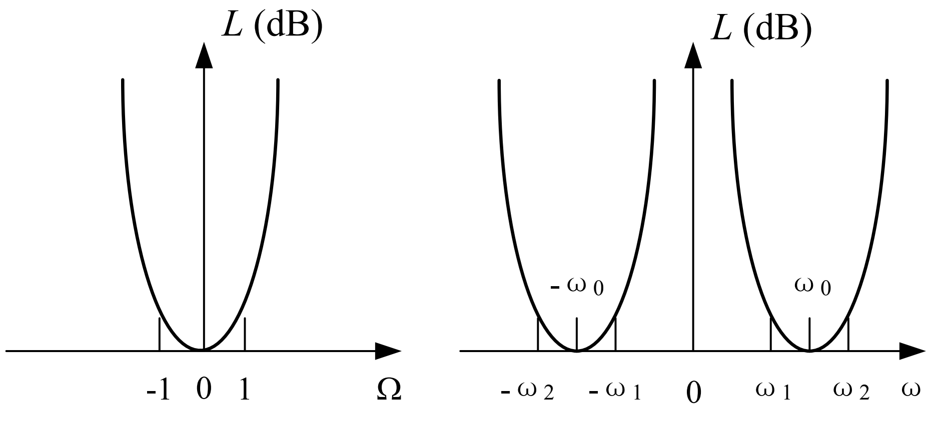
$$L = \frac{1}{\omega_c\Omega_c}\frac{\gamma_0}{g}\ \text{(H)},\quad \boxed{\text{for a conductance } g}$$



帯域通過変換 (1/2)

通過域が$\omega_2-\omega_1$のBPF(ω_1, ω_2:通過域両端の角周波数)について、BPFのωと原形LPF のΩの間の周波数変換は以下のようになる。

$$\Omega=\frac{\Omega_c}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right),\quad \Omega_c=1\ \text{(rad/sec)}$$



with

$$FBW=\frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0},\quad \omega_0=\sqrt{\omega_1\omega_2}$$

ここで、FBWは比帯域幅、ω_0は中心角周波数である。

原形LPFのリアクタンス素子gにこの変換を適用すると

$$j\Omega g=j\omega\frac{\Omega_c g}{FBW\,\omega_0}+\frac{1}{j\omega}\frac{\Omega_c\omega_0 g}{FBW}$$

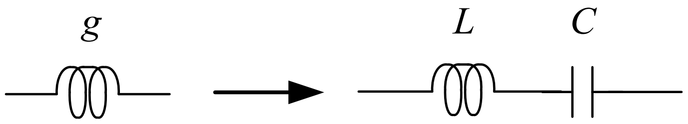
帯域通過変換 (2/2)

原形LPFの直列L →
BPFでは直列LC共振器

BPFの直列LC共振器の素子値は

$$L = \frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\gamma_0 g,\quad C = \frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\frac{1}{\gamma_0 g}$$

ここで、gは原形LPFの直列インダクタンス素子値



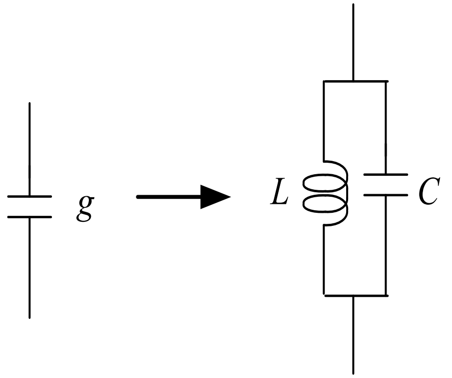
$$L = \frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\gamma_0 g,\quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

原形LPFの並列C →
BPFでは並列LC共振器

BPFの並列LC共振器の素子は

$$C = \frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\frac{g}{\gamma_0},\quad L = \frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\frac{\gamma_0}{g}$$

ここで、gは原形LPFの並列キャパシタンス素子値



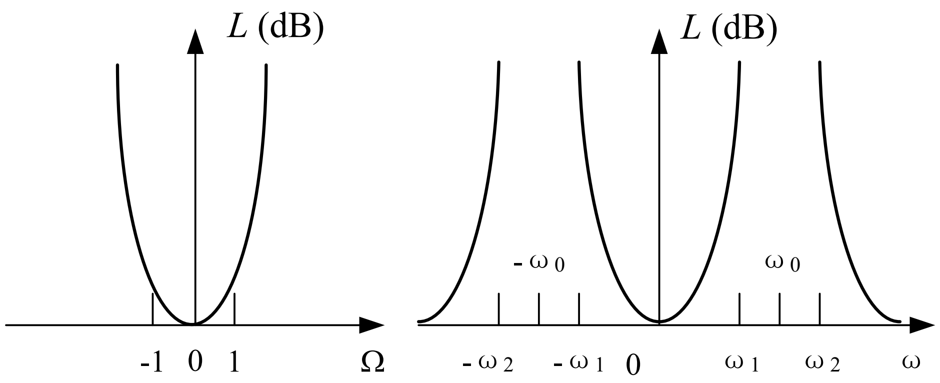
$$C = \frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\frac{g}{\gamma_0}$$

$$L = 1/(\omega_0^2 C)$$

帯域阻止変換(1/2)

阻止域が$\omega_2-\omega_1$のBSF(ω_1, ω_2: 阻止域両端の角周波数)について、BSFのωと原形LPF のΩの間の周波数変換は以下のようになる。

$$\Omega = \frac{FBW\,\Omega_c}{(\omega_0/\omega-\omega/\omega_0)},\quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)}$$



with

$$FBW = \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0},\quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$$

ここで、FBWは比帯域幅、ω_0は中心角周波数である。

原形LPFのリアクタンス素子gにこの変換を適用すると

$$j\Omega g = \frac{1}{j\omega\dfrac{1}{FBW\,\omega_0\Omega_c g}+\dfrac{1}{j\omega}\dfrac{\omega_0}{FBW\,\Omega_c g}}$$

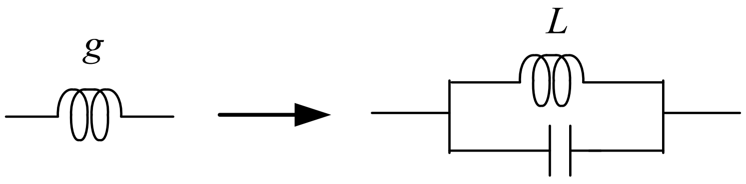
帯域阻止変換(2/2)

原形LPFの直列L →
BSFでは並列LC共振器

BSFの並列LC共振器の素子は

$$C=\frac{1}{FBW\,\omega_0\Omega_c}\frac{1}{\gamma_0 g},\ L=\frac{FBW\,\Omega_c}{\omega_0}\gamma_0 g$$

ここで、gは原形LPFの直列インダクタンス素子値



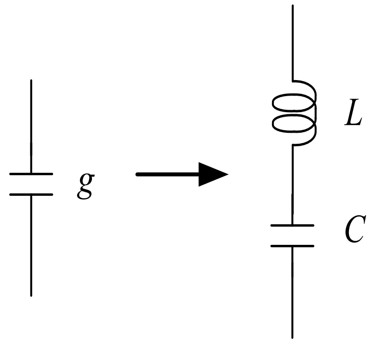
$$L=\frac{FBW\,\Omega_c}{\omega_0}\gamma_0 g,\quad C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$$

原型LPFの並列C →
BSFでは直列LC共振器

BSFの直列LC共振器の素子は

$$L=\frac{1}{FBW\,\omega_0\Omega_c}\frac{\gamma_0}{g},\ C=\frac{FBW\,\Omega_c}{\omega_0}\frac{g}{\gamma_0}$$

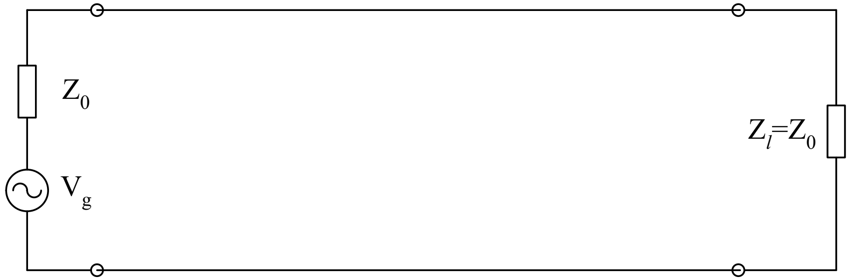
ここで、gは原形LPFの並列キャパシタンス素子値



$$C=\frac{FBW\,\Omega_c}{\omega_0}\frac{g}{\gamma_0}$$

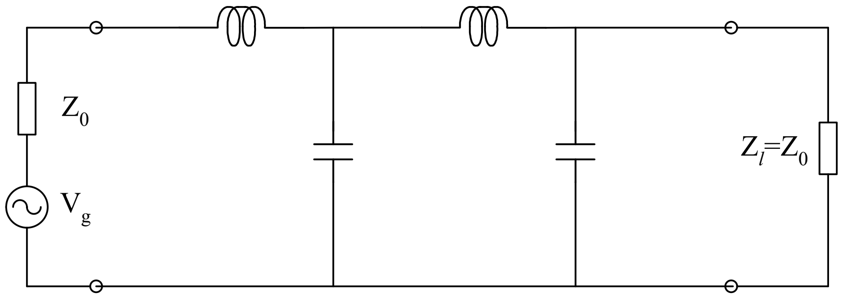
$$L=1/(\omega_0^2 C)$$

4種類の集中定数素子フィルタ

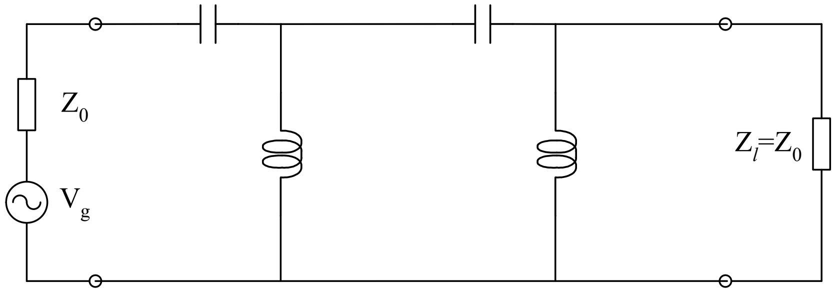


(a)

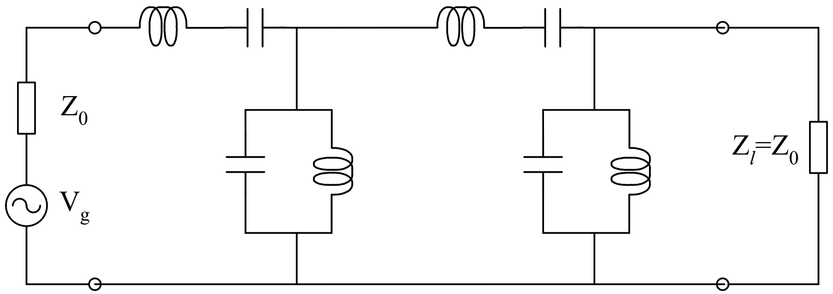
$$L = \frac{P_{\max}}{P_{load}}; \quad L = 10\log\frac{P_{\max}}{P_{load}} \text{ (dB)}$$



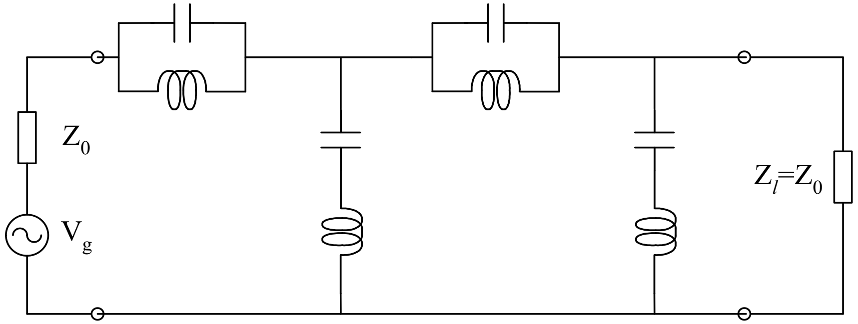
(b) LPF



(c) HPF



(d) BPF



(e) BSF

34

イミッタンスインバータ (1/2) ーインピーダンスインバータ

■インピーダンスインバータ

(K-inverter)

負荷インピーダンスを逆変換する2ポート回路である。したがって、K-インバータの1ポートにインピーダンスZ_Lと接続すると、もう片方のポートから見たインピーダンスZ_{in}は以下のようになる

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L}$$

もし、Z_Lが誘導性/容量性ならば、Z_{in}は容量性/誘導性に変換される。したがって、インバータはπ/2の奇数倍だけ位相をシフトする。

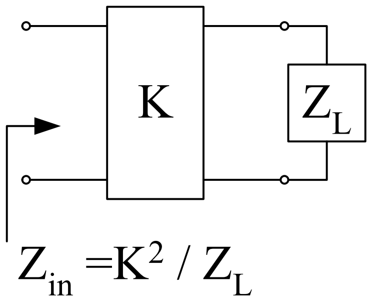


図　インピーダンスインバータ

理想的なKインバータの$ABCD$マトリクスは以下の式で表される

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \dfrac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix}$$

イミッタンスインバータ (2/2)
ーアドミタンスインバータ

■アドミタンスインバータ

(*J*-inverter)

負荷アドミタンスを逆変換する2ポート回路である。したがって、*J*-インバータの1ポートにアドミタンスY_Lを接続すると、もう片方のポートから見たアドミタンスY_{in}は以下のようになる

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L}$$

もし、Y_Lが誘導性/容量性ならば、Y_{in}は容量性/誘導性に変換される。したがって、インバータはπ/2の奇数倍だけ位相をシフトする。

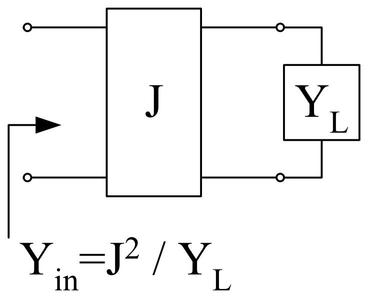
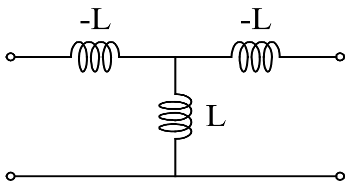


図　アドミタンスインバータ

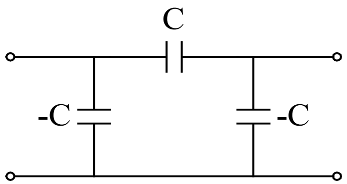
理想的な*J*-インバータの*ABCD*マトリクスは以下の式で表される

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm\dfrac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix}$$

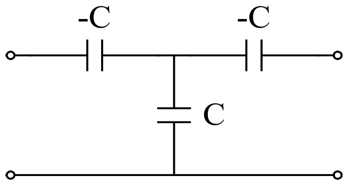
典型的なイミッタンスインバータ(1/2)



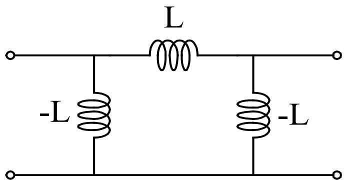
(a) $K=\omega L$



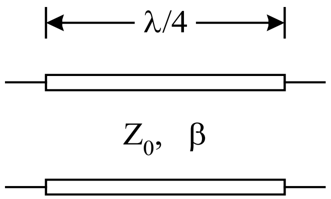
(b) $J=\omega C$



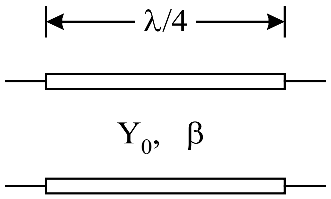
(c) $K=1/(\omega C)$



(d) $J=1/(\omega L)$



(e) $K=Z_0$



(f) $J=Y_0$

典型的なイミッタンスインバータ(2/2)

図(a)/(b)において、一方のポートがZ_L/Y_Lならば、もう片方のポートから見たインピーダンスZ_{in}/アドミタンスY_{in}は

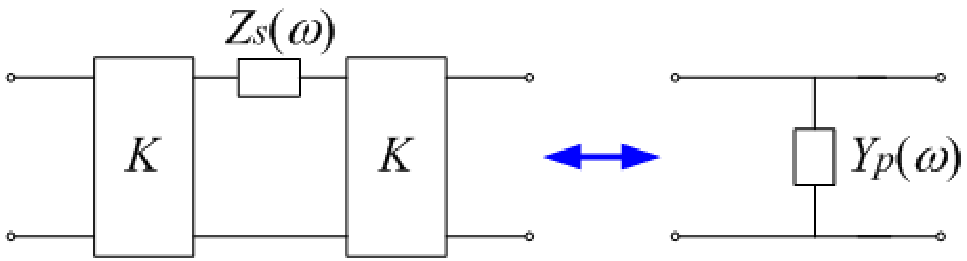
$$Z_{in} = -j\omega L + \frac{1}{\dfrac{1}{j\omega L} + \dfrac{1}{Z_L - j\omega L}} = \frac{(\omega L)^2}{Z_L} = \frac{K^2}{Z_L} \qquad ;\ K = \omega L$$

$$Y_{in} = -j\omega C + \frac{1}{\dfrac{1}{j\omega C} + \dfrac{1}{Y_L - j\omega C}} = \frac{(\omega C)^2}{Y_L} = \frac{J^2}{Y_L} \qquad ;\ J = \omega C$$

図(c)と(d)についても同様の関係がある。
図(e)と(f)は特性インピーダンスZ_0, 位相定数β の1/4波長伝送線路である。
伝送線路理論より、以下の式がある。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta \frac{\lambda}{4})}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta \frac{\lambda}{4})} = \frac{Z_0^2}{Z_L}, \quad Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan(\beta \frac{\lambda}{4})}{Y_0 + jY_L \tan(\beta \frac{\lambda}{4})} = \frac{Y_0^2}{Y_L}$$

インバータによる回路の変換

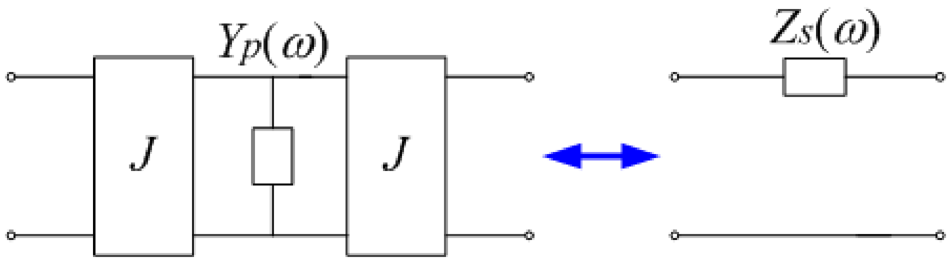


$$\begin{bmatrix}0 & jK\\ j\dfrac{1}{K} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & Z_s(\omega)\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0 & -jK\\ -j\dfrac{1}{K} & 0\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}0 & jK\\ j\dfrac{1}{K} & j\dfrac{Z_s(\omega)}{K}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0 & -jK\\ -j\dfrac{1}{K} & 0\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}1 & 0\\ \dfrac{Z_s(\omega)}{K^2} & 1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ Y_p(\omega) & 1\end{bmatrix}$$

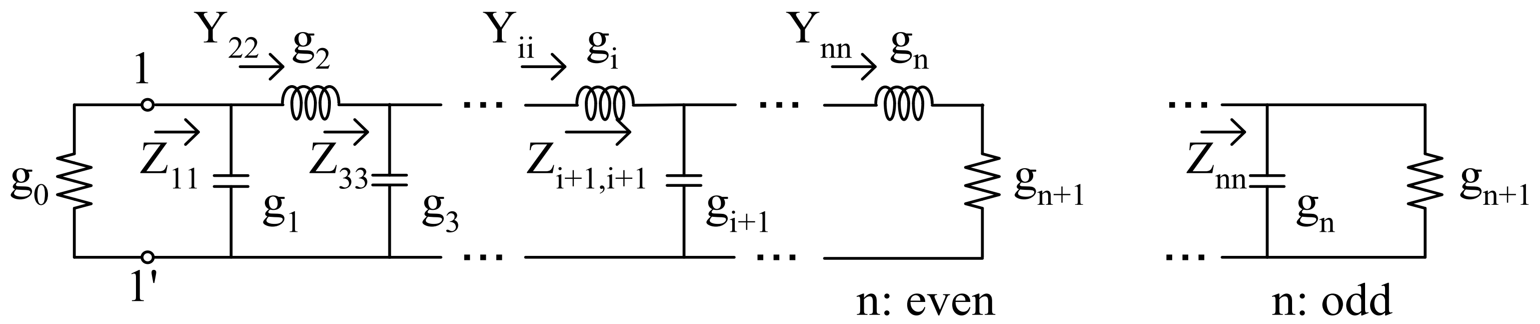
$$Y_p(\omega)=\frac{Z_s(\omega)}{K^2}$$



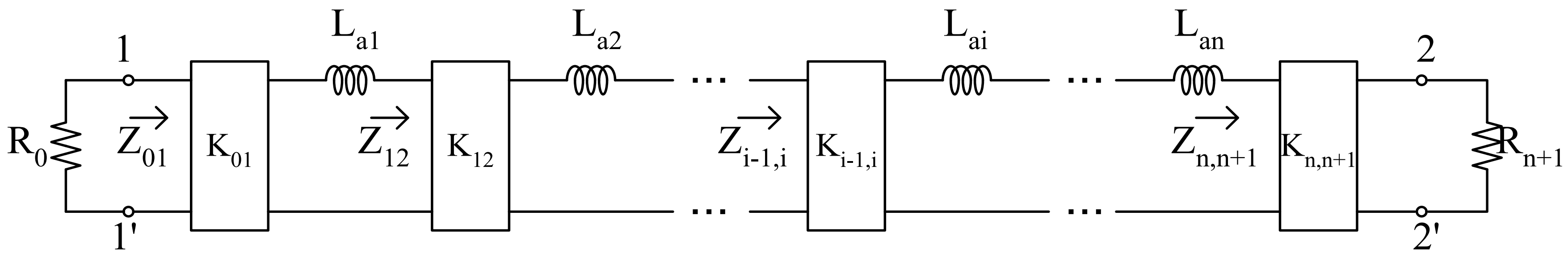
$$Z_s(\omega)=\frac{Y_p(\omega)}{J^2}$$

直列L (or C) ←→並列C (or L)
直列LC共振器←→並列LC共振器, 共振周波数不変

K-インバータを用いた原形LPFの変形



(a) g_1がキャパシタの原形LPF



(b) K-インバータを用いたLPF

R_0, R_{n+1}, L_{ai} $(i = 1 \text{ to } n)$ は任意の値を取ることができる。

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{R_0 L_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai} L_{a,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad (i = 1 \text{ to } n-1), \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} R_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

公式の導出

$$Z_{11} = \frac{1}{j\Omega g_1 + Y_{22}} \Rightarrow \frac{Z_{11}}{g_0} = \frac{1}{j\Omega g_0 g_1 + g_0 Y_{22}}$$

$$Z_{01} = \frac{K_{01}^2}{j\Omega L_{a1} + Z_{12}} \Rightarrow \frac{Z_{01}}{R_0} = \frac{1}{j\Omega L_{a1}\frac{R_0}{K_{01}^2} + Z_{12}\frac{R_0}{K_{01}^2}}$$

$$\frac{Z_{11}}{g_0} = \frac{Z_{01}}{R_0} \Rightarrow$$

$$g_0 Y_{22} = Z_{12}\frac{R_0}{K_{01}^2} \qquad (*)$$

$$g_0 g_1 = L_{a1}\frac{R_0}{K_{01}^2} \Rightarrow \boxed{K_{01} = \sqrt{\frac{R_0 L_{a1}}{g_0 g_1}}}$$

次に

$$Y_{22} = \frac{1}{j\Omega g_2 + Z_{33}},\ Z_{12} = \frac{K_{12}^2}{j\Omega L_{a2} + Z_{23}}$$

上記Y_{22}とZ_{12}を(*)式に代入すると、

$$\frac{1}{j\Omega\frac{g_2}{g_0} + \frac{Z_{33}}{g_0}} = \frac{1}{j\Omega\frac{L_{a2}}{R_0}\frac{K_{01}^2}{K_{12}^2} + \frac{Z_{23}}{R_0}\frac{K_{01}^2}{K_{12}^2}} \Rightarrow$$

$$\frac{Z_{33}}{g_0} = \frac{Z_{23}}{R_0}\frac{K_{01}^2}{K_{12}^2}$$

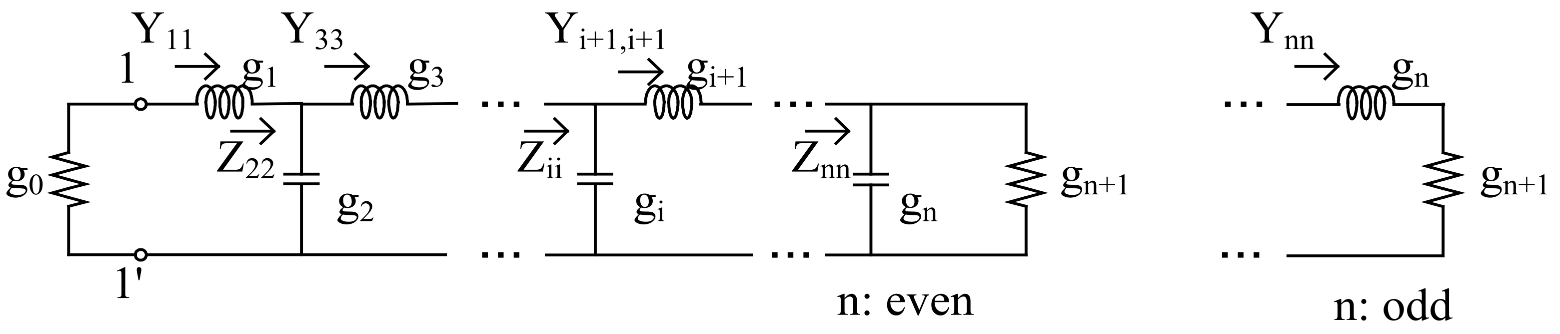
$$\frac{g_2}{g_0} = \frac{L_{a2}}{R_0}\frac{K_{01}^2}{K_{12}^2} \Rightarrow \boxed{K_{12} = \sqrt{\frac{L_{a1}L_{a2}}{g_1 g_2}}}$$

同様に

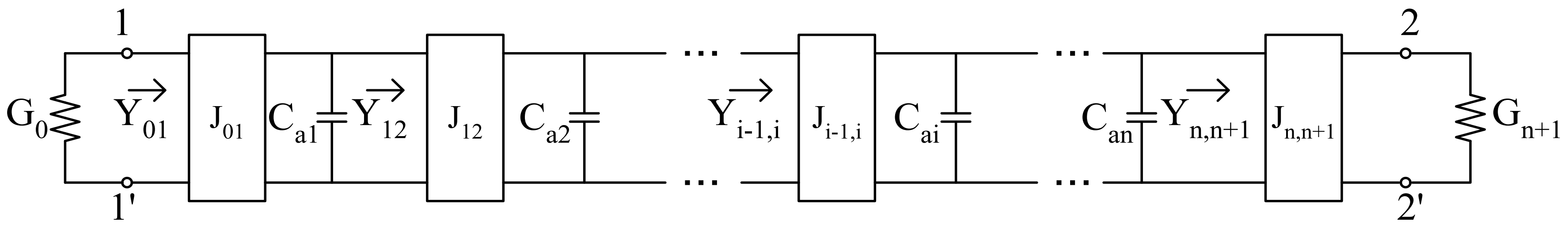
$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai}L_{a,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1 \text{ to } n-1$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an}R_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

J-インバータを用いた原形LPFの変形



(a) g_1がコンダクタンスの原形LPF



(b) J-インバータを用いたLPF

G_0, G_{n+1}, C_{ai} ($i = 1$ to n) は任意の値を取ることができる。

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai} C_{a,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad (i = 1 \text{ to } n\text{-}1), \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} G_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}$$

K-インバータを用いたBPF

K-インバータを用いたLPFについて、帯域通過周波数変換を行うことで下図に示すK-インバータを用いたBPFを得る。

また、電源のインピーダンスは変化しないので、インピーダンスscaling factorをγ_0=1とする。LPFの直列Lは以下の式を用いることで直列LC共振器となる。

$$L_{ri}=\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0}L_{ai}\ ,\quad C_{ri}=\frac{1}{\omega_0^2 L_{ri}}\ ,\ i=1\text{ to }n,\ \ \Omega_c=1\ \text{(rad/sec)}$$

$R_0, R_{n+1}, L_{ri}\ (i=1\text{ to }n)$ は任意の値を取ることができる。

$$K_{0,1}=\sqrt{\frac{R_0 FBW\omega_0 L_{r1}}{\Omega_c g_0 g_1}}\ ,\ K_{i,i+1}=\frac{FBW\omega_0}{\Omega_c}\sqrt{\frac{L_{ri}L_{r,i+1}}{g_i g_{i+1}}}\ ,\ (i=1\text{ to }n-1),\ \ K_{n,n+1}=\sqrt{\frac{FBW\omega_0 L_{rn}R_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

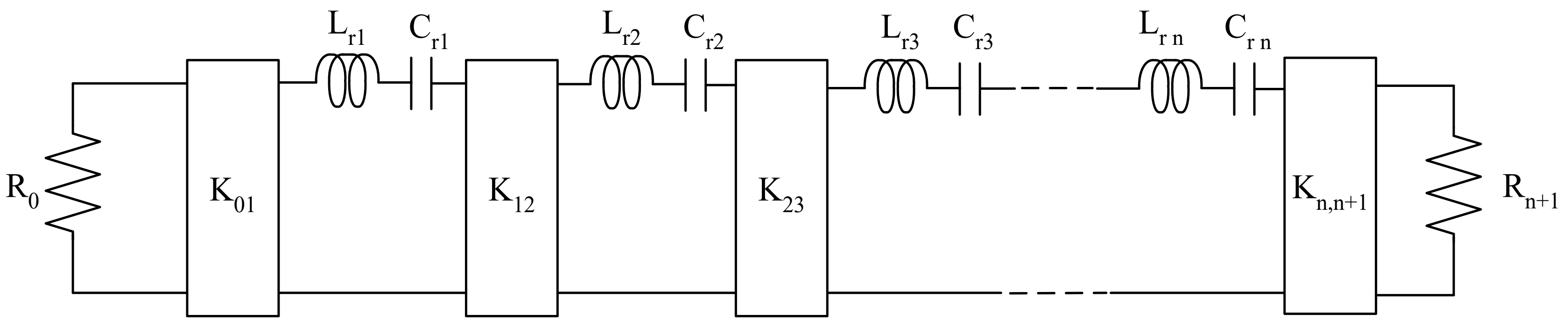


図　LC直列共振器とK-インバータを用いた帯域通過フィルタ

J-インバータを用いたBPF

$$C_{ri} = \frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0} C_{ai},\ L_{ri} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{ri}}\ ,\ i = 1 \text{ to } n,\ \ \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)}$$

G_0, G_{n+1}, C_{ri} ($i = 1$ to n) は任意の値を取ることができる。

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0 FBW\,\omega_0 C_{r1}}{\Omega_c g_0 g_1}}\ ,\ J_{i,i+1} = \frac{FBW\,\omega_0}{\Omega_c}\sqrt{\frac{C_{ri} C_{r,i+1}}{g_i g_{i+1}}}\ ,\ \ (i = 1 \text{ to } n-1)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW\,\omega_0 C_{rn} G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

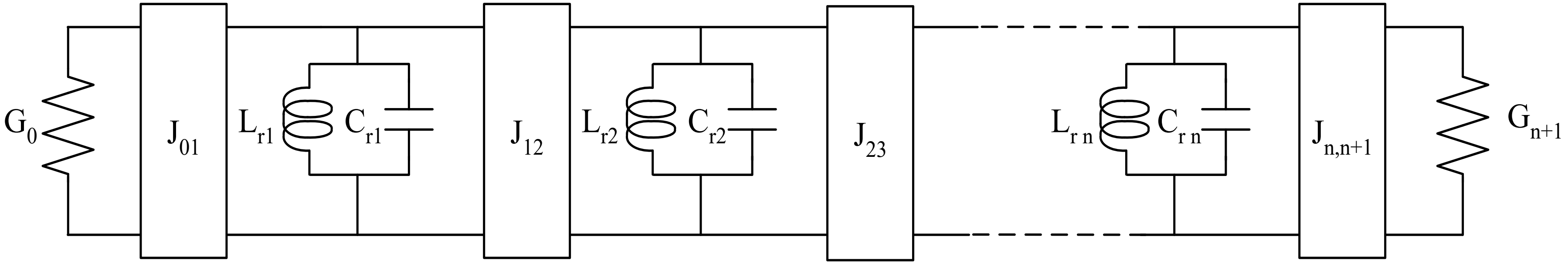


図　LC並列共振器とJ-インバータを用いた帯域通過フィルタ

K-インバータを用いた一般的なBPF

直列LC共振器のリアクタンス$X_i(\omega)$および$\omega=\omega_0$でのリアクタンススロープパラメータχ_i (i=1, 2,…)は以下のように定義される。

$$X_i(\omega) = \omega L_{ri} - \frac{1}{\omega C_{ri}}, \quad \frac{\omega_0}{2}\frac{dX_i(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega_0 L_{ri}}{2}\left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)$$

$$\chi_i = \left.\frac{\omega_0}{2}\frac{dX_i(\omega)}{d\omega}\right|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L_{ri} = \frac{1}{\omega_0 C_{ri}}$$

各直列LC共振器を、同じ共振周波数ω_0およびリアクタンススロープパラメータχ_iを持つ**任意の共振器**$X_i(\omega)$(i=1, 2,…)に置き換えば、同じBPF特性が得られる。

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_0 FBW\, \chi_1}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c}\sqrt{\frac{\chi_i\, \chi_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}\,\Bigg|_{i=1 \text{ to } n-1}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW\, \chi_n R_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

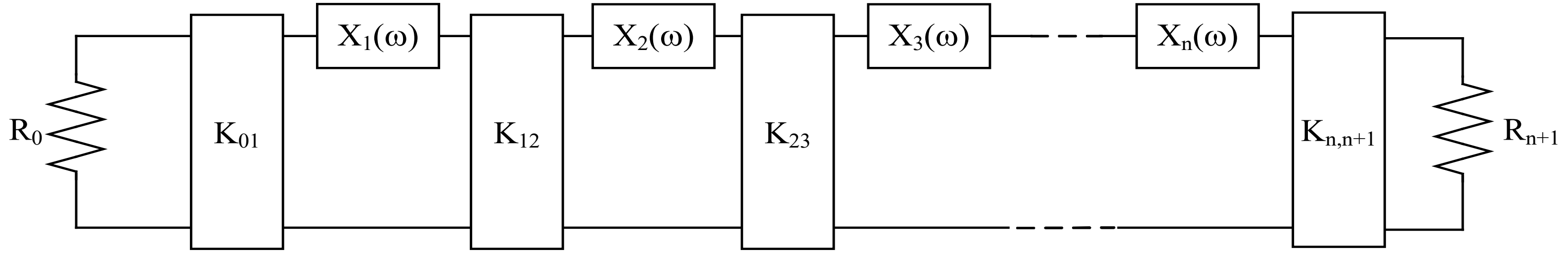


図 K-インバータを用いた一般的なBPF

J-インバータを用いた一般的なBPF

並列LC共振器のサセプタンス$B_i(\omega)$および$\omega=\omega_0$での**サセプタンススロープパラメータβ_i**$(i=1, 2,\ldots)$は以下のように定義される。

$$B_i(\omega)=\omega C_{ri}-\frac{1}{\omega L_{ri}},\quad \frac{\omega_0}{2}\frac{dB_i(\omega)}{d\omega}=\frac{\omega_0 C_{ri}}{2}\left(1+\frac{\omega_0{}^2}{\omega^2}\right)$$

$$\beta_i=\frac{\omega_0}{2}\frac{dB_i(\omega)}{d\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0}=\omega_0 C_{ri}=\frac{1}{\omega_0 L_{ri}}$$

各並列LC共振器を、同じ共振周波数ω_0およびサセプタンススロープパラメータβ_iを持つ**任意の共振器**$B_i(\omega)(i=1, 2,\ldots)$に置き換えば、同じBPF特性が得られる。

$$J_{01}=\sqrt{\frac{G_0 FBW\,\beta_1}{\Omega_c g_0 g_1}},\quad J_{i,i+1}=\frac{FBW}{\Omega_c}\sqrt{\frac{\beta_i\,\beta_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}\,\bigg|_{i=1\text{ to }n-1},\quad J_{n,n+1}=\sqrt{\frac{FBW\,\beta_n G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}}$$

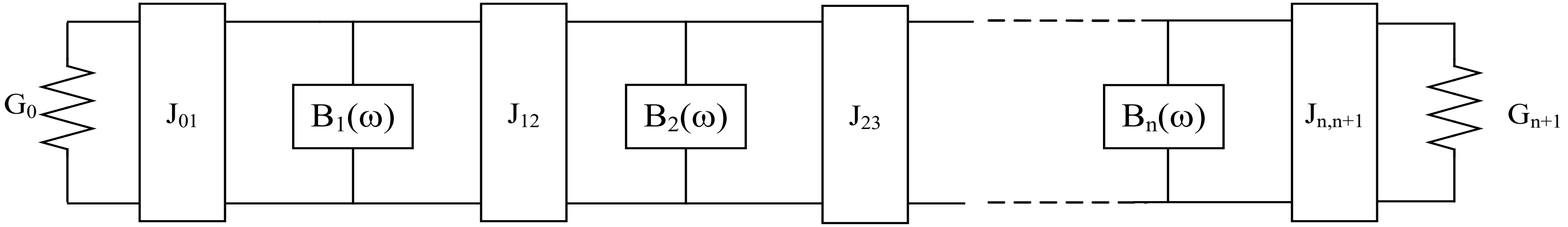
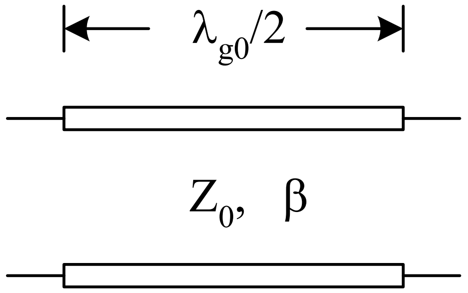


図 J-インバータを用いた一般的なBPF

半波長伝送線路共振器(1/2)

特性インピーダンスZ_0, 終端Z_Lを接続している長さ$\lambda_{g0}/2$の伝送線路に対して、



$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \frac{2\pi}{\lambda_g}\frac{\lambda_{g0}}{2}}{Z_0 + jZ_L \tan \frac{2\pi}{\lambda_g}\frac{\lambda_{g0}}{2}}$$

at $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega$,

$$\tan \frac{2\pi}{\lambda_g}\frac{\lambda_{g0}}{2} = \tan \frac{\pi\omega}{\omega_0} = \tan \frac{\pi(\omega_0 \pm \Delta\omega)}{\omega_0} = \pm \tan \frac{\pi\Delta\omega}{\omega_0} = \pm \frac{\pi\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\pi(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

$\pi Z_L \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} << Z_0$とすると,

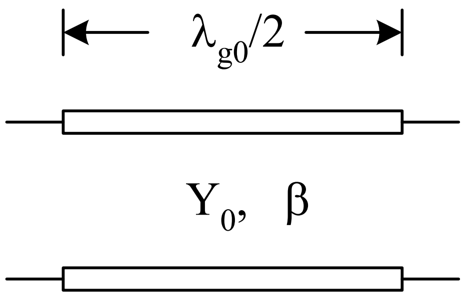
$$Z_{in} = Z_L + jZ_0\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = Z_L + jX_i(\omega), \quad X_i(\omega) = Z_0\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

$$x_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_i(\omega)}{d\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{2} Z_0$$

したがって、半波長伝送線路共振器のリアクタンススロープパラメータは$\frac{x_i}{Z_0} = \frac{\pi}{2}$

半波長伝送線路共振器(2/2)

特性アドミタンスY_0, 終端Y_Lを接続している長さ$\lambda_{g0}/2$の伝送線路に対して、



$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \dfrac{2\pi}{\lambda_g}\dfrac{\lambda_{g0}}{2}}{Y_0 + jY_L \tan \dfrac{2\pi}{\lambda_g}\dfrac{\lambda_{g0}}{2}}$$

at $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega$,

$$\tan \frac{2\pi}{\lambda_g}\frac{\lambda_{g0}}{2} = \tan \frac{\pi\omega}{\omega_0} = \tan \frac{\pi(\omega_0 \pm \Delta\omega)}{\omega_0} = \pm \tan \frac{\pi\Delta\omega}{\omega_0} = \pm \frac{\pi\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\pi(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

$\pi Y_L \dfrac{\omega - \omega_0}{\omega_0} << $とすると,

$$Y_{in} = Y_L + jY_0\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = Y_L + jB_i(\omega), \quad B_i(\omega) = Y_0\pi \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

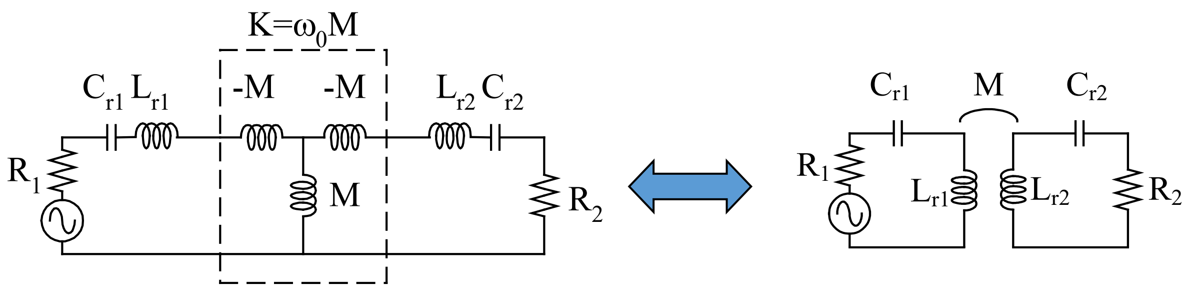
$$b_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{2} Y_0$$

したがって、半波長伝送線路共振器のサセプタンススロープパラメータは $\dfrac{b_i}{Y_0} = \dfrac{\pi}{2}$

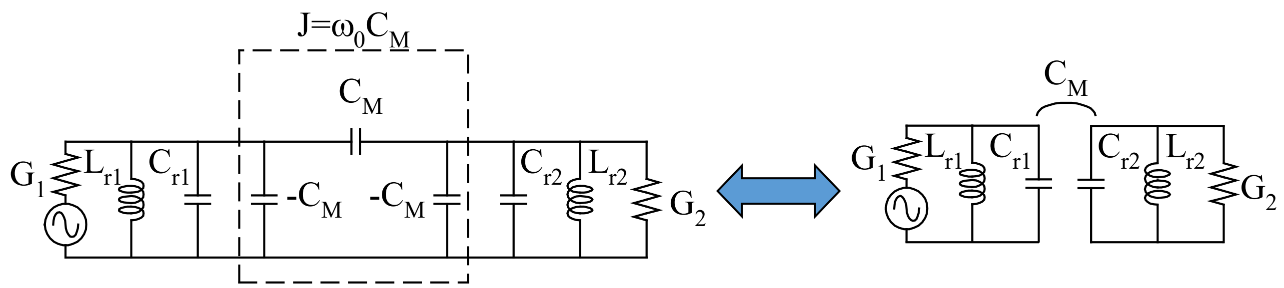
共振器直結型BPF (1/4)

直列（並列） LC共振器とK-インバータ（J-インバータ）を用いたBPFは、共振器(共振周波数f_0), 結合係数k (隣接する共振器間の相互結合), 外部Q_e(外部電源または負荷との結合)からなる**共振器直結型BPF**に変換されることができる。

簡潔に説明するために、下図に2つの結合共振器の場合の変換を示す。また、K-インバータ(J-インバータ)値から結合係数 k の計算式への変換も示す。

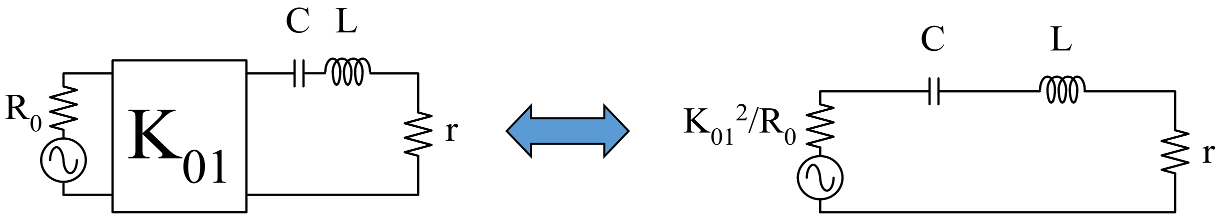


$$k_{12}=\frac{M}{\sqrt{L_{r1}L_{r2}}}=\frac{\omega_0 M}{\omega_0\sqrt{L_{r1}L_{r2}}}=\frac{K}{\omega_0\sqrt{L_{r1}L_{r2}}}=\frac{FBW}{\Omega_c}\frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$



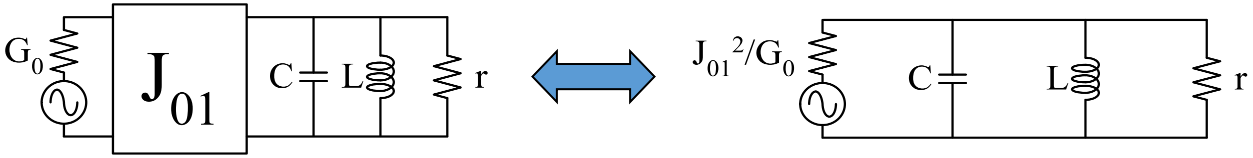
$$k_{12}=\frac{C_M}{\sqrt{C_{r1}C_{r2}}}=\frac{\omega_0 C_M}{\omega_0\sqrt{C_{r1}C_{r2}}}=\frac{J}{\omega_0\sqrt{C_{r1}C_{r2}}}=\frac{FBW}{\Omega_c}\frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

共振器直結型BPF (2/4)



$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{K_{01}^2 / R_0} = \frac{\omega_0 L R_0}{K_{01}^2} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1$$

図(a)*K*-インバータを介して外部電源と結合する直列*LC*共振器(b)その等価回路



$$Q_e = \frac{\omega_0 C}{J_{01}^2 / G_0} = \frac{\omega_0 C G_0}{J_{01}^2} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1$$

図(a)*J*-インバータを介して外部電源と結合する並列*LC*共振器(b)その等価回路

上の二組の回路はdual関係であるため、それぞれの公式に$K \rightarrow J$, $R_0 \rightarrow G_0$, $L \rightarrow C$と置き換えば、相互変換することができる。

共振器直結型BPF (3/4)

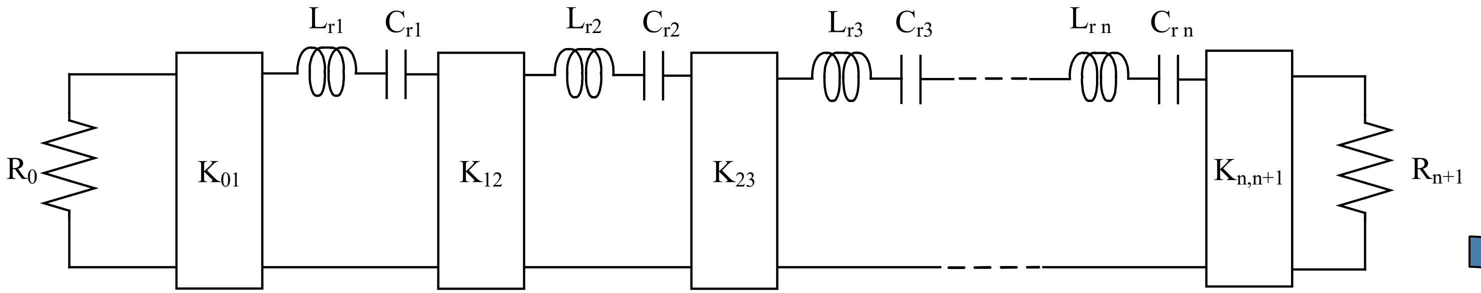


図　直列*LC*共振器と*K*-インバータを用いたBPF

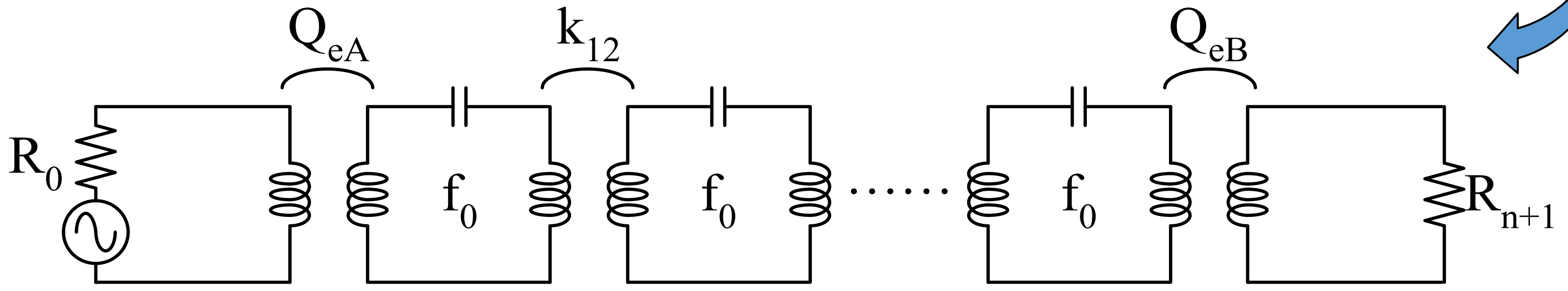


図　共振器直結型BPF

$$Q_{eA} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1,\quad Q_{eB} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_n g_{n+1},\quad k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}\bigg|_{i=1 \text{ to } n\text{-}1},\quad \Omega_c = 1\ (rad/\sec)$$

共振器直結型BPF (4/4)

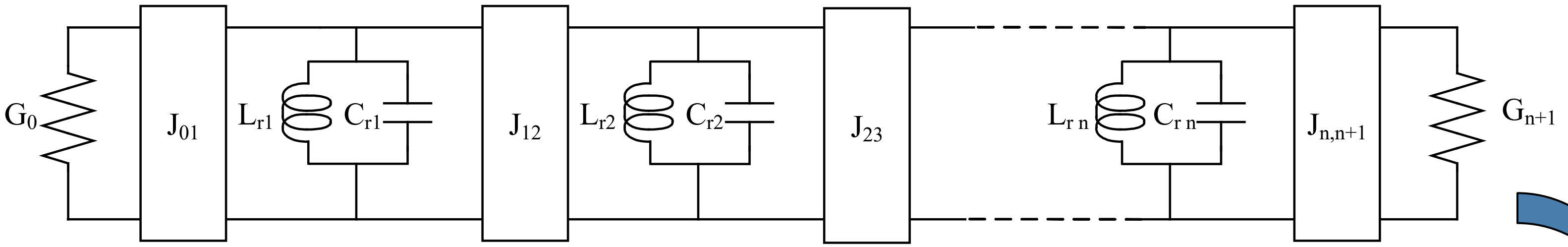


図　並列*LC*共振器と*J*-インバータを用いたBPF

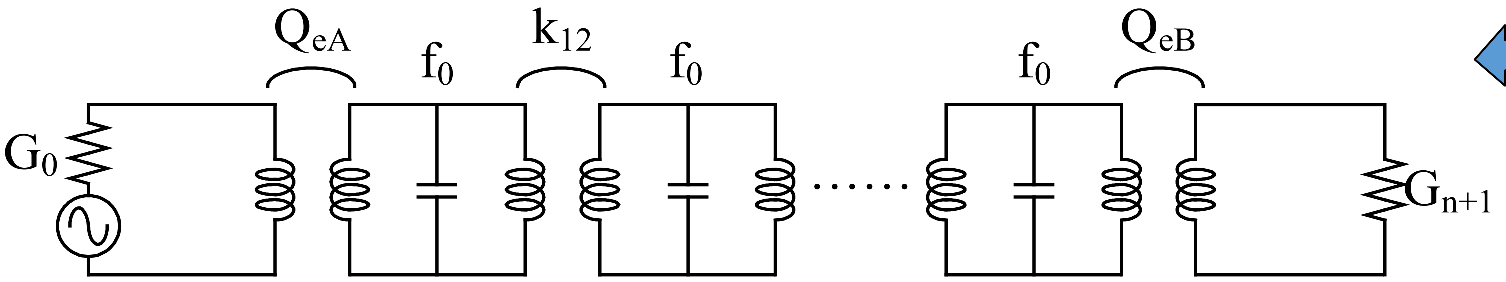


図　共振器直結型BPF

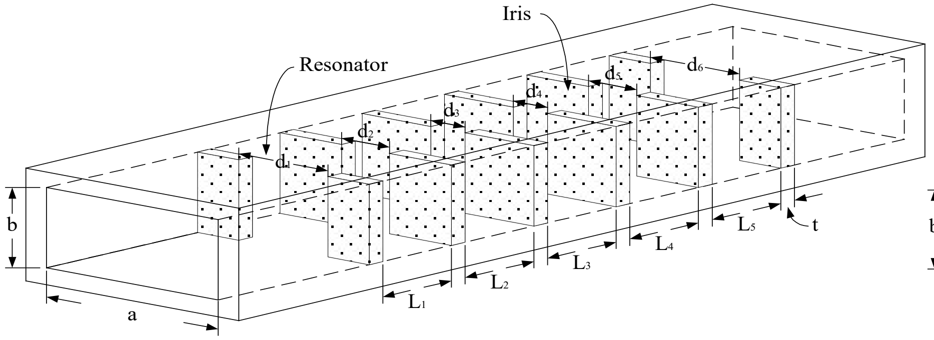
$$Q_{eA} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1,\quad Q_{eB} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_n g_{n+1},\quad k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}\Bigg|_{i=1 \text{ to } n\text{-}1} ,\quad \Omega_c = 1\ (rad/\sec)$$

第2部: 各種BPFの設計

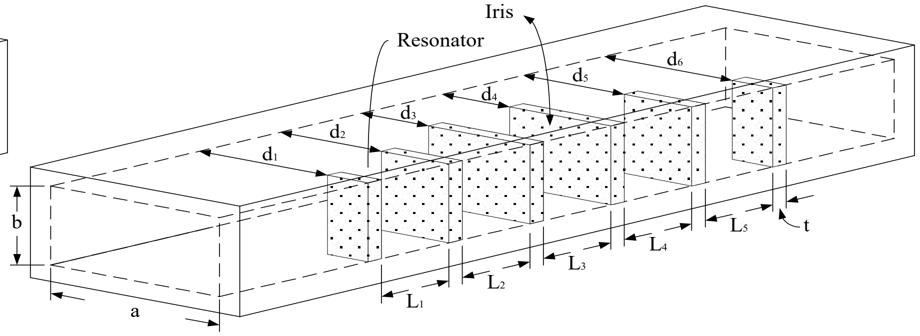
- ■ 導波管BPF
  - アイリス結合導波管BPF
  - E-面導波管BPF

- ■ 小型平面BPF
  - 様々な平面形共振器
  - 共振器間の結合係数と計算法
  - 共振器の外部Q値と計算法
  - マイクロストリップフィルタ
  - コプレーナ導波路 (CPW)フィルタ

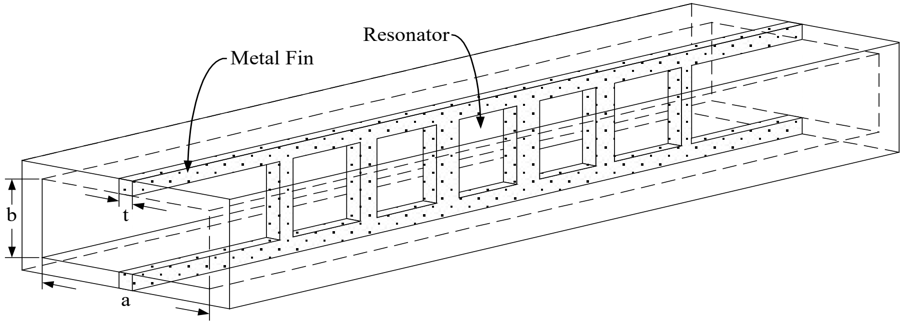
導波管BPF



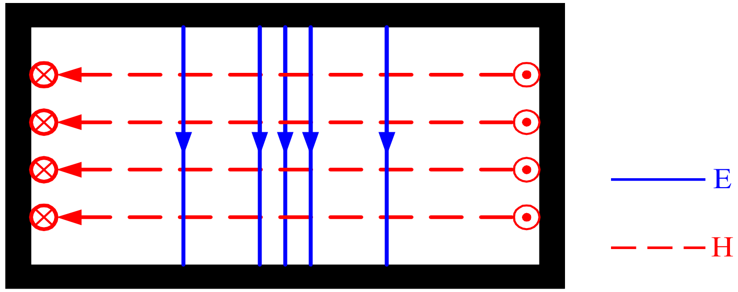
(a) 対称形アイリス結合導波管BPF



(b)非対称形アイリス結合導波管BPF

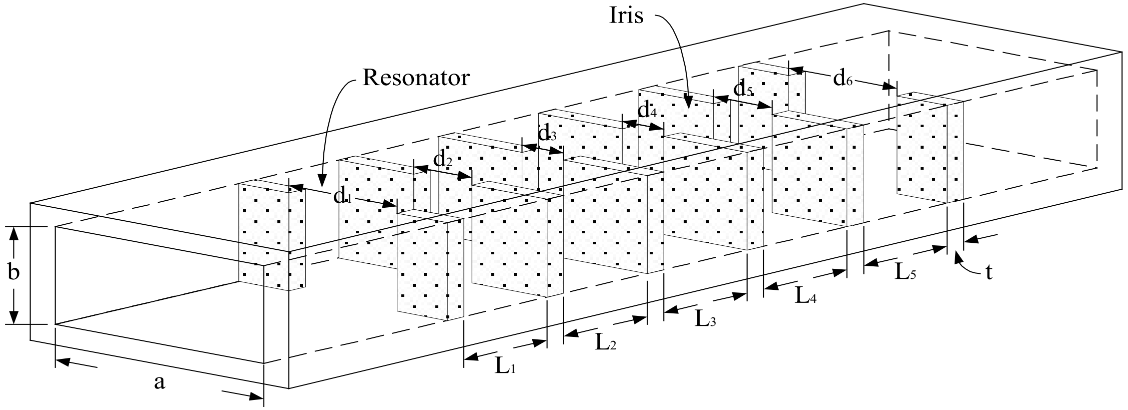


(c) E-面導波管BPF

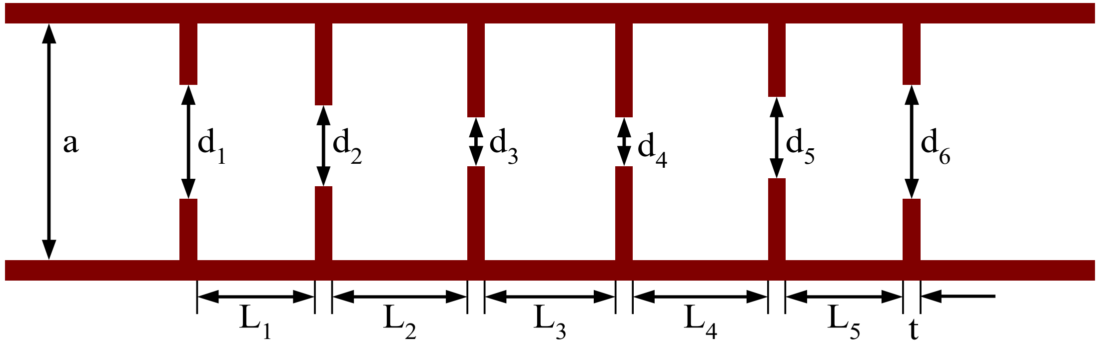


(d) 方形導波管横断面内の電磁界分布

アイリス結合対称構造BPF

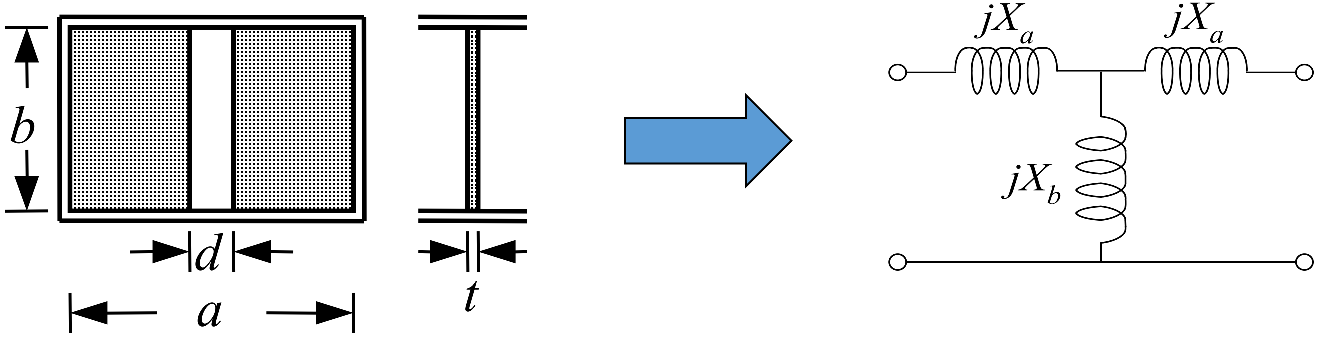


(a)　3次元構造



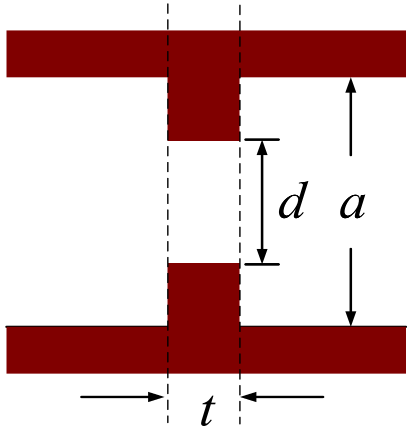
(b)　上面図

アイリス板の等価回路



(a)導波管内アイリス板の等価回路

電磁界解析より、X_aとX_bを求める

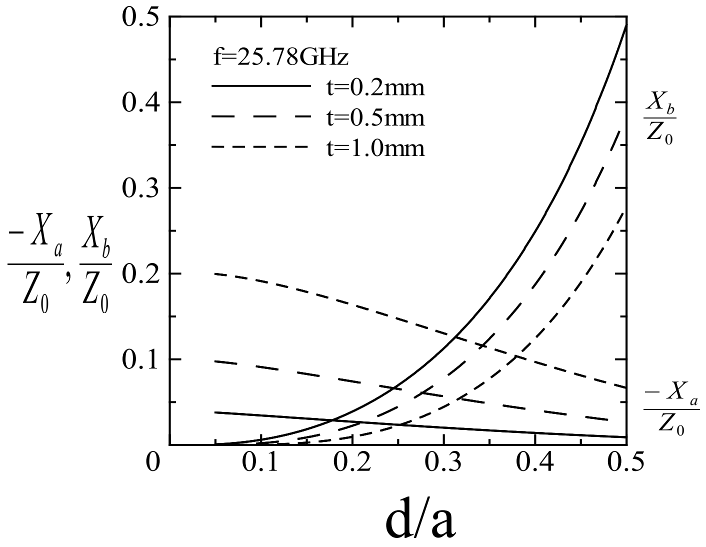


(b)アイリス板の上面図

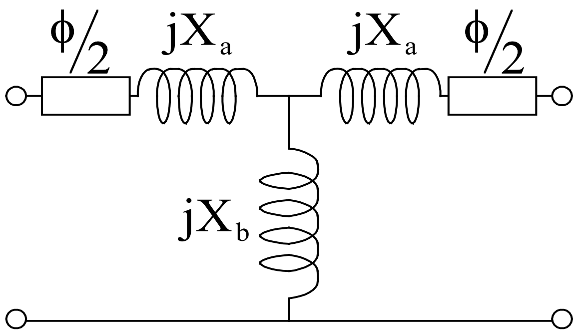
$$\frac{X_a}{Z_0} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}-2S_{12}}{\Delta S}$$

$$\frac{X_b}{Z_0} = \frac{2S_{12}}{\Delta S} = \frac{2S_{21}}{\Delta S}$$

$$\Delta S = (1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}$$

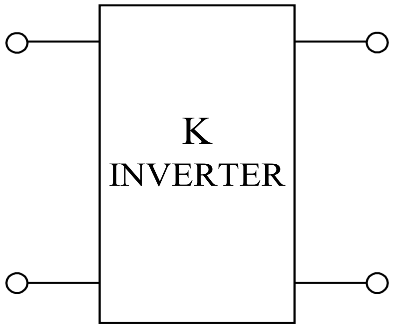


アイリス板によるK-インバータの実現

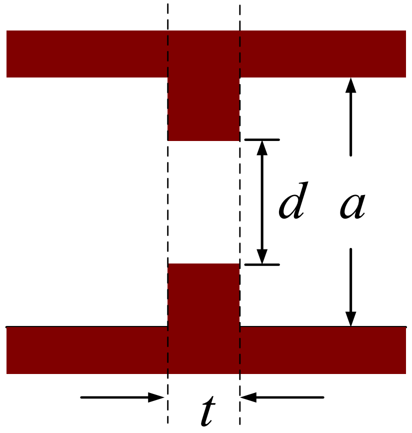


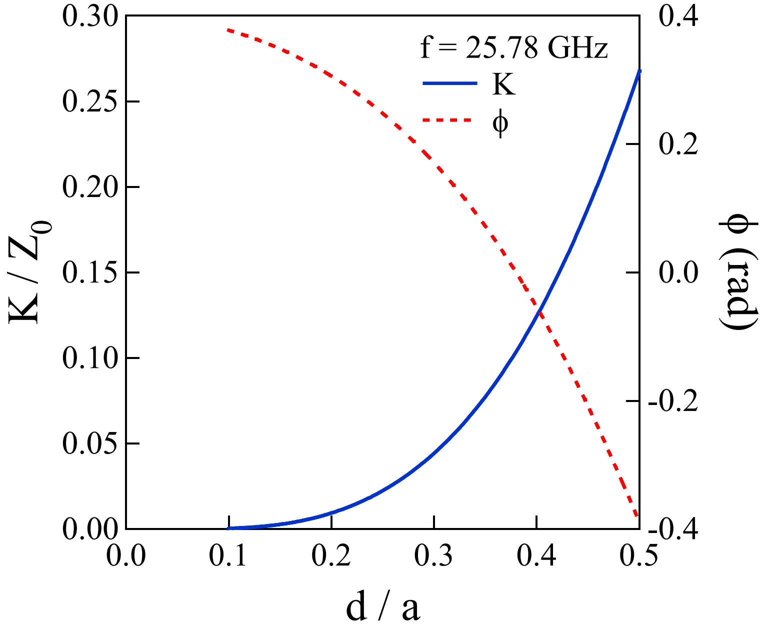
$$\frac{K}{Z_0} = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1}\frac{X_a}{Z_0} \right) \right|$$

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2X_b}{Z_0} + \frac{X_a}{Z_0} \right) - \tan^{-1}\frac{X_a}{Z_0}$$

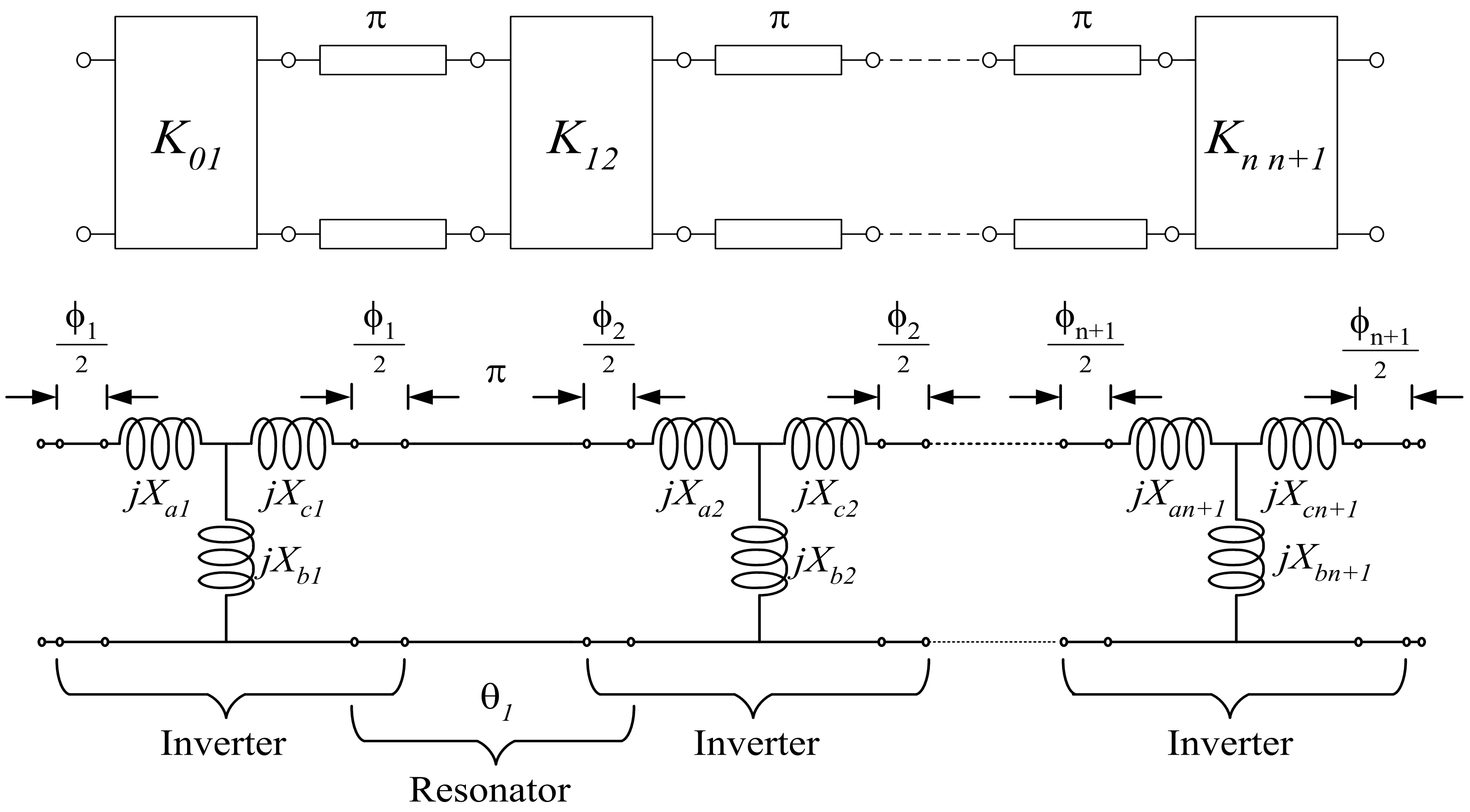


EM analysis





アイリス結合BPFの等価回路



$$\theta_i = \pi + \frac{1}{2}(\phi_i + \phi_{i+1}) \Longrightarrow L_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi}\theta_i$$

λ_{g0} : 中心周波数f_0における管内波長

導波管BPFの設計公式

(1) 通過域エッジ周波数 f_1, f_2 における管内波長 $\lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ を計算する。

$$\lambda_g = \lambda \Big/ \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

(2) 以下の式を用いて、通過域の中心波長 λ_{g0} および中心周波数 f_0 を求める。

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}$$

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_{g0}} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_{g0}}{2a}\right)^2}$$

(3) 以下の式を用いて、導波管BPFの K-インバータの値を計算する。

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{W_\lambda}{g_0 g_1}}, \quad \frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{W_\lambda}{g_n g_{n+1}}}$$

$$\frac{K_{i,i+1}}{Z_0} = \frac{\pi W_\lambda}{2} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \bigg|_{i=1 \text{ to } n-1}$$

ここで、BPFの比帯域幅 W_λ は以下のように、管内波長から定義される。

$$W_\lambda = \frac{\lambda_{g2} - \lambda_{g1}}{\lambda_{g0}}$$

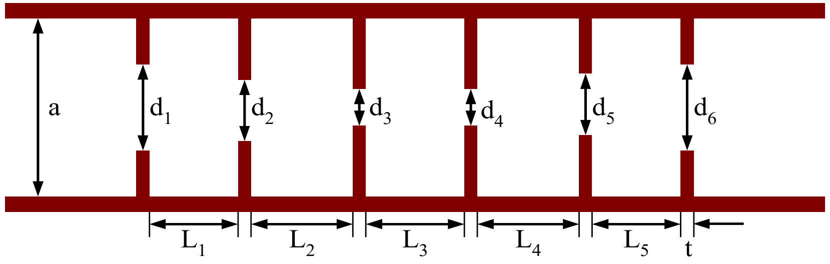
BPFの設計例

設計仕様			
f_0 (GHz)	25.78	RW (dB)	0.01
f_1 (GHz)	25.66	f_2 (GHz)	25.90
f_s (GHz)	25.18	Ls (dB)	60
Waveguide	WRJ-260	t (mm)	1.0

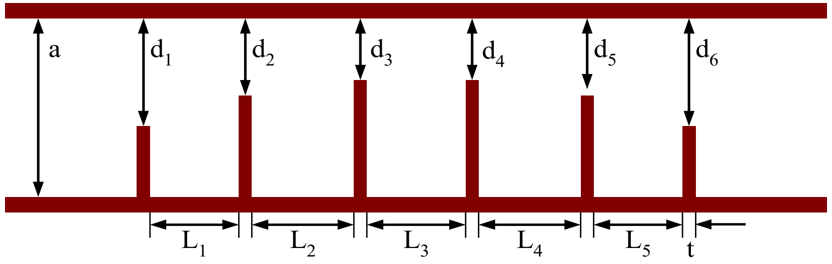
回路パラメータ	
n (poles)	5
$K_{01}/Z_0=K_{56}/Z_0$	0.1881
$K_{12}/Z_0=K_{45}/Z_0$	0.0269
$K_{23}/Z_0=K_{34}/Z_0$	0.0186

導波管WRJ-260: a=8.636mm, b=4.318mm

アイリス結合BPFの寸法



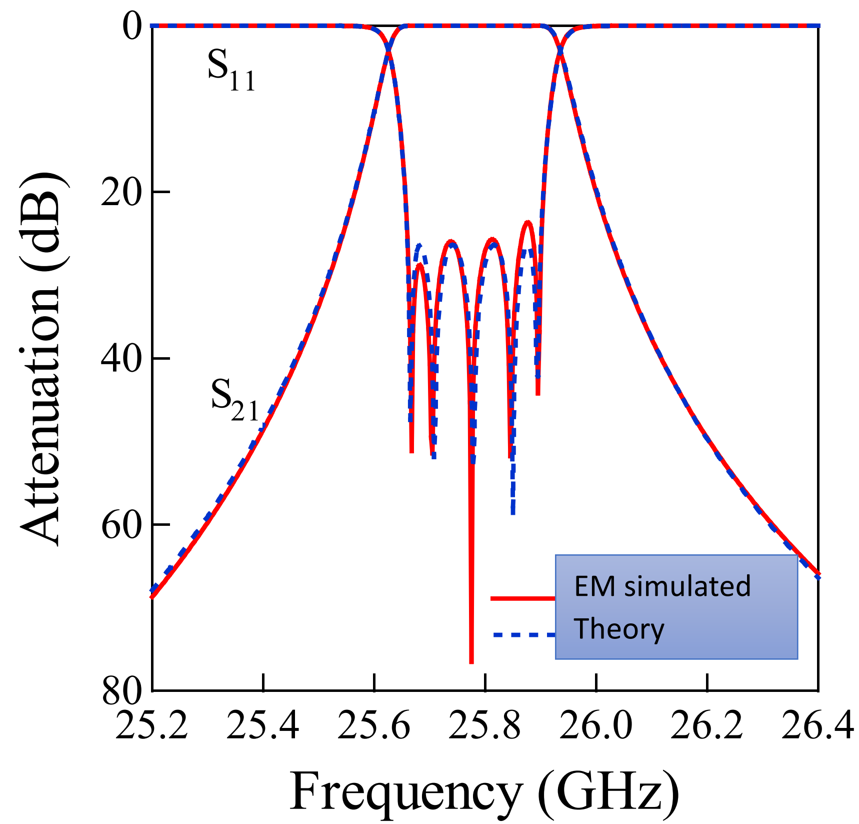
(a) 対称形アイリス結合導波管BPF



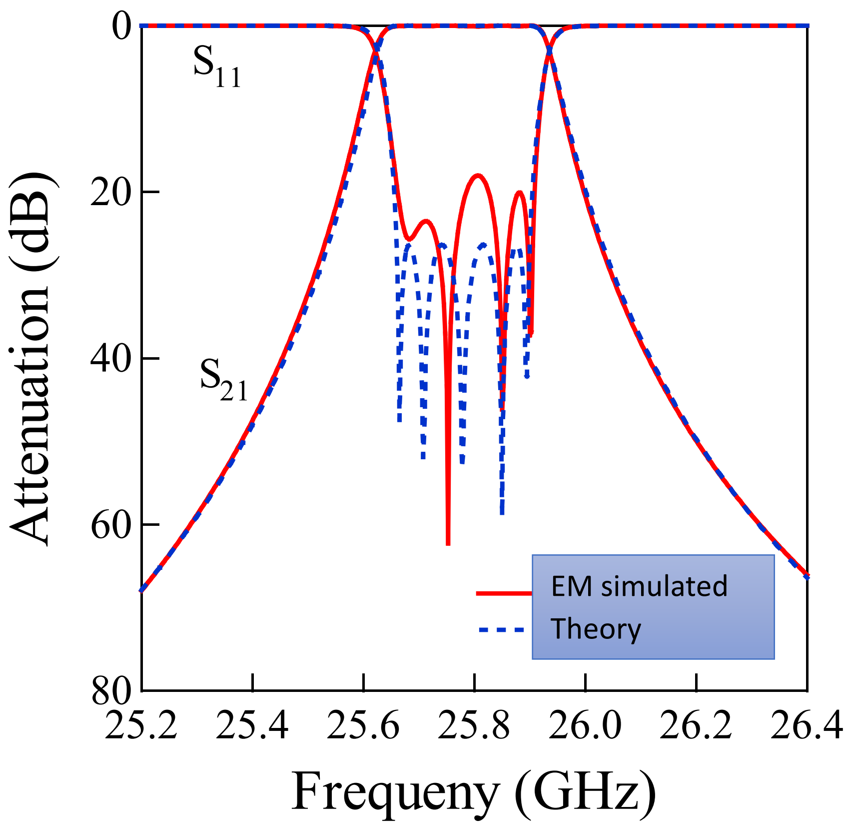
(b) 非対称形アイリス結合導波管BPF

		対称形	非対称形
スリット幅	$d_1 = d_6$ (mm)	3.8893	4.6870
	$d_2 = d_5$ (mm)	2.2669	3.2508
	$d_3 = d_4$ (mm)	2.0584	3.0377
共振器長	$L_1 = L_5$ (mm)	6.8892	7.0228
	$L_2 = L_4$ (mm)	7.4812	7.6011
	L_3 (mm)	7.5217	7.6375

アイリス結合BPFの周波数特性

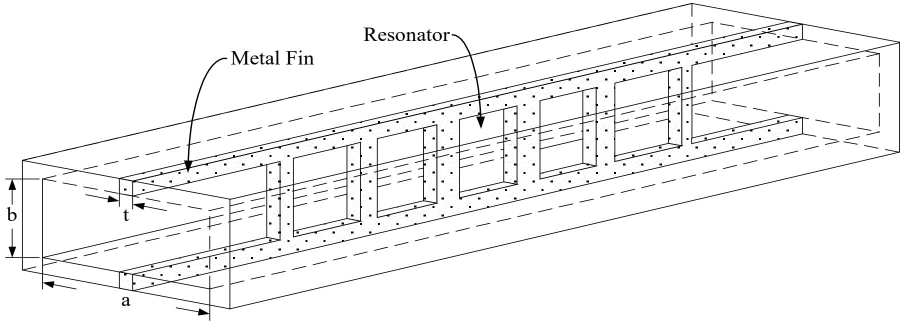


(a) 対称形アイリス結合導波管BPF

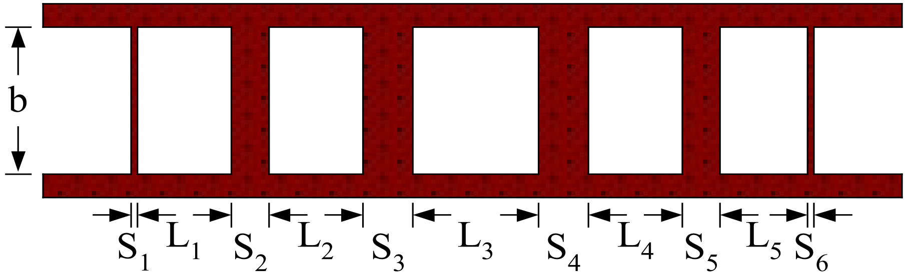


(b) 非対称形アイリス結合導波管BPF

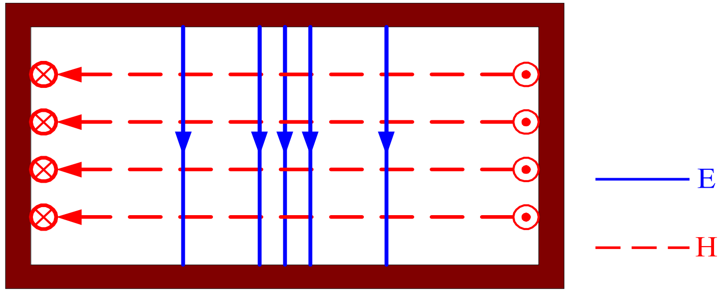
E-面導波管BPF



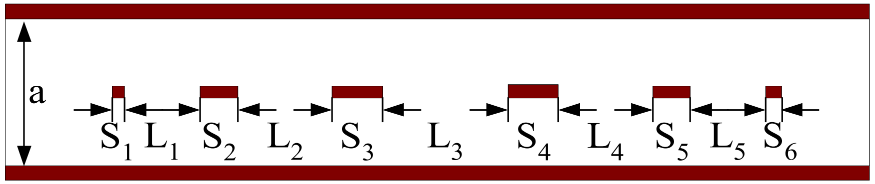
(a) 立体図



(c) Metal Fin



(b) 横断面内の電磁界分布



(d) 上面図

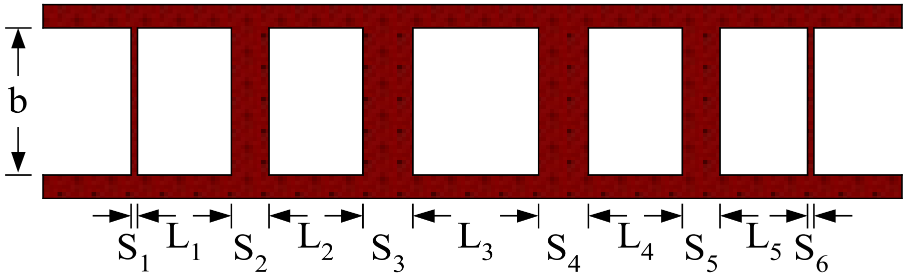
E-面導波管BPFの設計例

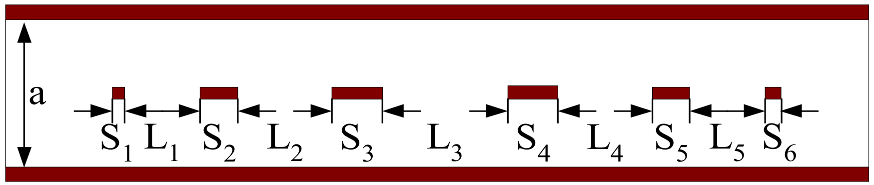
設計仕様			
f_0 (GHz)	25.78	RW (dB)	0.01
f_1 (GHz)	25.66	f_2 (GHz)	25.90
f_s (GHz)	25.18	Ls (dB)	60
Waveguide	WRJ-260	**t (mm)**	**0.045**

回路パラメータ	
n (poles)	5
$K_{01}/Z_0=K_{56}/Z_0$	0.1881
$K_{12}/Z_0=K_{45}/Z_0$	0.0269
$K_{23}/Z_0=K_{34}/Z_0$	0.0186

Waveguide WRJ-260: a=8.636mm, b=4.318mm

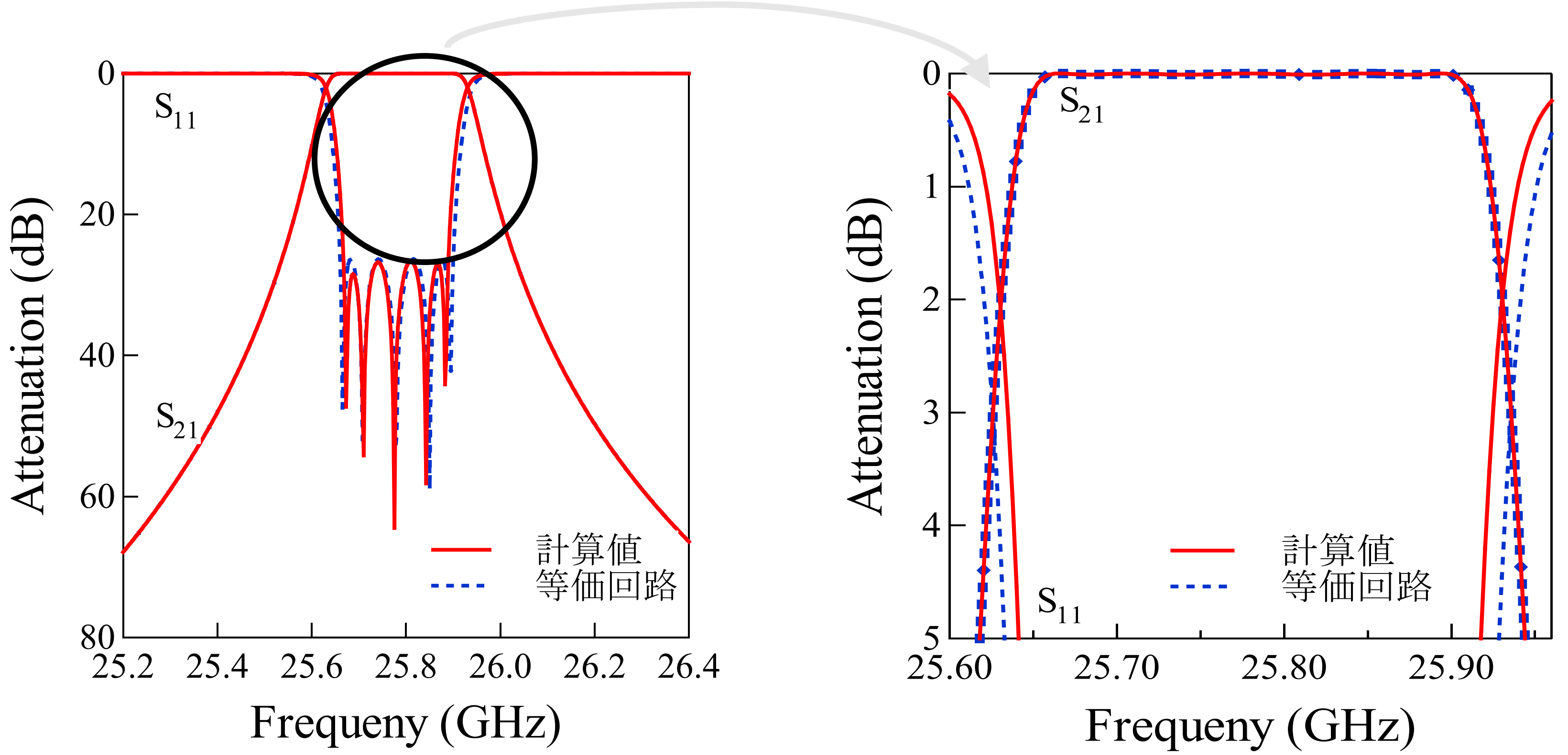
E-面導波管BPFの寸法





セプタム幅　(mm)		共振器長　(mm)	
$S_1=S_6$	1.8962	$L_1=L_5$	4.6870
$S_2=S_5$	5.7862	$L_2=L_4$	3.2508
$S_3=S_4$	6.5309	L_3	3.0377

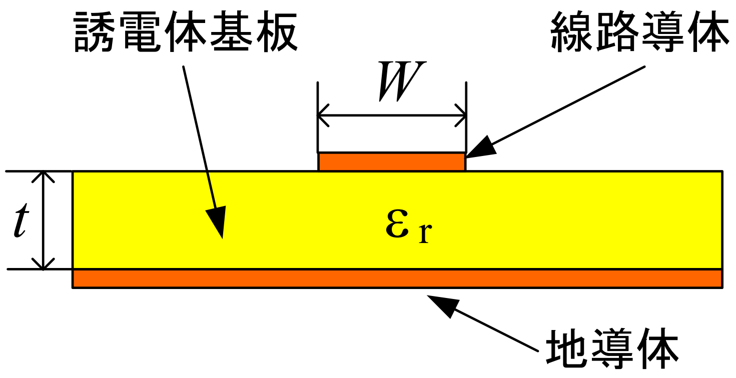
E-面導波管BPFの周波数特性



平面BPF

- ■マイクロストリップ線路と共振器
- ■コプレーナ導波路(CPW)と共振器
- ■直列共振と並列共振
- ■共振器の無負荷Qと外部Q
- ■共振器間の結合係数
- ■マイクロストリップBPF
- ■コプレーナ導波路BPF

マイクロストリップ線路



$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \quad c \text{ は真空光速}$$

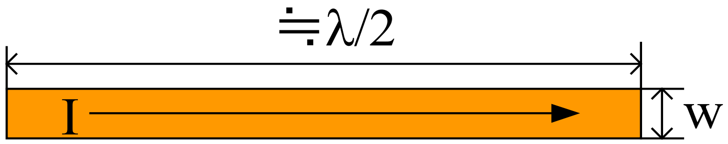
実効比誘電率 $\varepsilon_{eff} \quad (1 < \varepsilon_{eff} < \varepsilon_r)$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12t/W}}$$

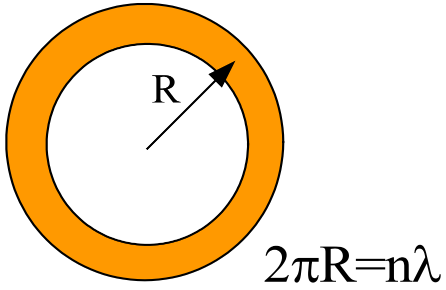
特性インピーダンス

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln\left(\dfrac{8t}{W} + \dfrac{W}{4t}\right) & \textbf{for } \dfrac{W}{t} \le 1 \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}\left[W/t + 1.393 + 0.667\ln(W/t + 1.444)\right]} & \textbf{for } \dfrac{W}{t} \ge 1 \end{cases}$$

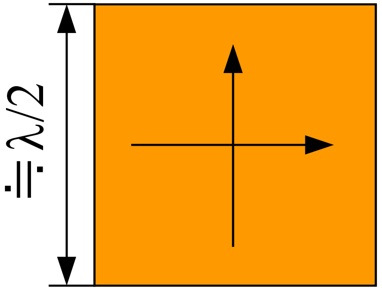
マイクロストリップ共振器



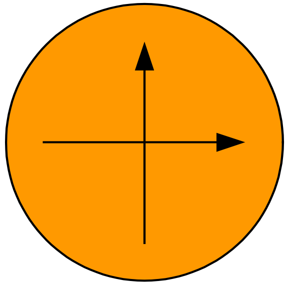
(a)
Half-wavelength



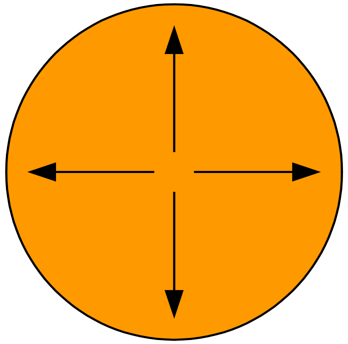
(b)
Ring



(c)
Dual mode square

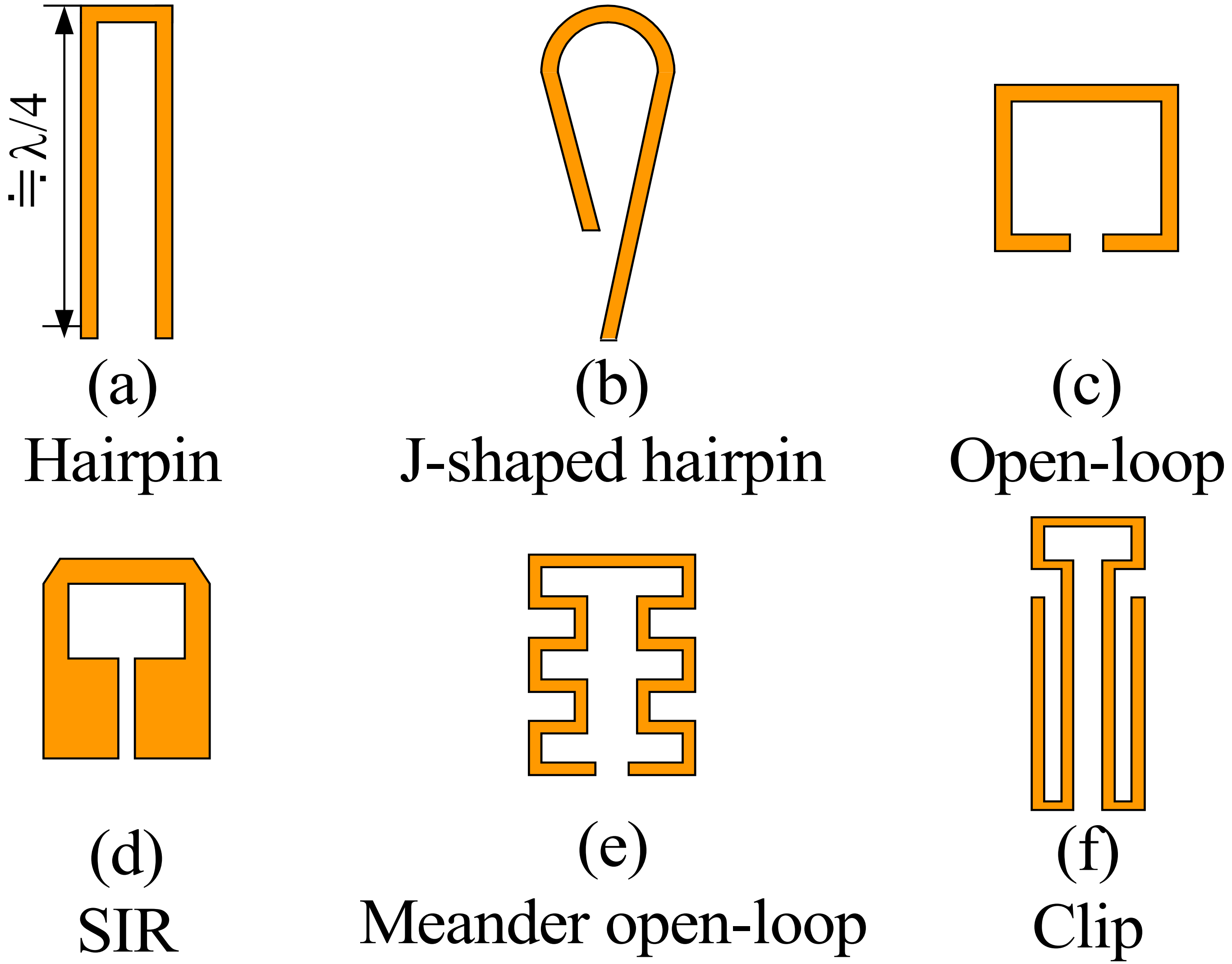


(d)
TM_{110} dual mode circular

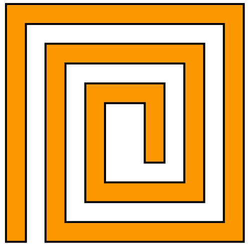


(e)
TM_{010} mode circular

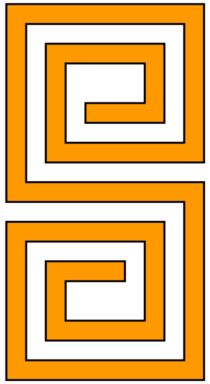
折り曲げた小形半波長共振器



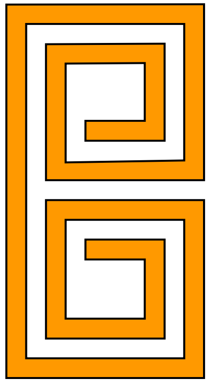
超小形スパイラル共振器



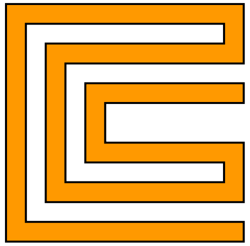
(a)
Spiral



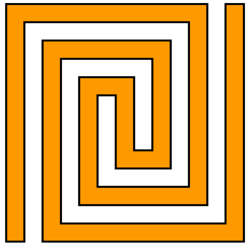
(b)
S-type spiral



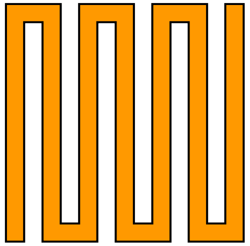
(c)
B-type spiral



(d)
C-type spiral



(e)
Rewound spiral



(f)
Meander line

擬似集中定数型共振器

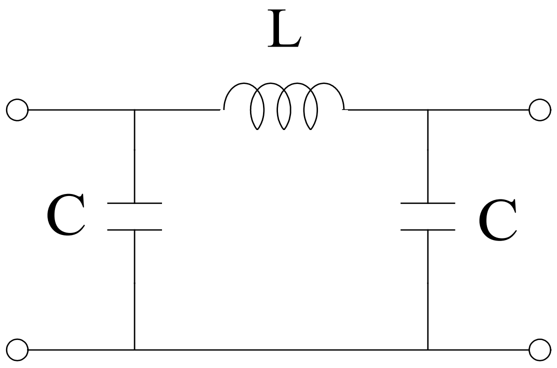
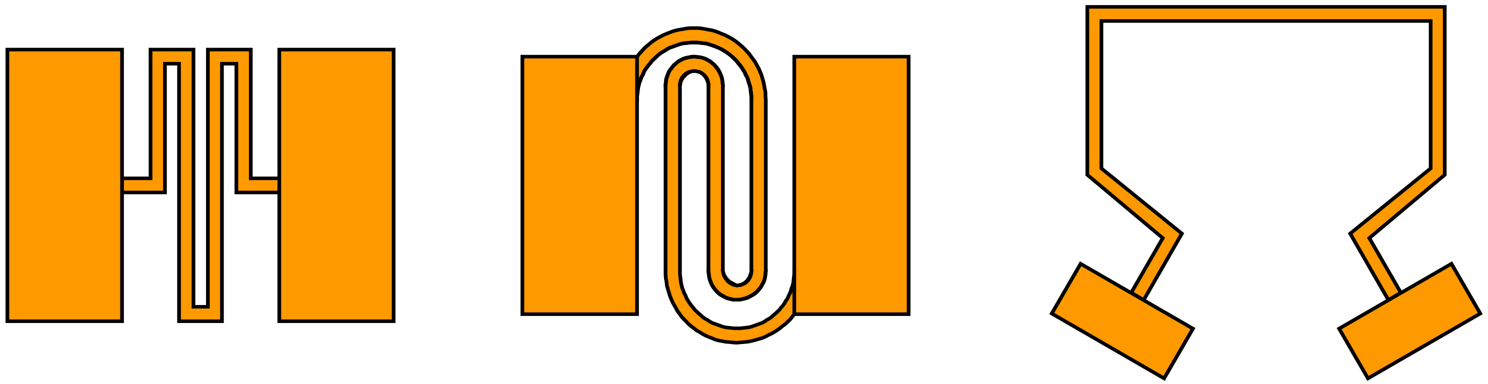
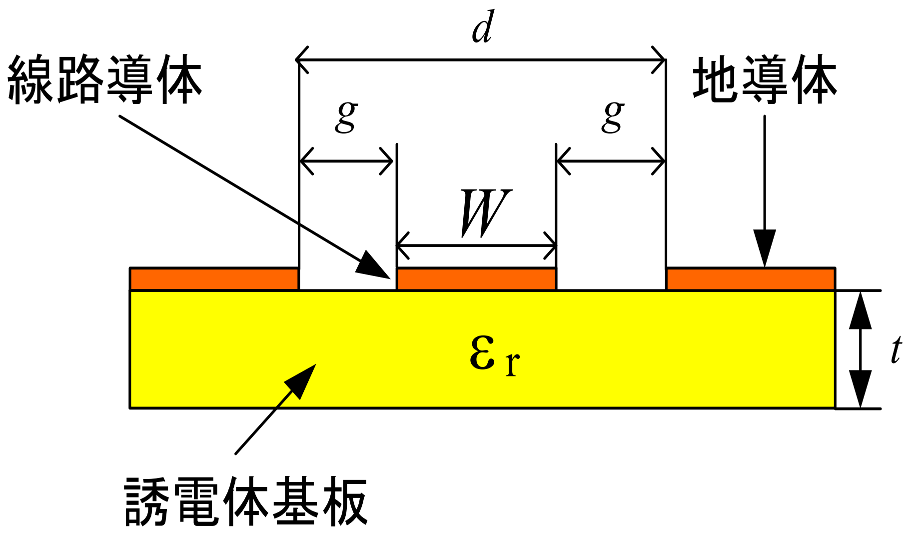


図　等価回路



(a) Meander　　(b) Spiral meander　　(c) Polygon

コプレーナ導波路(CPW)

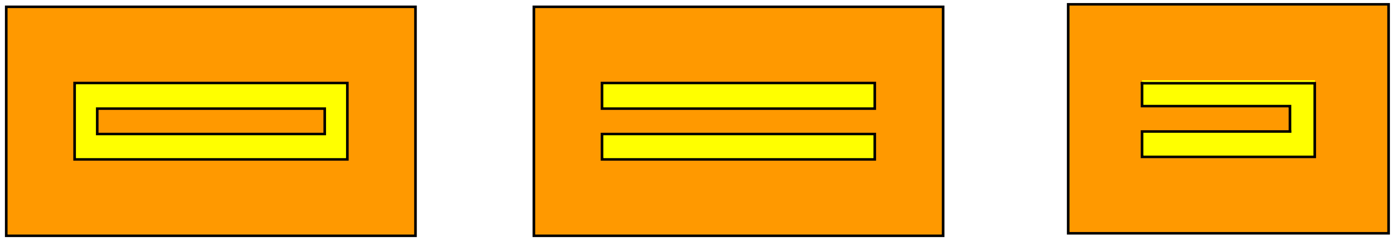


実効比誘電率:
$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \bullet \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')}$$

特性インピーダンス:
$$Z_{0eff} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)}$$

ただし、第1種完全楕円積分: K, $\quad k = \frac{W}{d}, \quad k' = \sqrt{1-k^2}, \quad k_1 = \frac{\sinh(\pi W / 4t)}{\sinh(\pi d / 4t)}$

コプレーナ(CPW)共振器

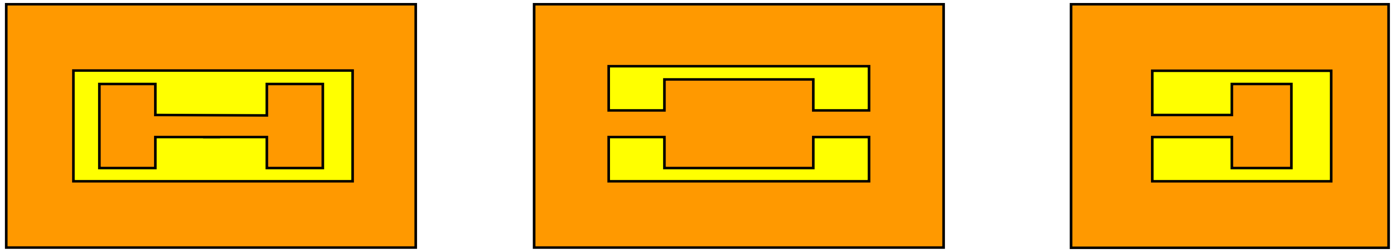


(a) Half-wavelength (open ends)

(b) Half-wavelength (short ends)

(c) Quarter-wavelength

図　CPW形共振器の構造



(a) Half-wavelength (open ends)

(b) Half-wavelength (short ends)

(c) Quarter-wavelength

図　CPW形ステップインピーダンス共振器の構造

直列共振回路(1/2)

$$Z_{\text{in}} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} = R + j\omega_0 L\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

$$\omega_0^2 = 1/(LC)$$

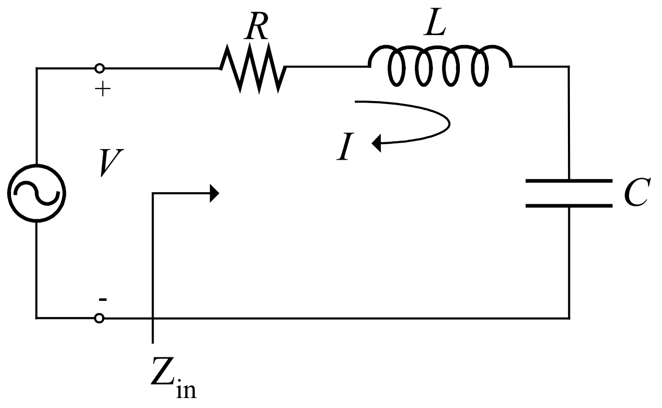
$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{\text{in}}|I|^2 = \frac{1}{2}Z_{\text{in}}\left|\frac{V}{Z_{\text{in}}}\right|^2$$

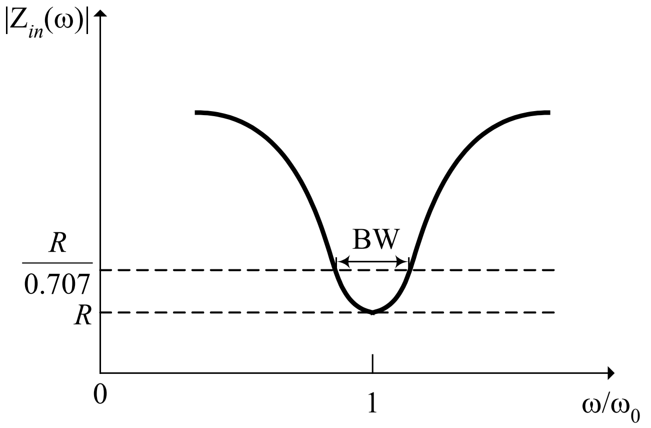
$$= \frac{1}{2}|I|^2\left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right)$$

$$P_{\text{loss}} = \frac{1}{2}|I|^2 R$$

$$W_m = \frac{1}{4}|I|^2 L,\ W_e = \frac{1}{4}|V_c|^2 C = \frac{1}{4}|I|^2\frac{1}{\omega^2 C}$$

$$P_{\text{in}} = P_{\text{loss}} + 2j\omega\left(W_m - W_e\right)$$





直列共振回路(2/2)

$$Z_{\text{in}} = \frac{2P_{\text{in}}}{|I|^2} = \frac{P_{\text{loss}} + 2j\omega\left(W_m - W_e\right)}{|I|^2/2}$$

At resonance, $W_e = W_m$, $\omega = \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$, and

$$Z_{\text{in}}\Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{P_{\text{loss}}}{|I|^2/2} = R$$

$$Q = \omega_0 \frac{\left(\text{average energy stored}\right)}{\left(\text{energy loss/second}\right)} = \omega_0 \frac{W_m + W_e}{P_{loss}}$$

$$= \omega_0 \frac{2W_m}{P_{\text{loss}}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

$$Z_{\text{in}} \approx R + j2L\Delta\omega \approx R + j\frac{2RQ\Delta\omega}{\omega_0}$$

並列共振回路(1/2)

$$Z_{\text{in}} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1}$$

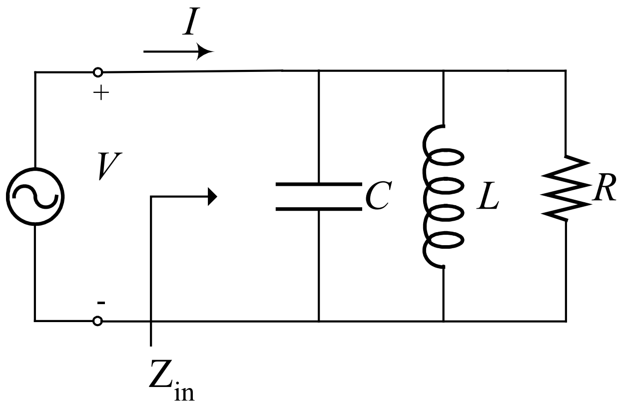
$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{\text{in}} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{\text{in}}^*}$$

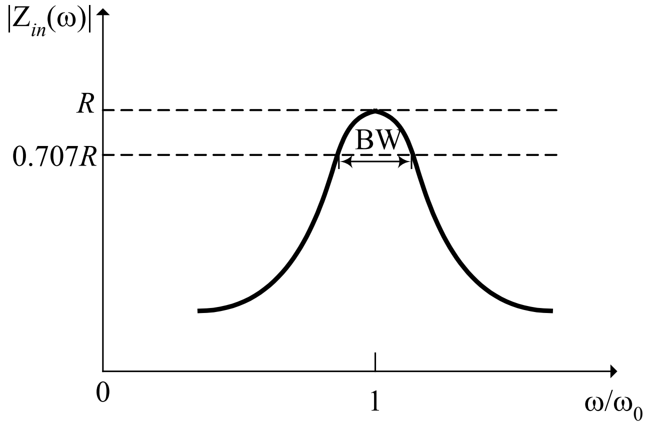
$$= \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{j}{\omega L} - j\omega C \right)$$

$$P_{\text{loss}} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R}$$

$$W_e = \frac{1}{4} |V|^2 C, \; W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L}$$

$$P_{\text{in}} = P_{\text{loss}} + 2j\omega \left(W_m - W_e \right)$$





並列共振回路(2/2)

$$Z_{\text{in}} = \frac{2P_{\text{in}}}{|I|^2} = \frac{P_{\text{loss}} + 2j\omega\left(W_m - W_e\right)}{|I|^2/2}$$

At resonance, $W_e = W_m$, $\omega = \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$, and $Z_{\text{in}}\Big|_{\omega=\omega_0} = \dfrac{P_{\text{loss}}}{|I|^2/2} = R$

$$Q = \omega_0 \frac{W_e + W_m}{P_{\text{loss}}} = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{\text{loss}}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC$$

$$Z_{\text{in}} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C\right)^{-1} \approx \left(\frac{1}{R} + \frac{1-\Delta\omega/\omega_0}{j\omega_0 L} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C\right)^{-1}$$

$$\approx \left(\frac{1}{R} + \frac{\Delta\omega}{j\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C\right)^{-1} \approx \left(\frac{1}{R} + 2j\Delta\omega C\right)^{-1}$$

$$\approx \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC} \approx \frac{R}{1 + 2jQ\Delta\omega/\omega_0}$$

共振器のQ値 (Quality factor)

$$Q = \omega_0 \frac{\text{average energy stored}}{\text{energy loss/second}} = \omega_0 \frac{W_m + W_e}{P_l} = \omega_0 \frac{W}{P_c + P_d}$$

W：蓄積エネルギー（average energy stored）

W_m：蓄積磁気エネルギー（average magnetic energy stored）

W_e：蓄積電気エネルギー（average electric energy stored）

P_l：1秒間に失われるエネルギー（energy loss/second）

P_c：1秒間における導体損失（conductor loss /second）

P_d：1秒間における誘電体損失（dielectric loss /second）

$$\frac{1}{Q} = \frac{P_c + P_d}{\omega_0 W} = \frac{P_c}{\omega_0 W} + \frac{P_d}{\omega_0 W} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}$$

無負荷 Q_u と外部 Q_e

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P_u + P_e}$$

W： **average energy stored**

P_u： 無負荷の場合の損失

（**unloaded resonator loss /second**）

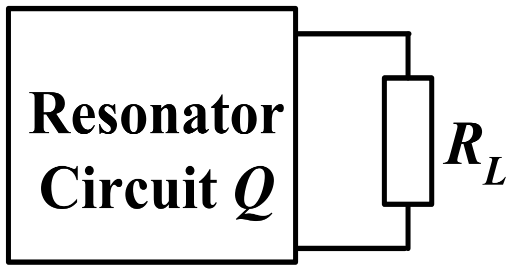
P_e： 外部負荷による損失

（**external load loss /second**）

$$\frac{1}{Q} = \frac{P_u + P_e}{\omega_0 W} = \frac{P_u}{\omega_0 W} + \frac{P_e}{\omega_0 W} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e}$$

Q_u： 無負荷**Q**（**unloaded** Q**-factor**）

Q_e： 外部**Q**（**external** Q**-factor**）



外部負荷 R_Lと接続
している共振回路

外部Qeの変化と周波数応答の関係

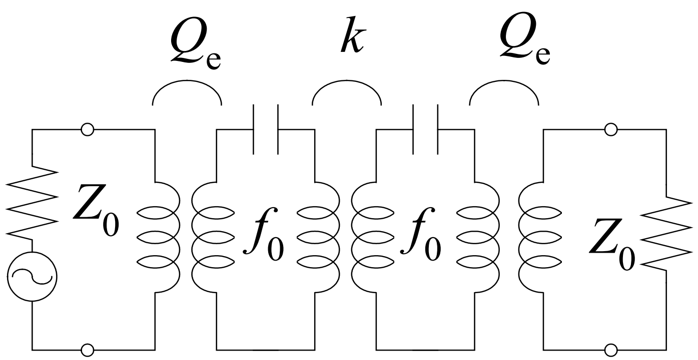
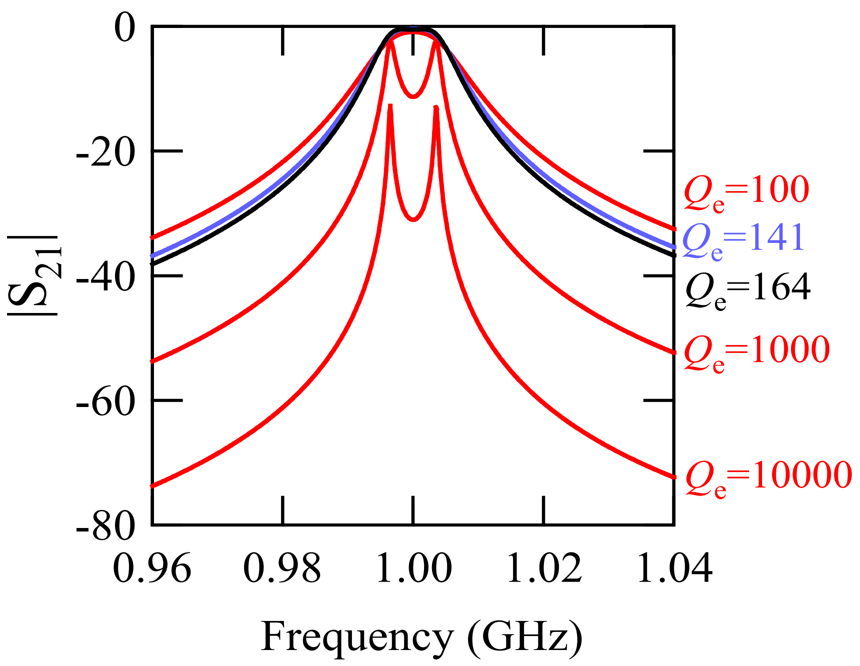


図　2段BPFの等価回路

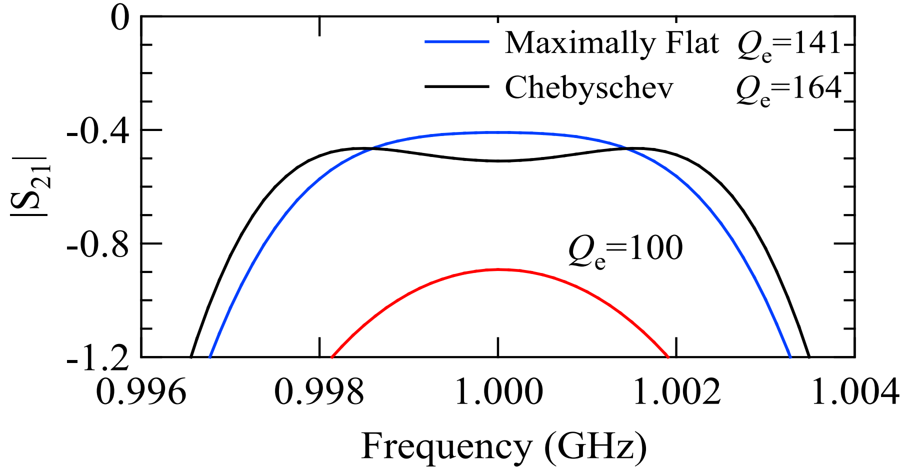


中心周波数 : f_0=1.0 GHz

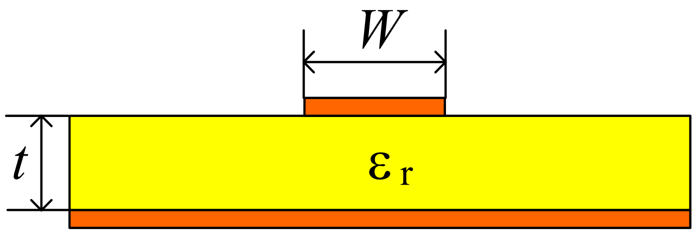
3dB帯域幅　: Δf=10MHz

共振器間結合係数 : k=7.08 ×10^{-3}

共振器の無負荷Q　: Q_u=3000



共振器の設計(1/2)



$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}},\quad c\ \text{は真空光速}$$

・基板: $LaAlO_3$ (ε_r=23.87, t=0.5mm)
・ Z_0=50 Ω 線路　W=0.17mm

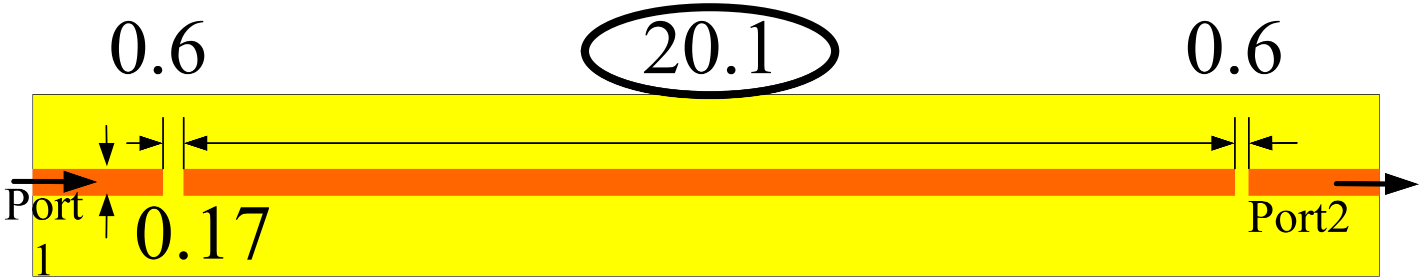
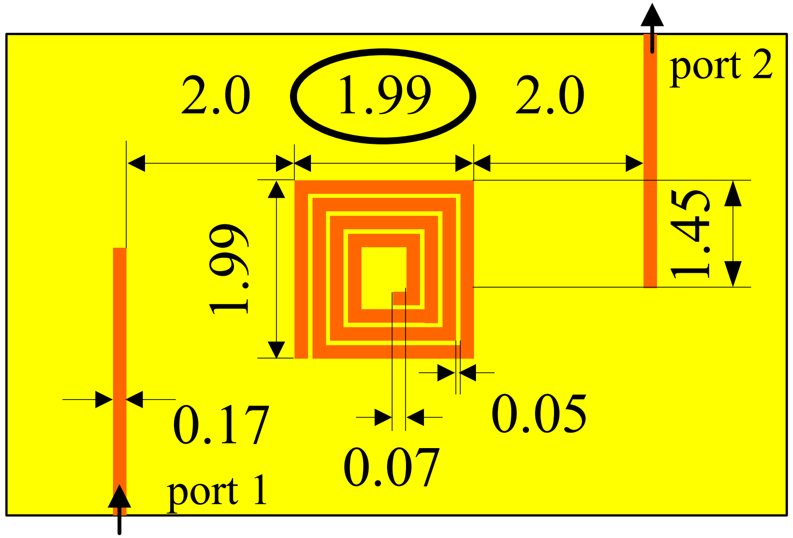


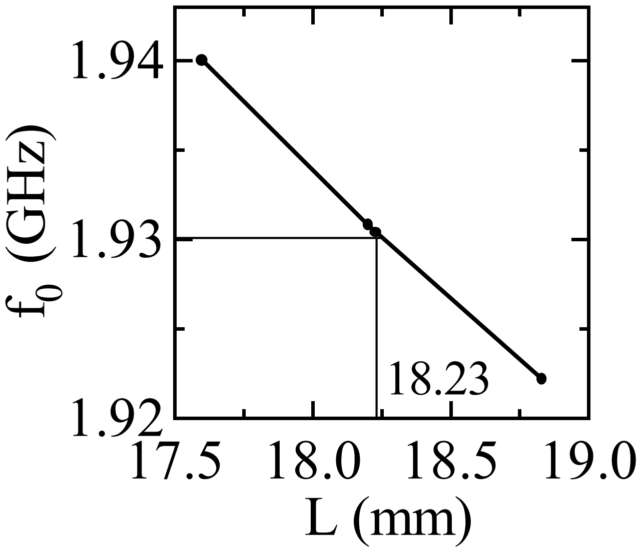
図　両端開放半波長共振器(f_0=1.93GHz).

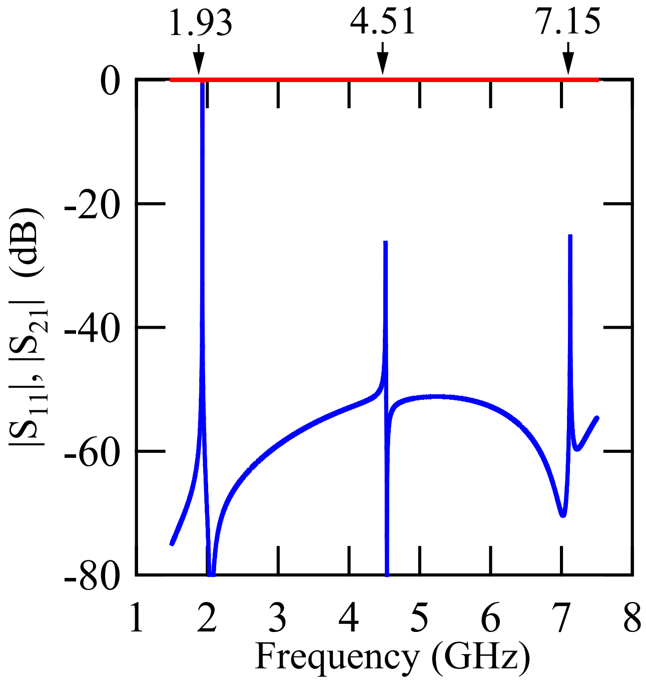
給電線と**疎結合状態**で共振周波数を計算する

共振器の設計(2/2)

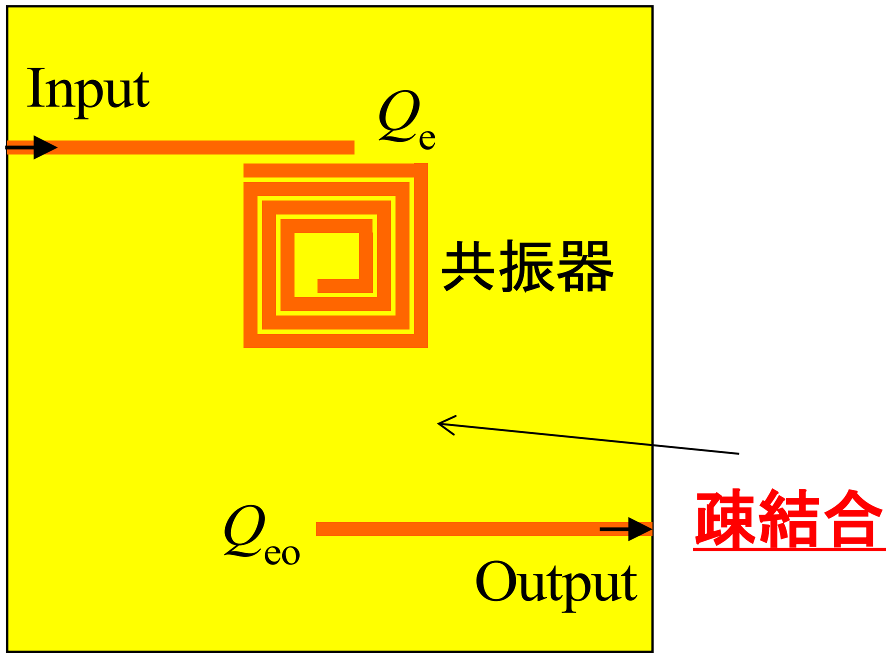


・基板: $LaAlO_3$ (ε_r=23.87, t=0.5mm)
・Z_0=50 Ω 線路　W=0.17mm





外部Q_eの計算法



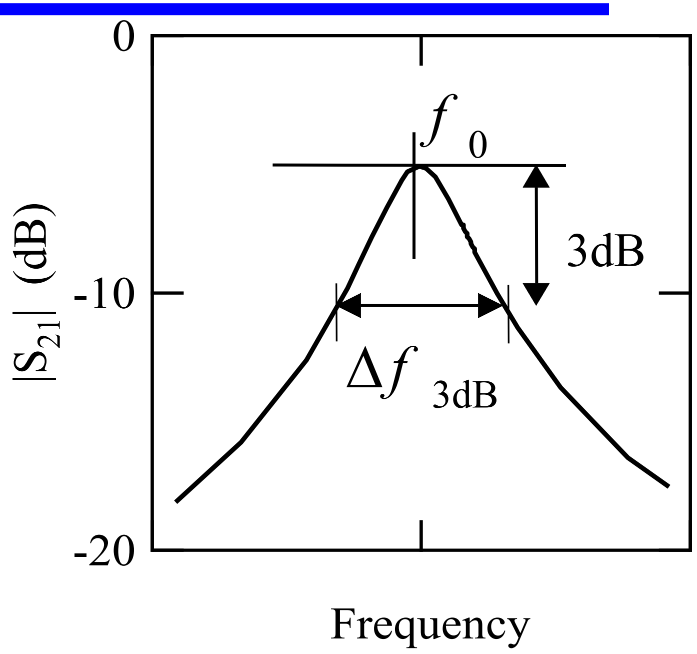


図 周波数応答

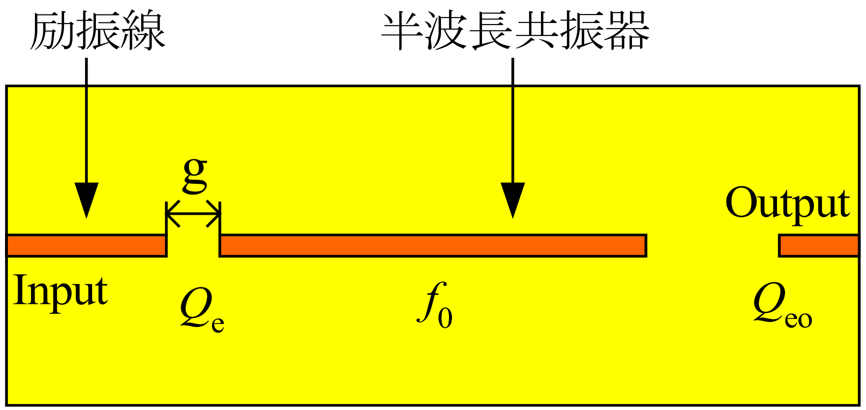
$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_{eo}}$$

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f}$$

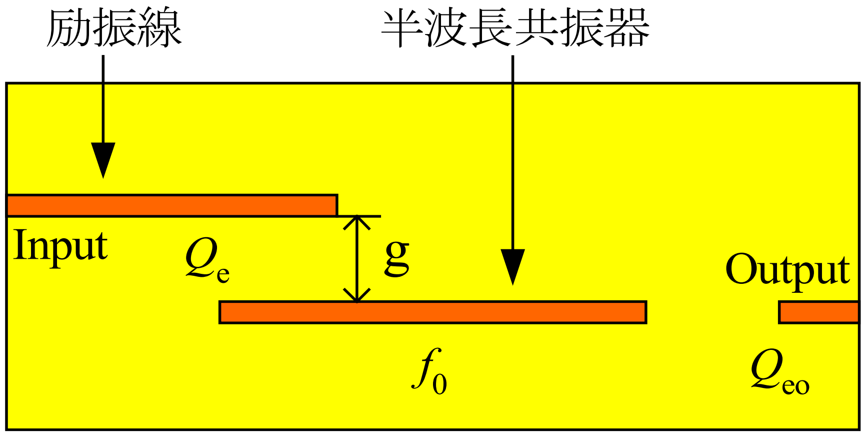
$$\boxed{Q_L = Q_e = \frac{f_0}{\Delta f}}$$

Q_L : 負荷Q
Q_u : 無負荷Q
Q_e : 外部Q
Q_{eo} : 出力側の外部Q
Δf : 3dB帯域幅

外部Q_eの計算例



(a) 縁端電気結合：　弱い



(b) パラレル磁気結合：　強い

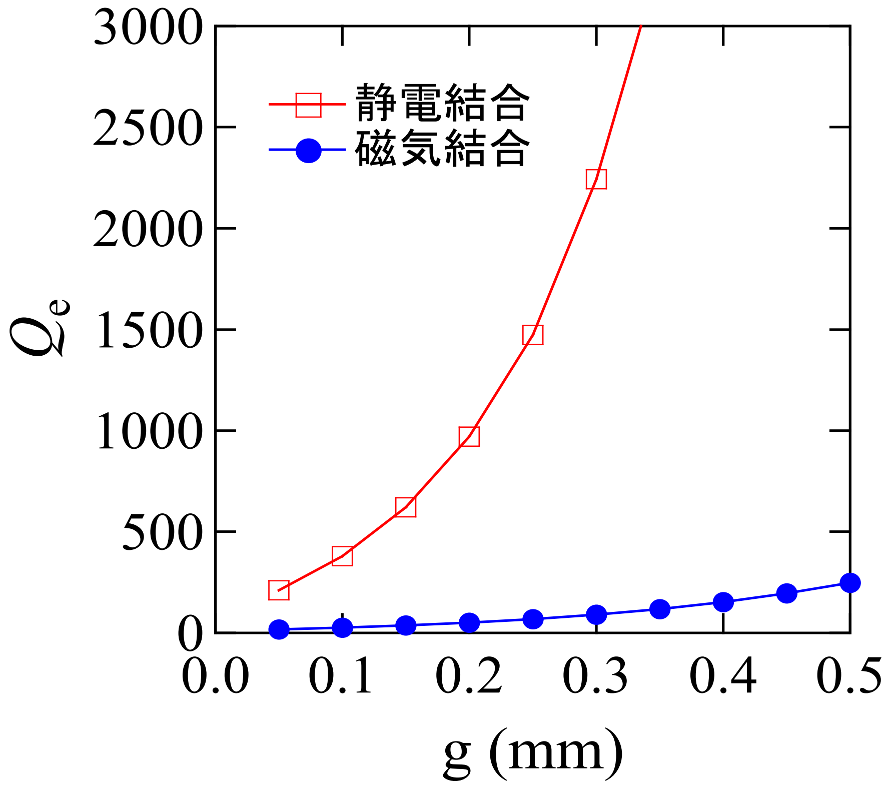


図　g に対するQ_eの関係

共振器間結合係数kの計算法

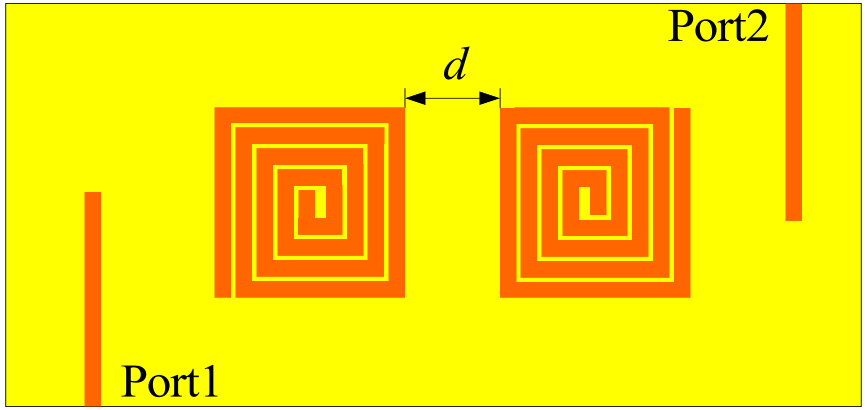


図 結合共振器

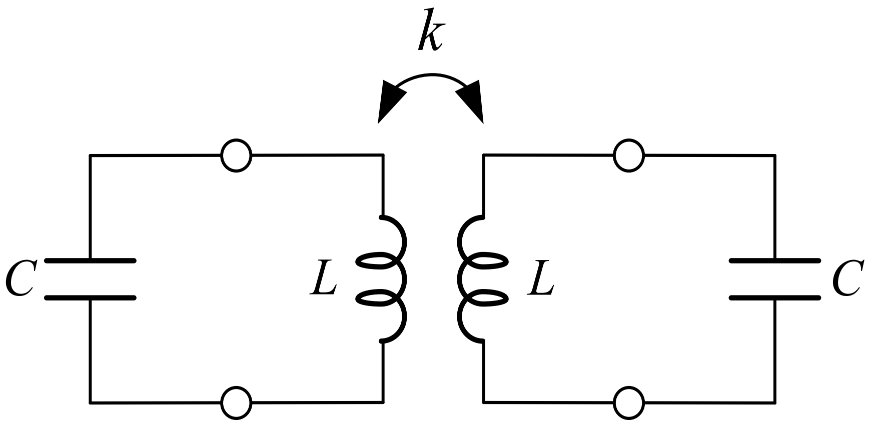
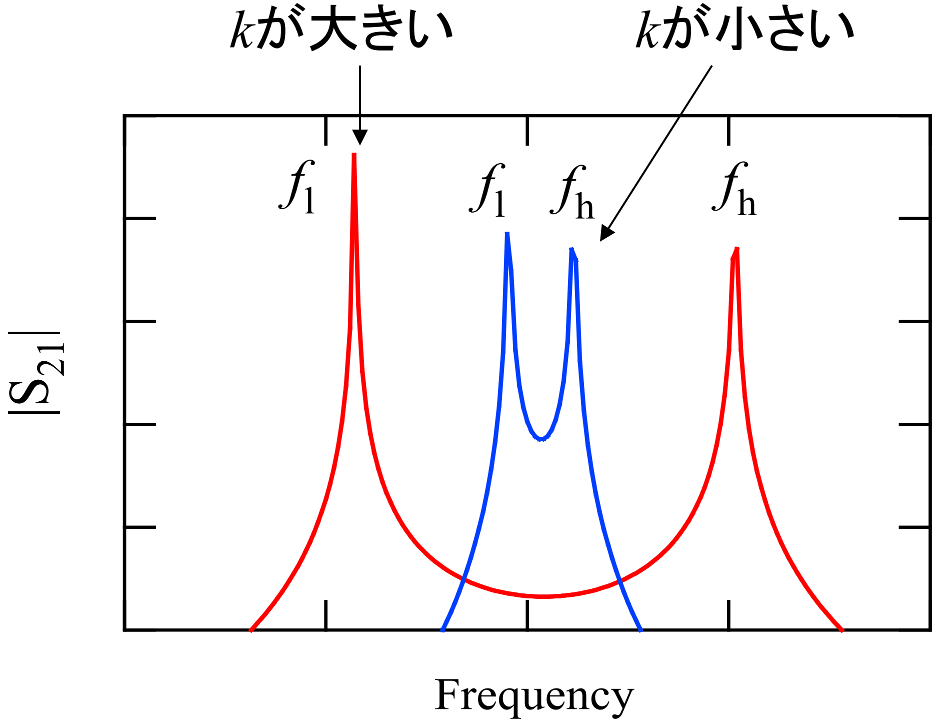


図 等価回路



2つの共振周波数f_l, f_hより

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} > 0$$

共振器間結合係数 k の計算例

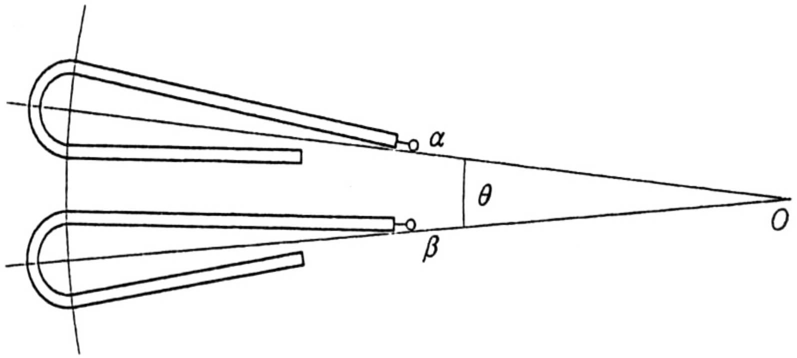


図　結合構造*

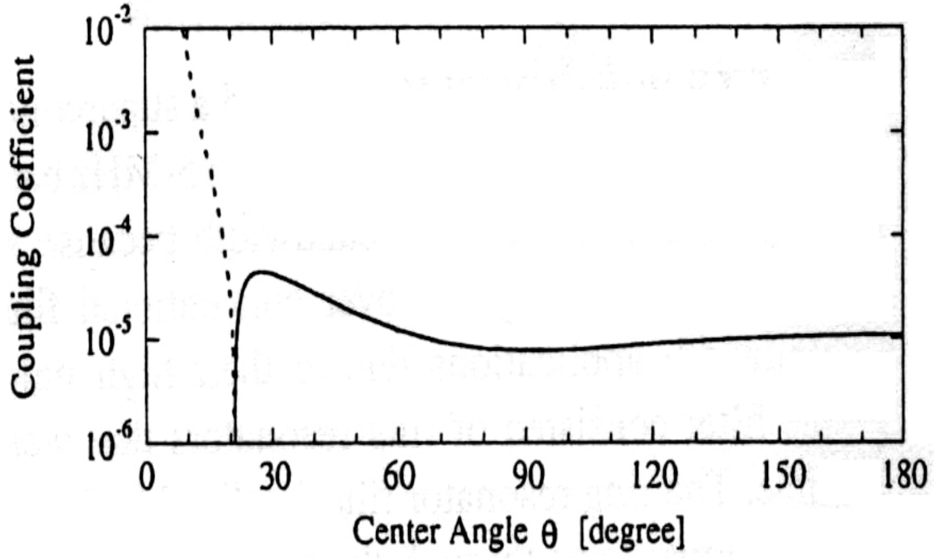


図　結合特性

*G. Tsuzuki, M. Suzuki and N. Sakakibara, “Superconducting filter for IMT-2000 band,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.48, No.12, pp.2519-2525, Dec.2000.

平面BPFの設計例

■小型平面BPF

- ➢マイクロストリップ線路BPF
- ➢コプレーナ導波路（CPW）BPF

マイクロストリップ半波長共振器

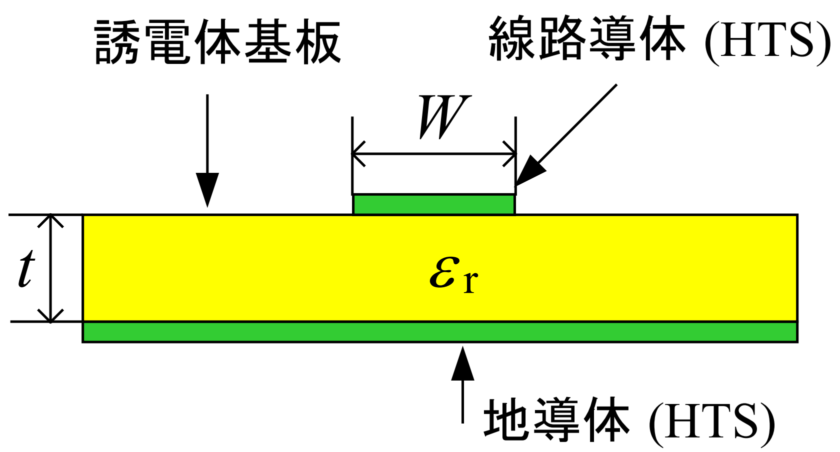


図　マイクロストリップ線路

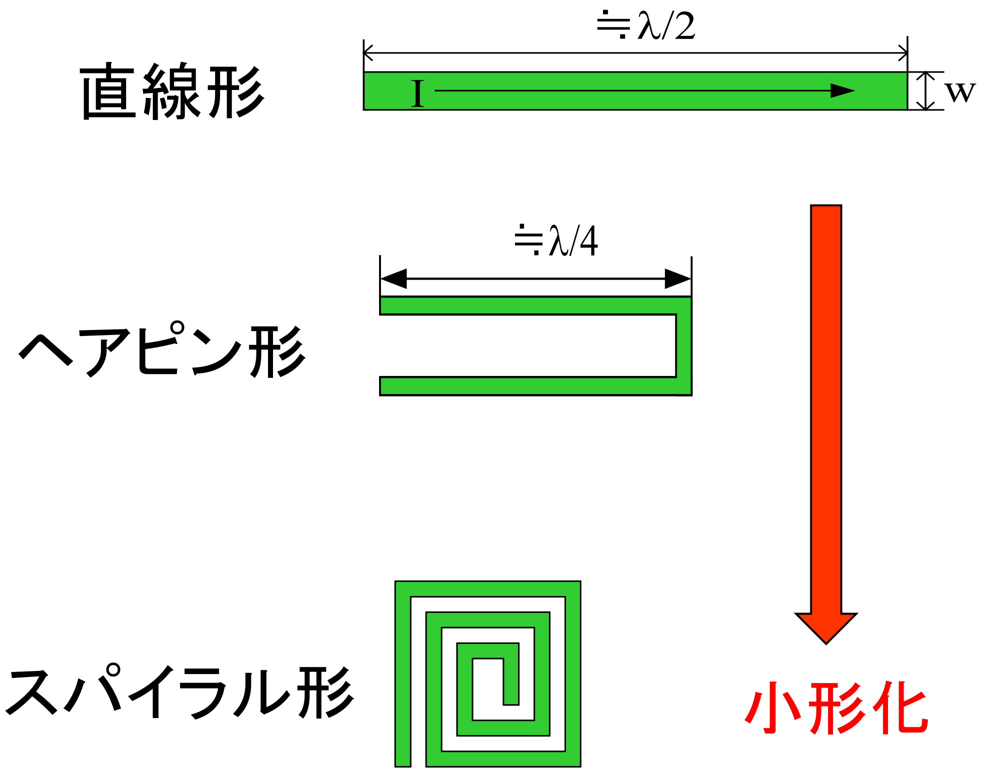


図　共振器の小形化

チェビシェフ特性4段BPFの設計

仕様		回路パラメータ	
f_0	1.93GHz	$Q_{e1}= Q_{e2}$	336
Δf	4.1MHz (0.21%)	$k_{12}=k_{34}$	2.30×10^{-3}
RW	0.01dB	k_{23}	1.69×10^{-3}

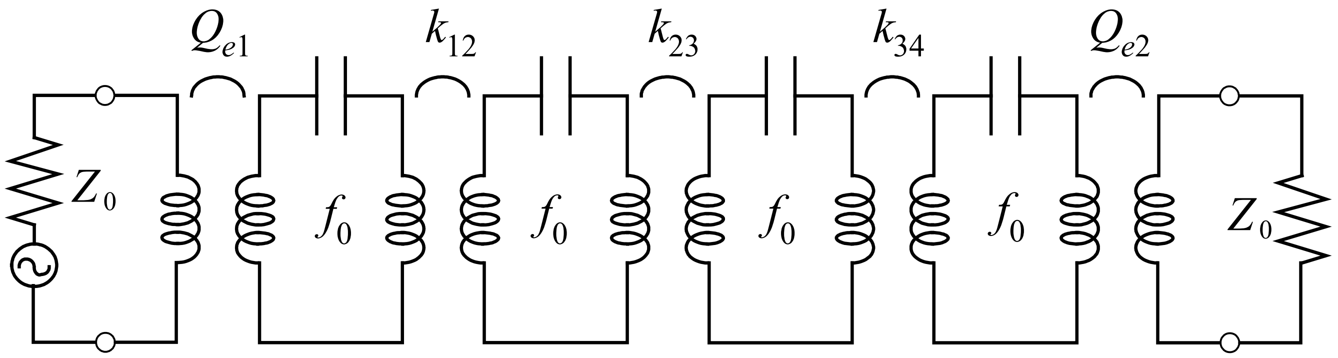
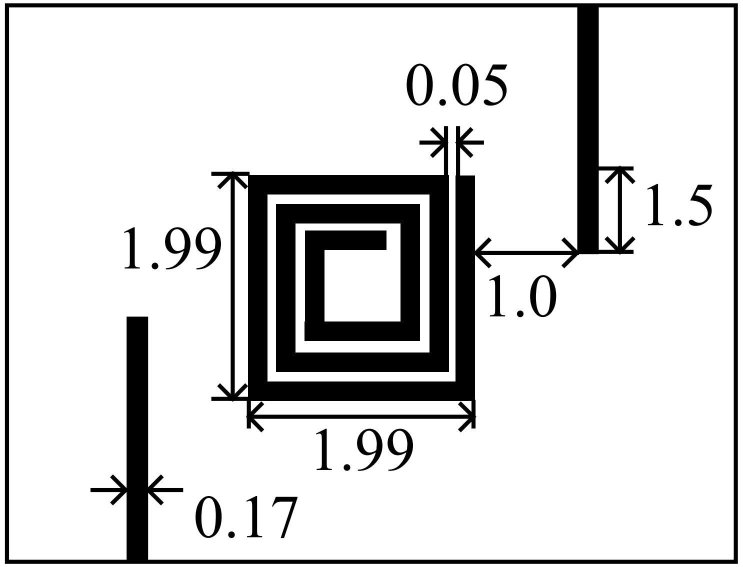


図　共振器直結形4段BPFの等価回路

スパイラル共振器の設計



基板：$LaAlO_3$ (ε_r=23.87@70K, t=0.5mm)

線路幅： W=0.17mm

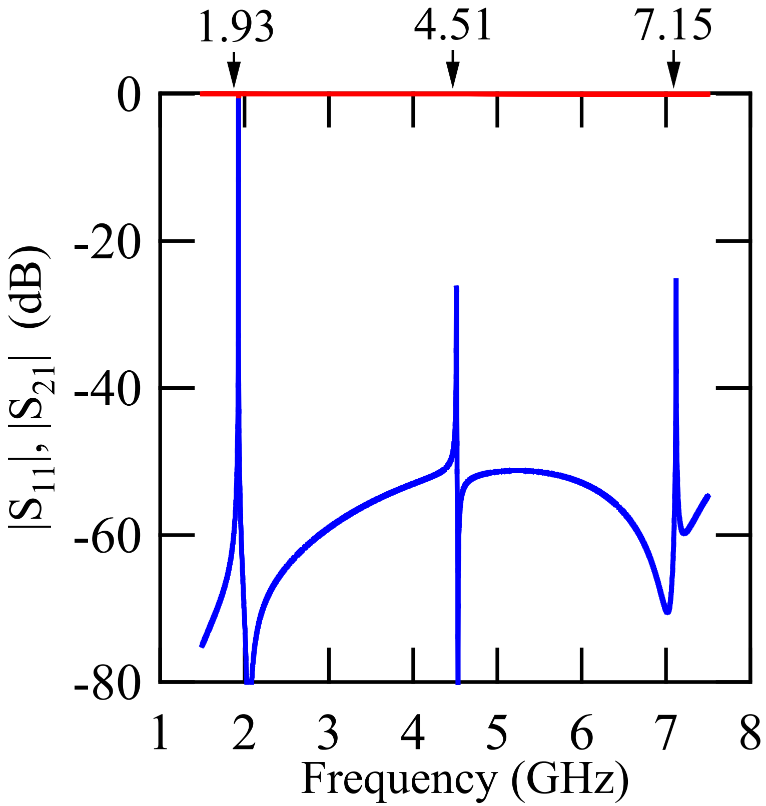
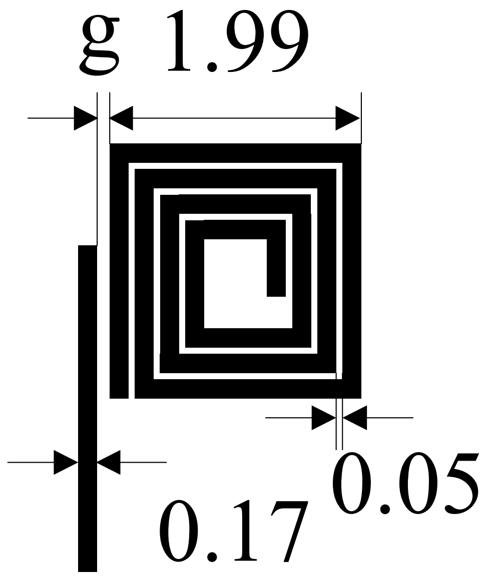


図　周波数特性

外部Q_eの計算



共振器給電構造

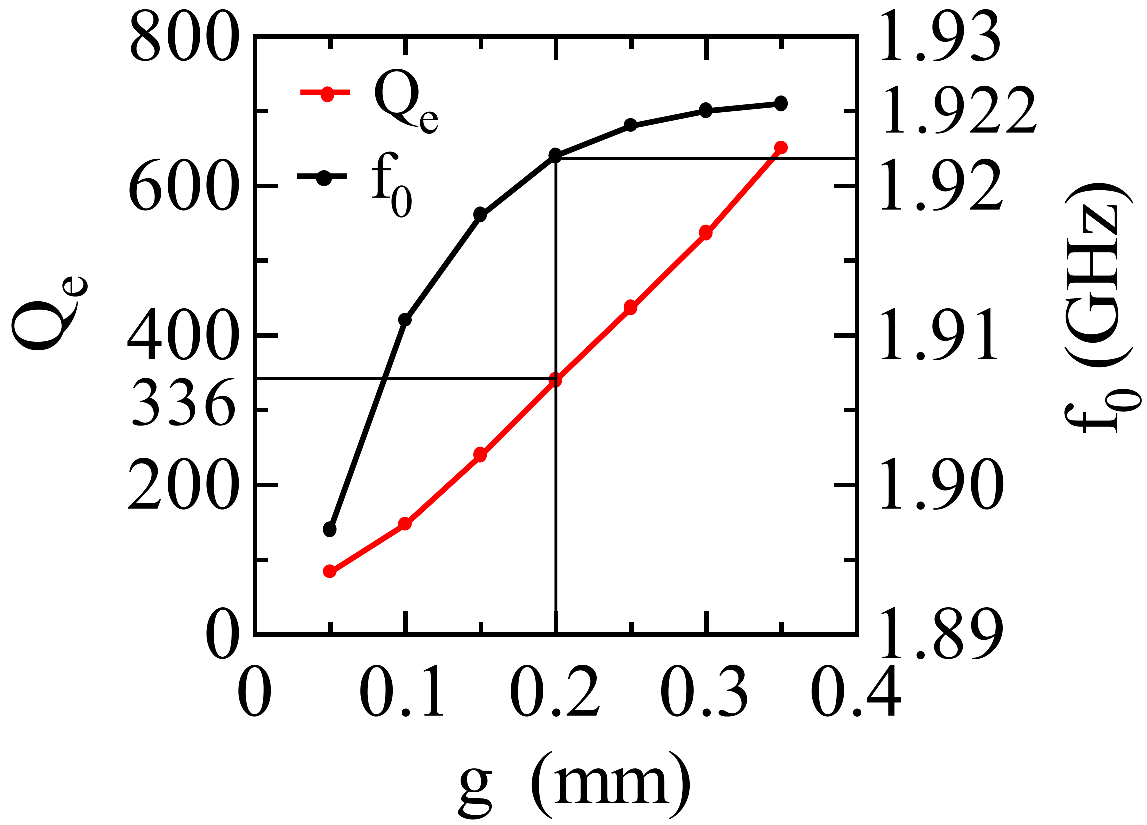


図 gに対するQ_eの変化

共振器間結合係数 k_{12} の計算

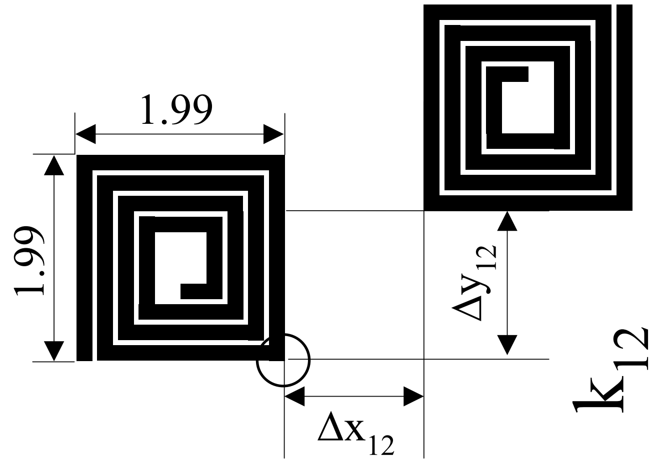
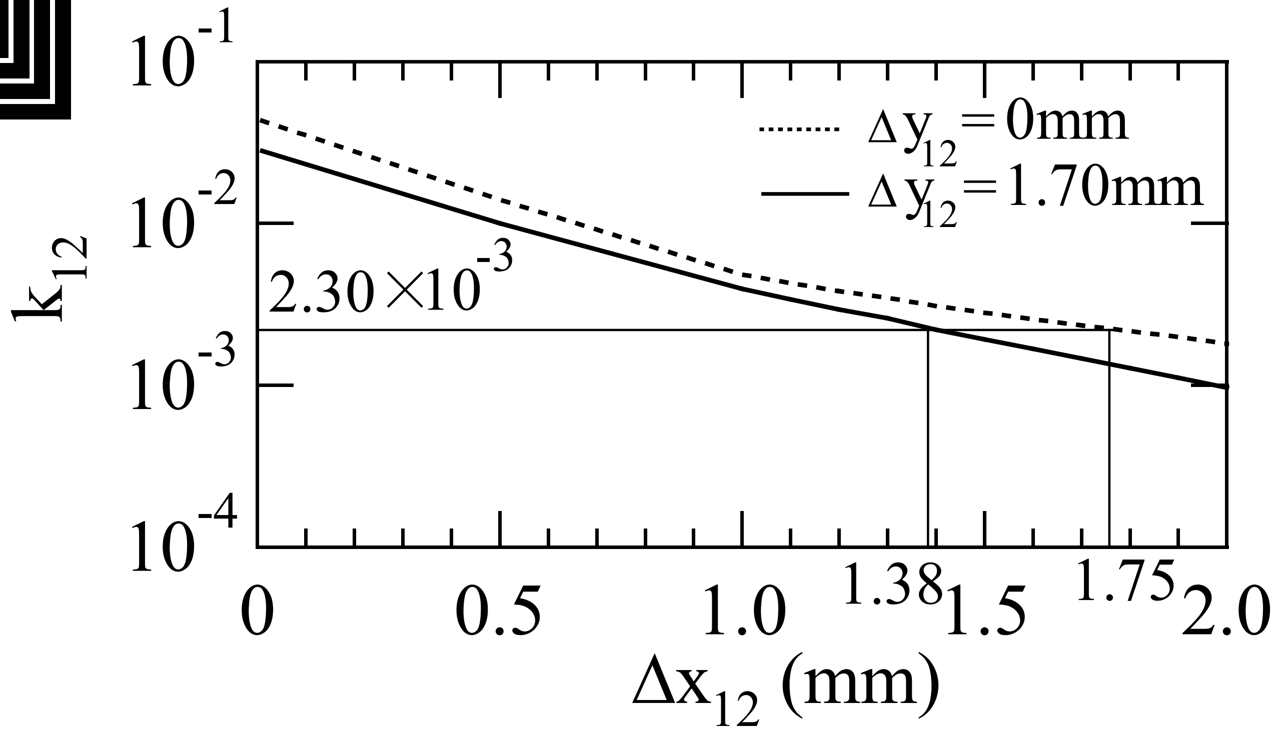


図 結合構造



結合係数 k_{12} の変化

共振器間結合係数 k_{23}の計算

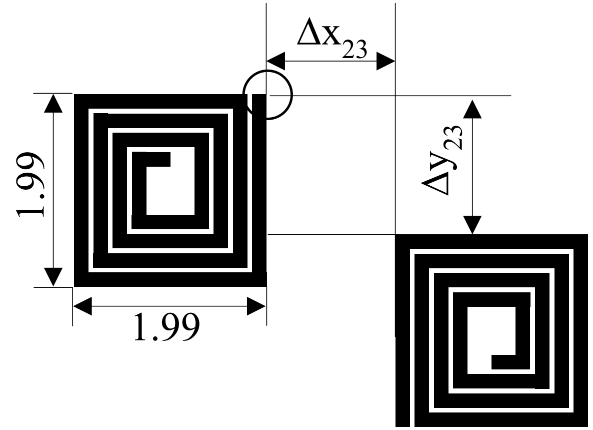
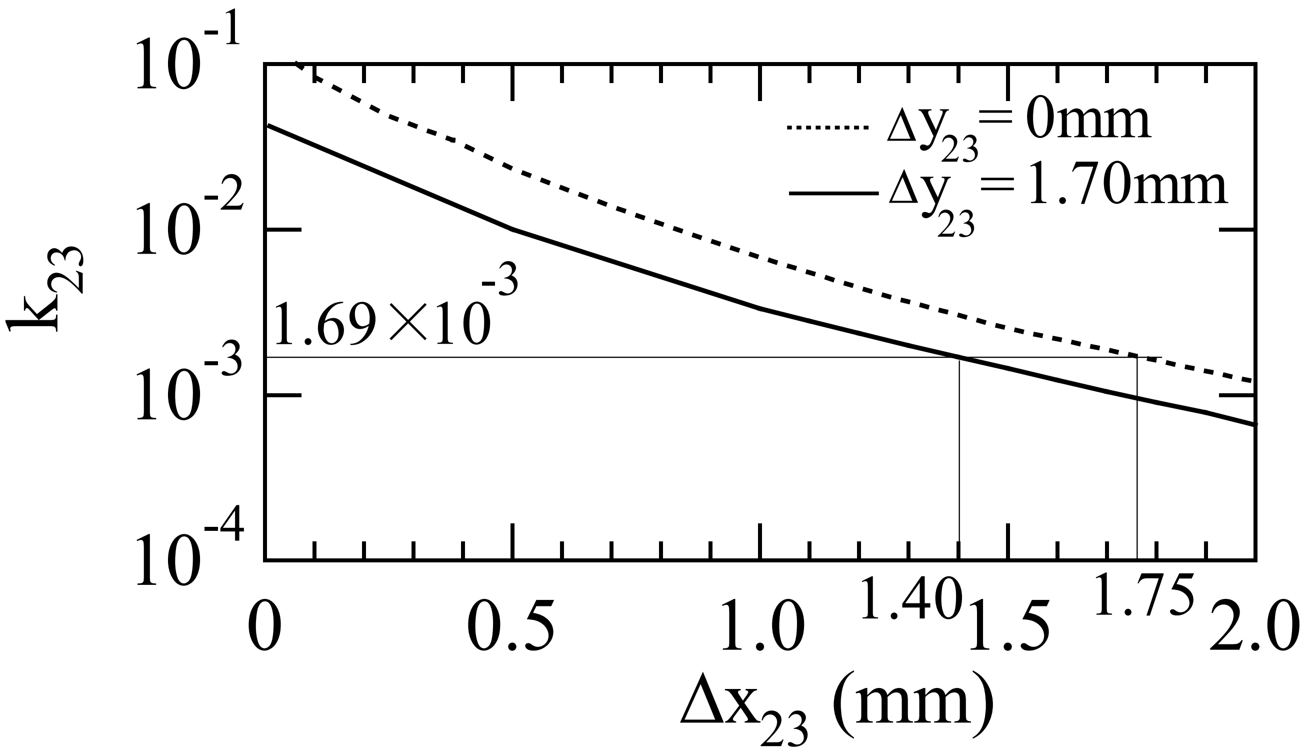


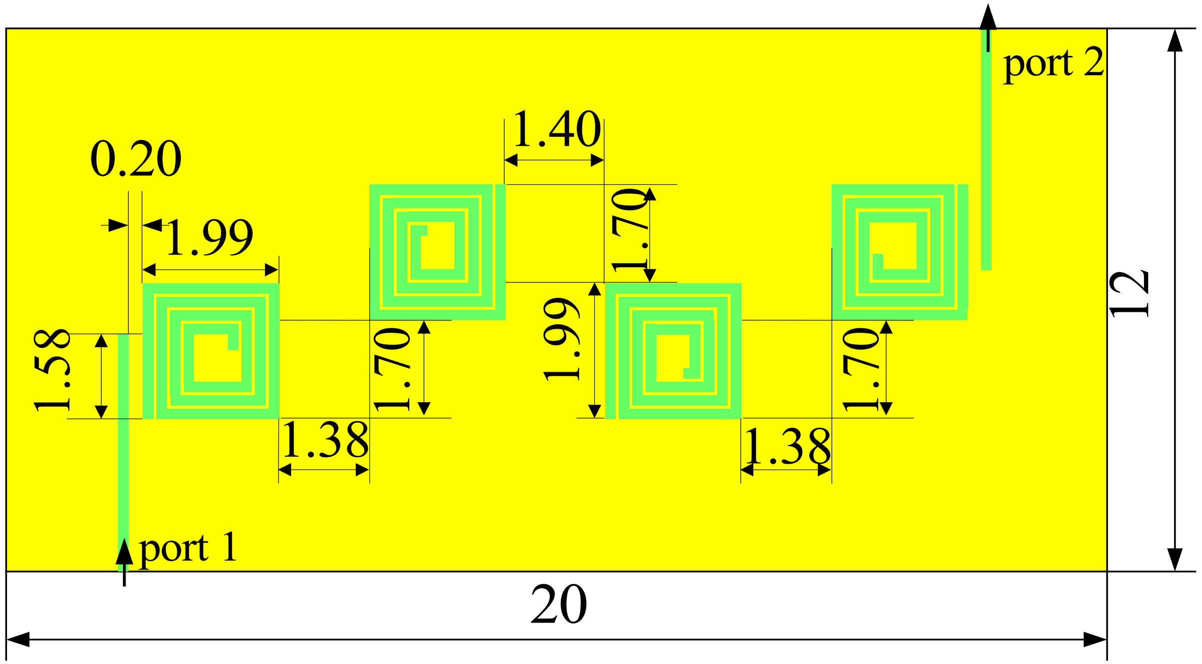
図 結合構造



結合係数 k_{23}の変化

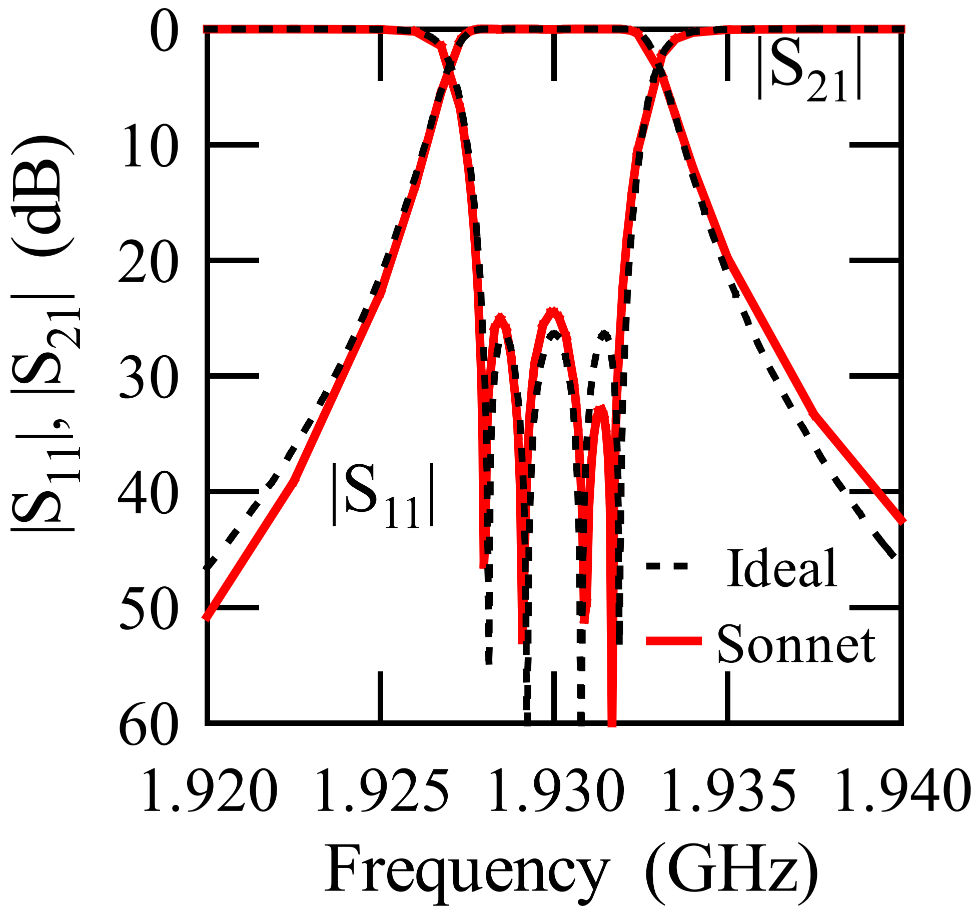
スパイラル共振器4段BPFのパターン

kとQ_eの計算結果より各寸法を決定
電磁界シミュレータによる全体解析



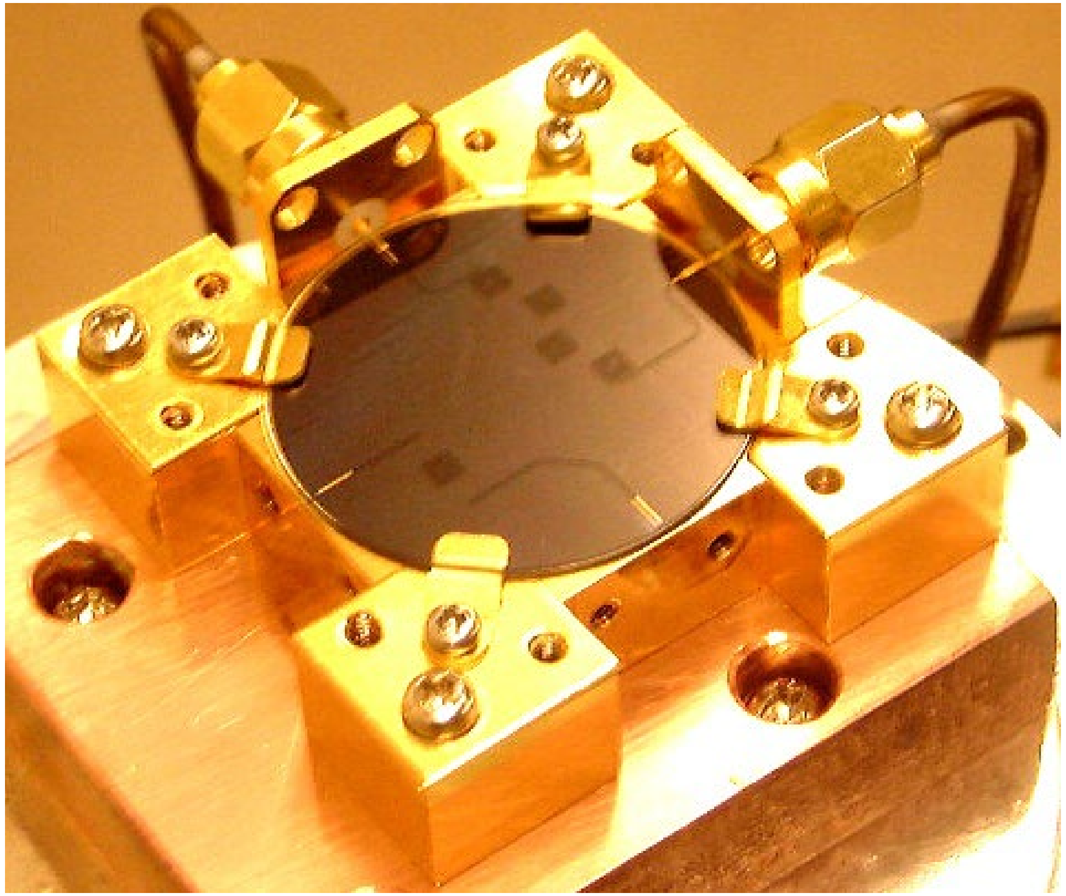
誘電体基板　LaAlO$_3$　(ε_r=23.87 @70K、t=0.5mm)
超電導体　YBCO薄膜

4段BPFの周波数特性



フィルタの電磁界シミュレータによる解析結果と理想特性の比較

スパイラル共振器4段BPFの測定



直径30mmの$LaAlO_3$基板上に製作、
銅製の冶具で固定、70Kで測定

スパイラル共振器4段BPFの測定結果

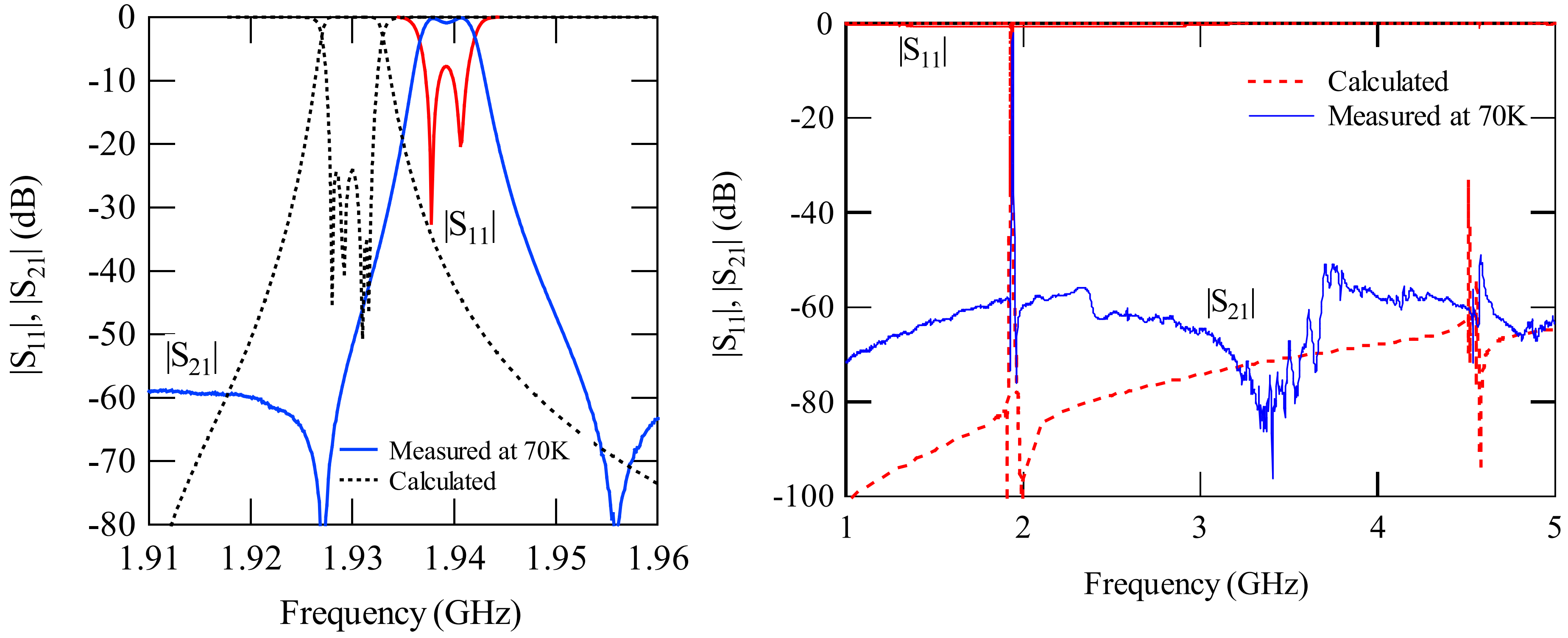


図　フィルタの狭帯域と広帯域周波数特性(@70K)

チェビシェフ特性8段BPFの設計

仕様: f_0=1.93GHz, Δf=20MHz, RW=0.1dB

表　8段BPFの回路パラメータ

外部Q_e	$Q_{eA}=Q_{eB}$		115	
結合係数 k	$k_{12}=k_{78}$	7.93×10^{-3}	$k_{34}=k_{56}$	5.62×10^{-3}
	$k_{23}=k_{67}$	5.94×10^{-3}	k_{45}	5.56×10^{-3}

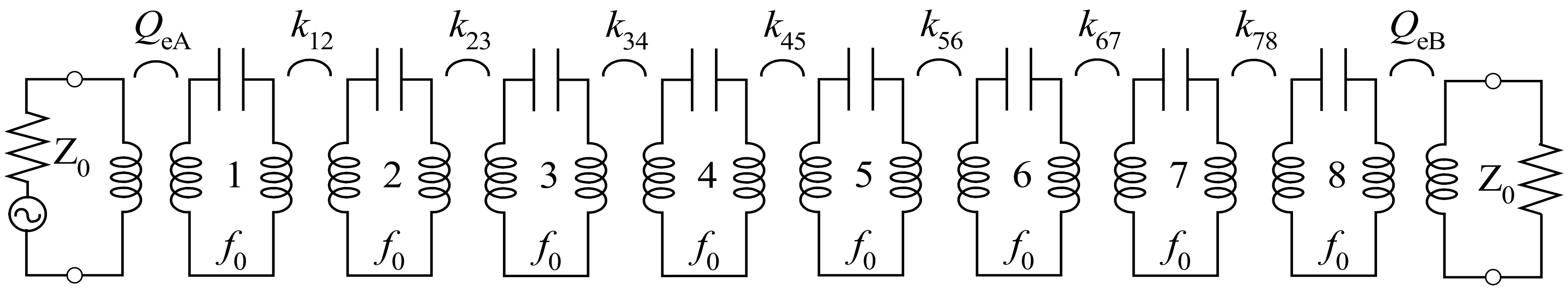
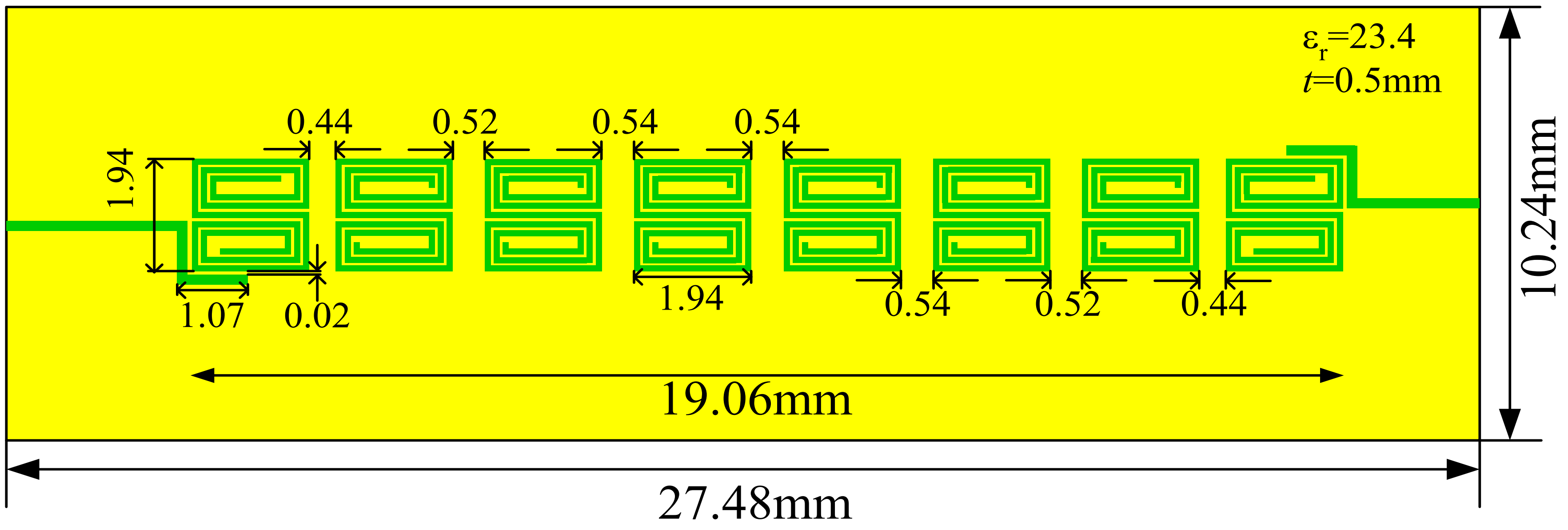


図　共振器直結形8段BPFの等価回路

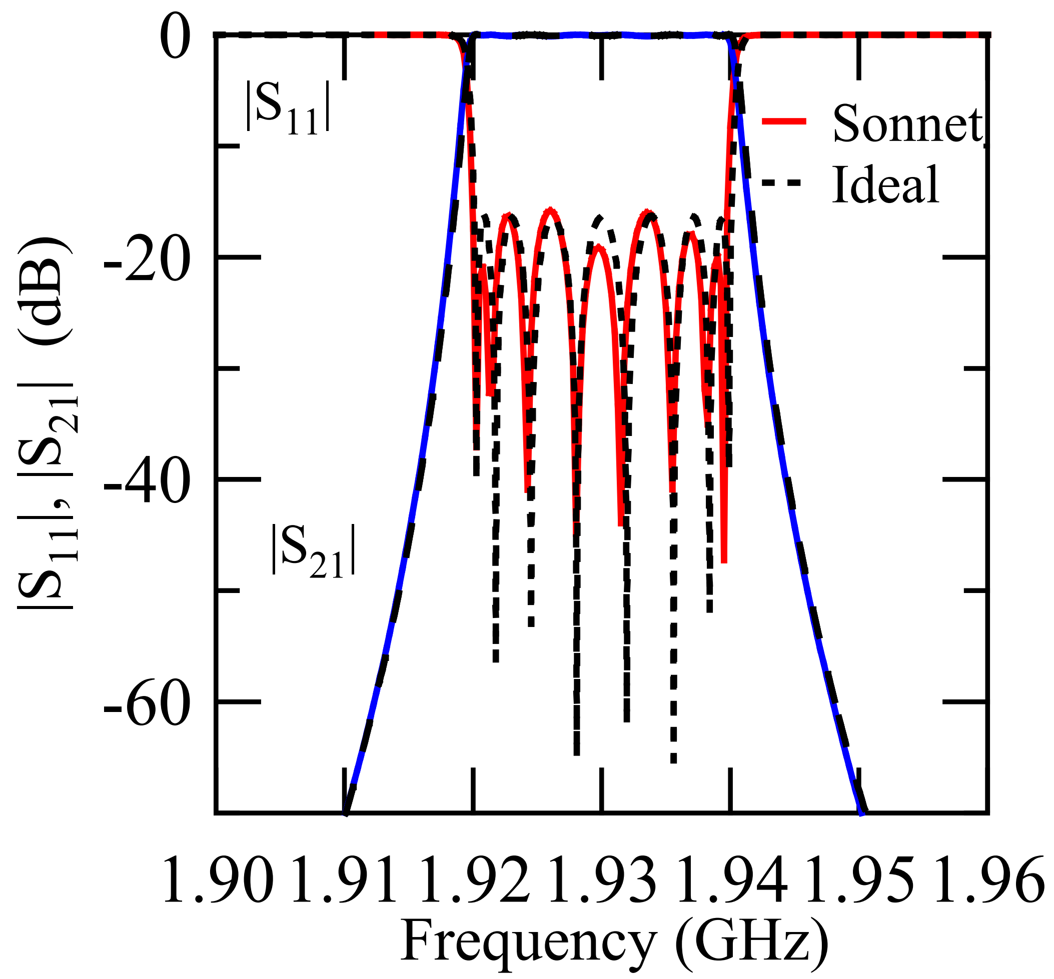
S字スパイラル共振器8段BPFのパターン

*k*とQ_eの計算結果より各寸法を決定
電磁界シミュレータによる全体解析

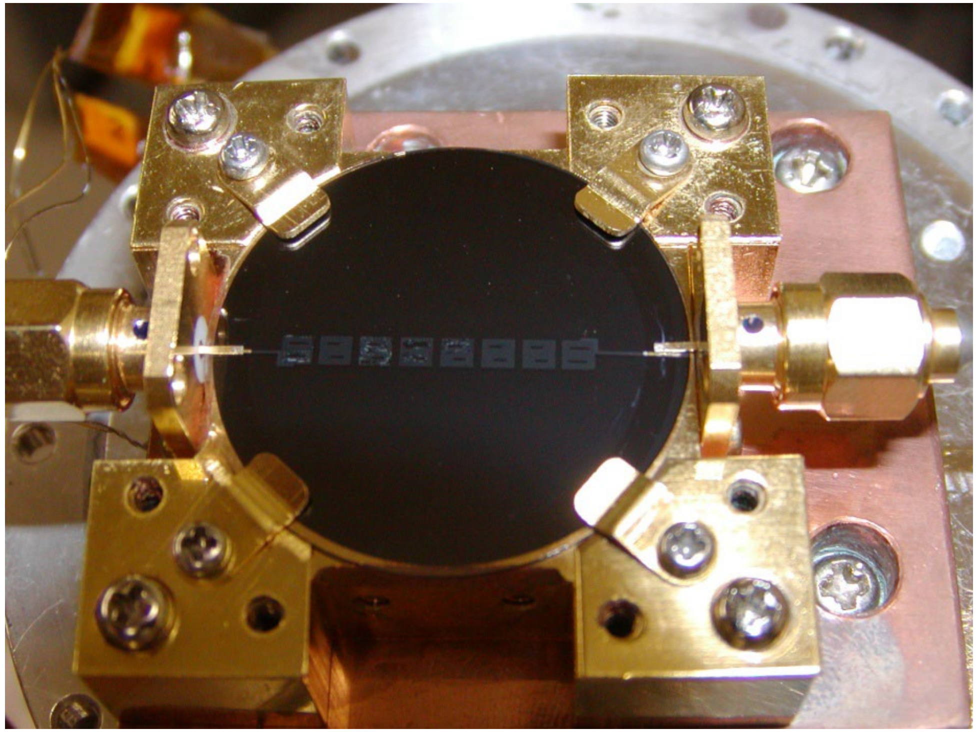


誘電体基板　LaAlO$_3$　(ε_r=23.4 @70K、t=0.5mm)
超電導体　YBCO薄膜

8段BPFの周波数特性



8段BPFと測定治具の写真



直径30mmの$LaAlO_3$基板上に製作

銅製の治具で固定、70Kで測定

測定した8段BPFの周波数特性

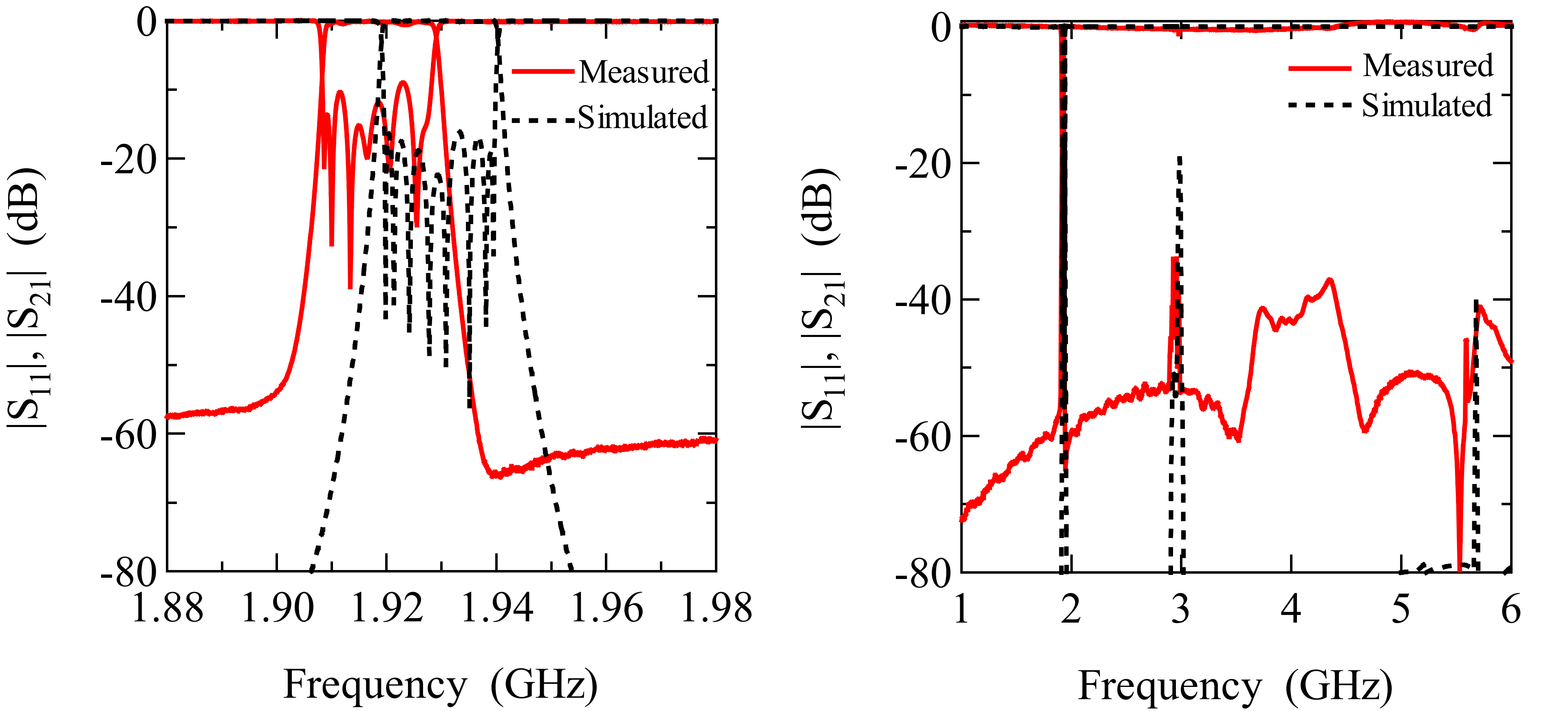


図 周波数特性

測定結果 f_0=1.92GHz, Δf=19MHz, RW=0.4dB, $I.L.$=0.07dB

CPW共振器

■CPWフィルタの特徴

線路導体と地導体が同じ面

基板片面のみ銅箔(HTS薄膜)

低価格化, 小形化(1/4波長共振器)

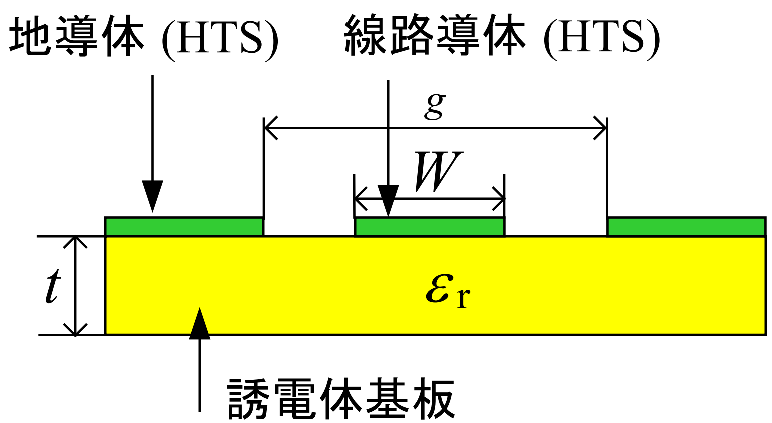
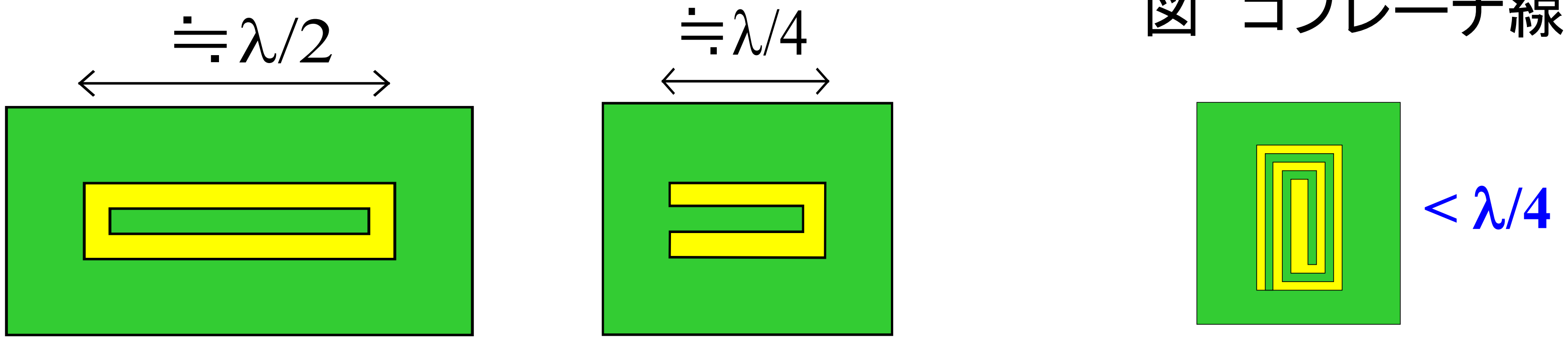


図　コプレーナ線路

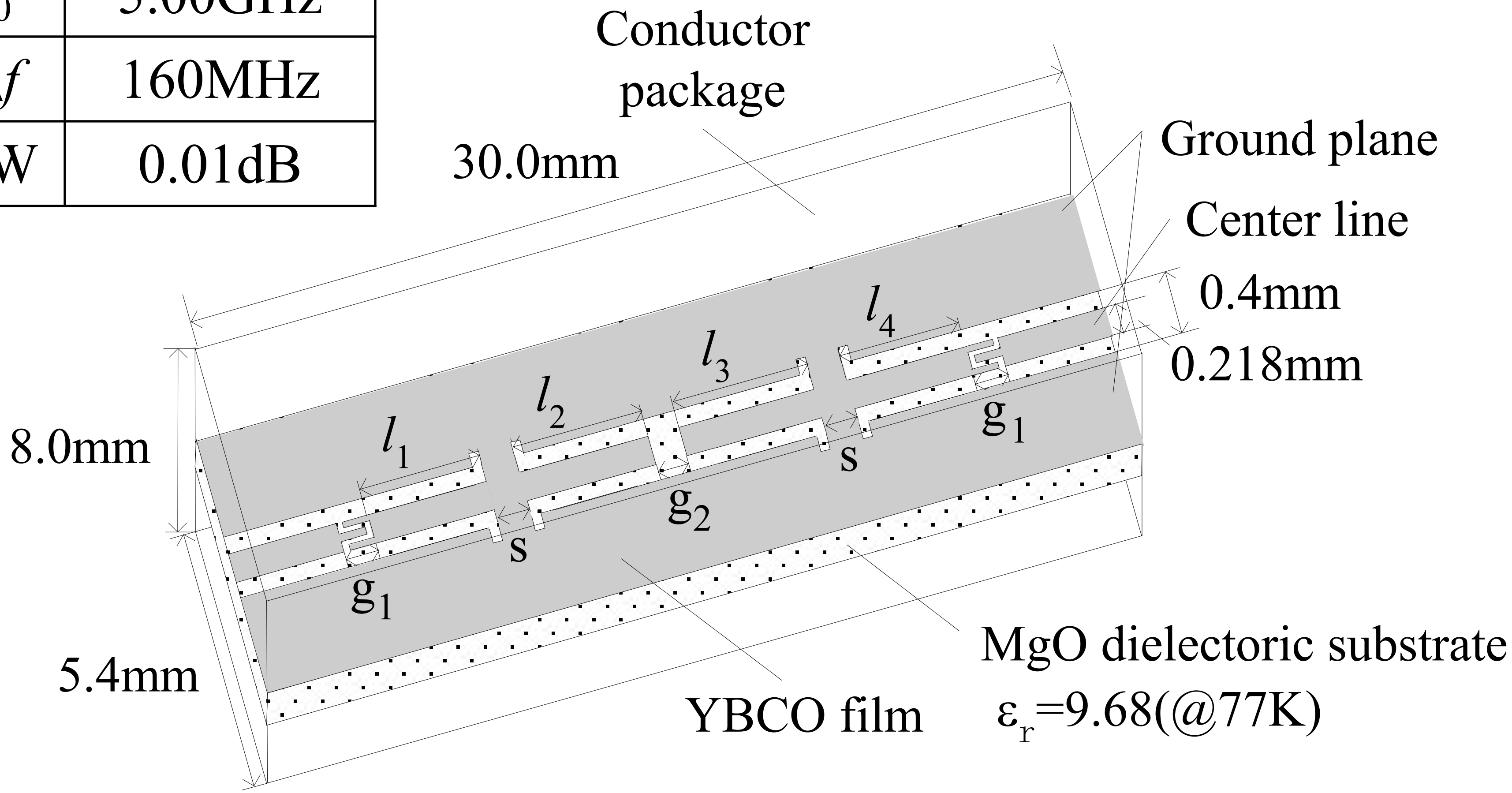


1/2波長共振器　1/4波長共振器　1/4波長スパイラル共振器

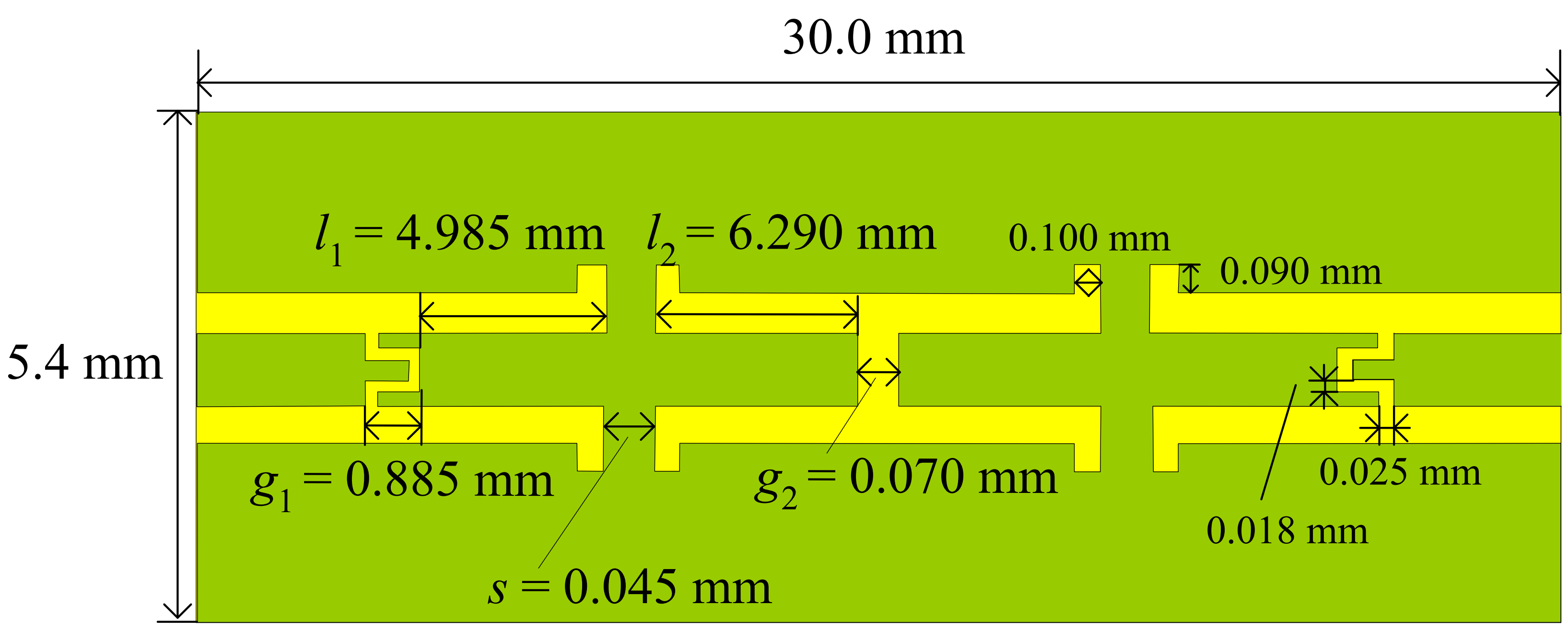
小形化

チェビシェフ特性4段CPW BPFの構造

設計仕様	
f_0	5.00GHz
Δf	160MHz
RW	0.01dB

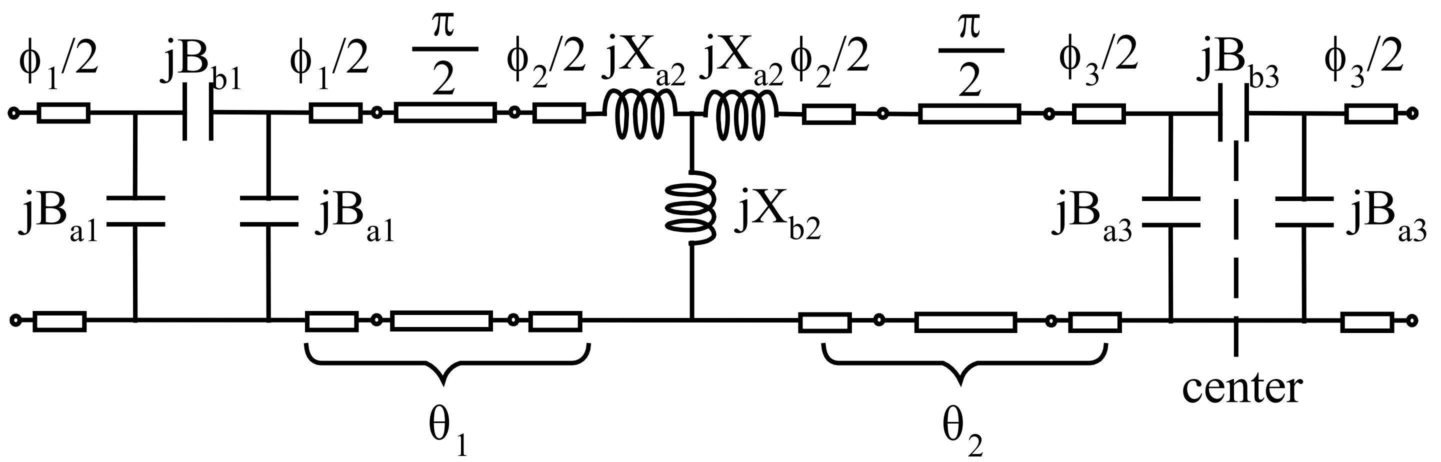


4段CPW BPFのパターン

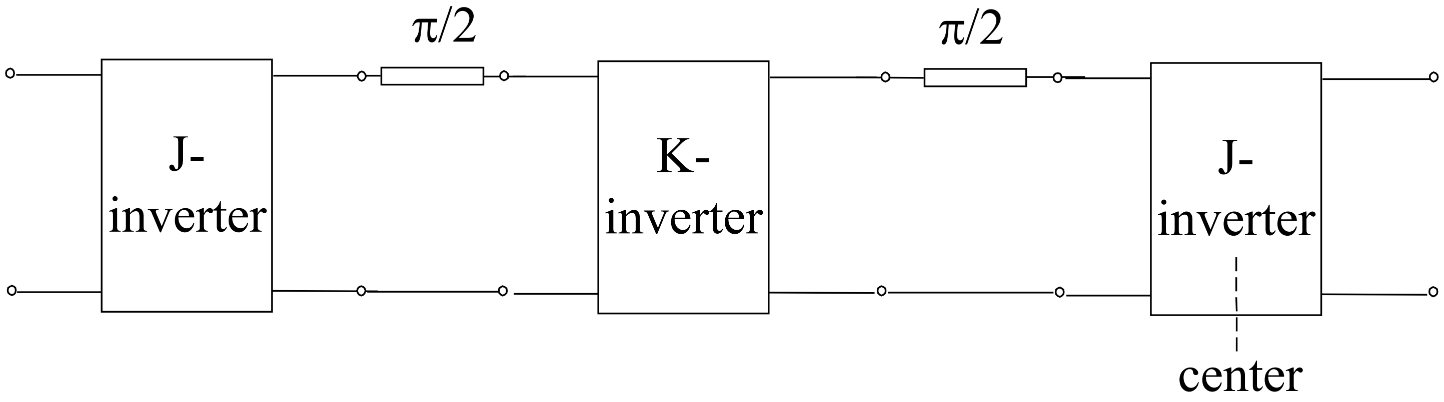


MgO基板 (ε_r=9.68, t=0.5mm), YBCO薄膜

4段CPW BPFの等価回路

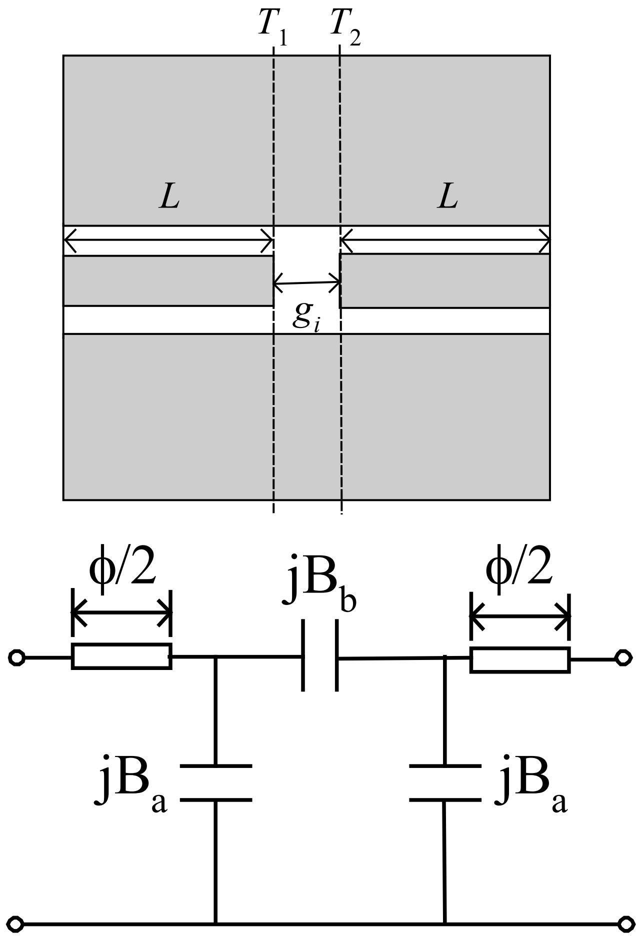


(a) Π-型 およびT-型回路を用いたBPFの等価回路。
（BPFは左右対称のため、左半分のみを示した）

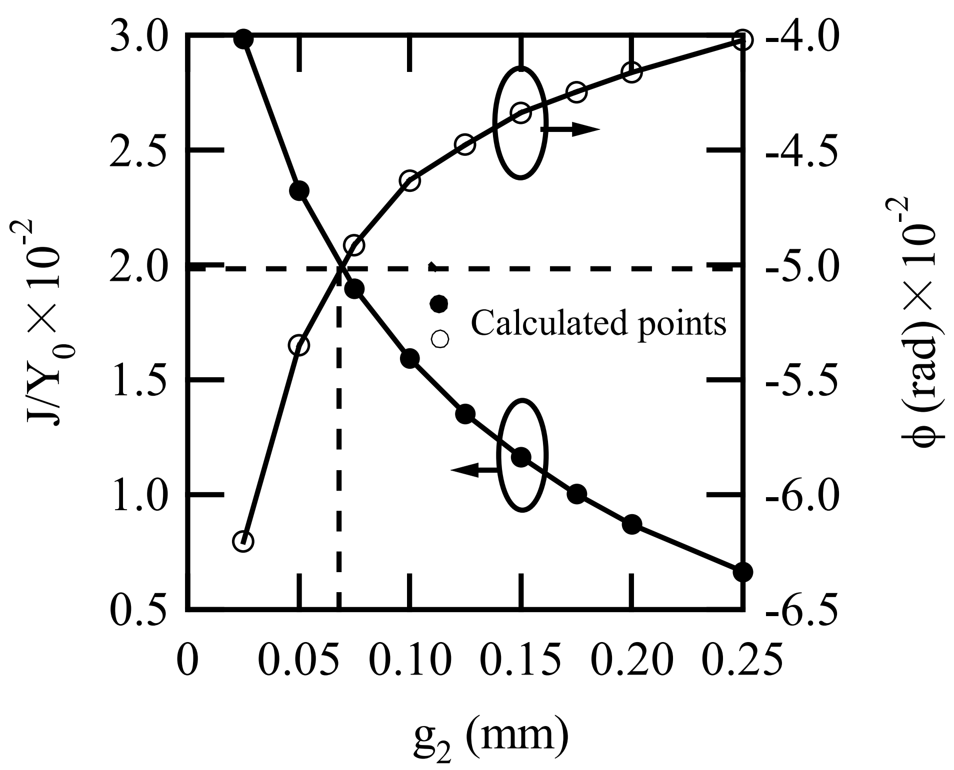


(b) *J*- および *K*-インバータを用いたBPFの等価回路.

J-インバータの設計

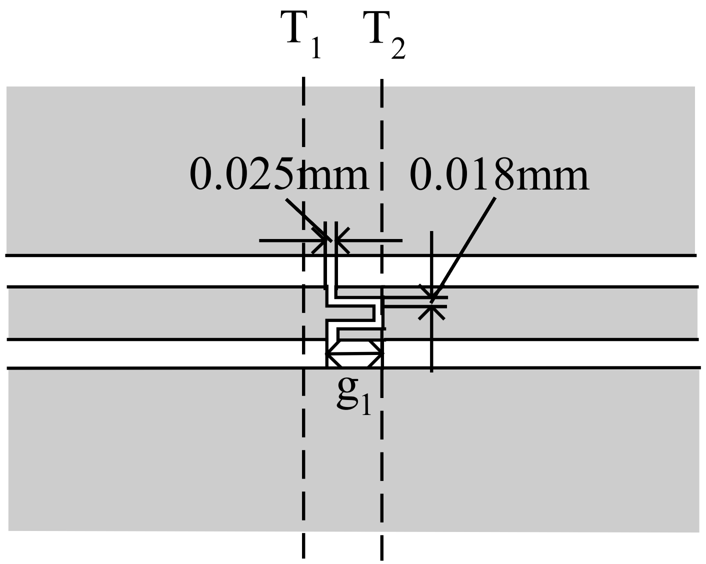


(a) 構造と等価回路

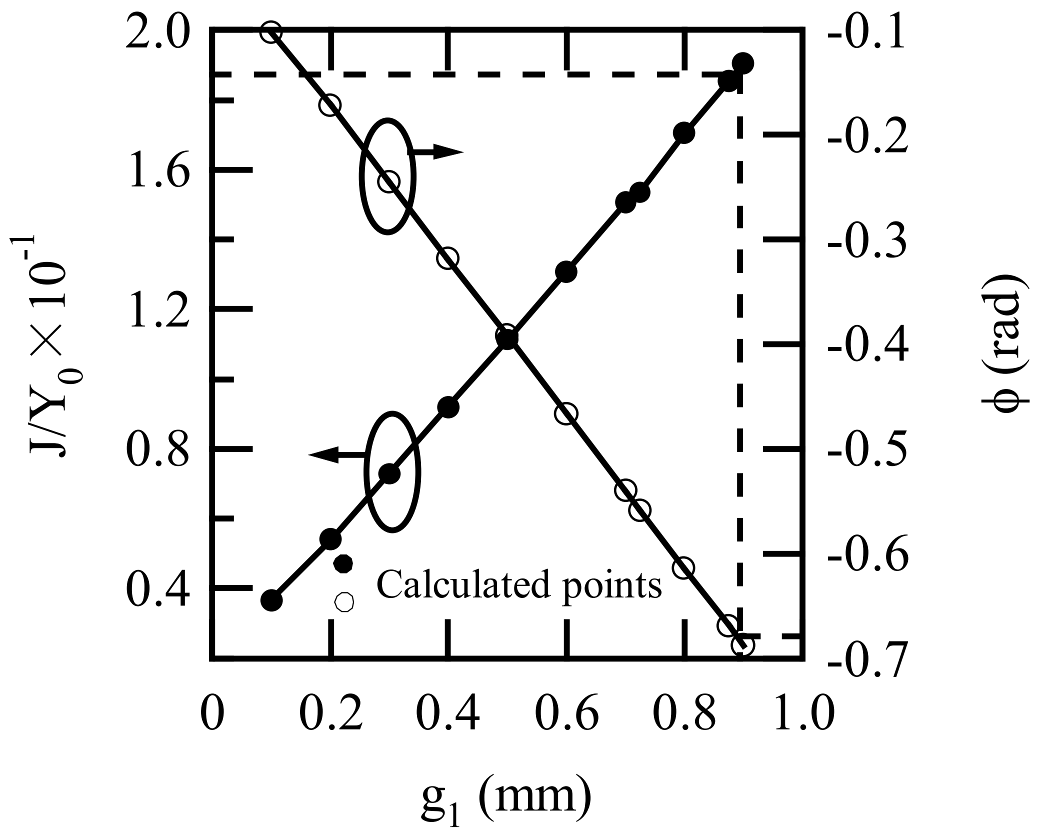


(b) J/Y_0 および ϕ のギャップ幅 g_2 に対する変化

J-インバータの設計

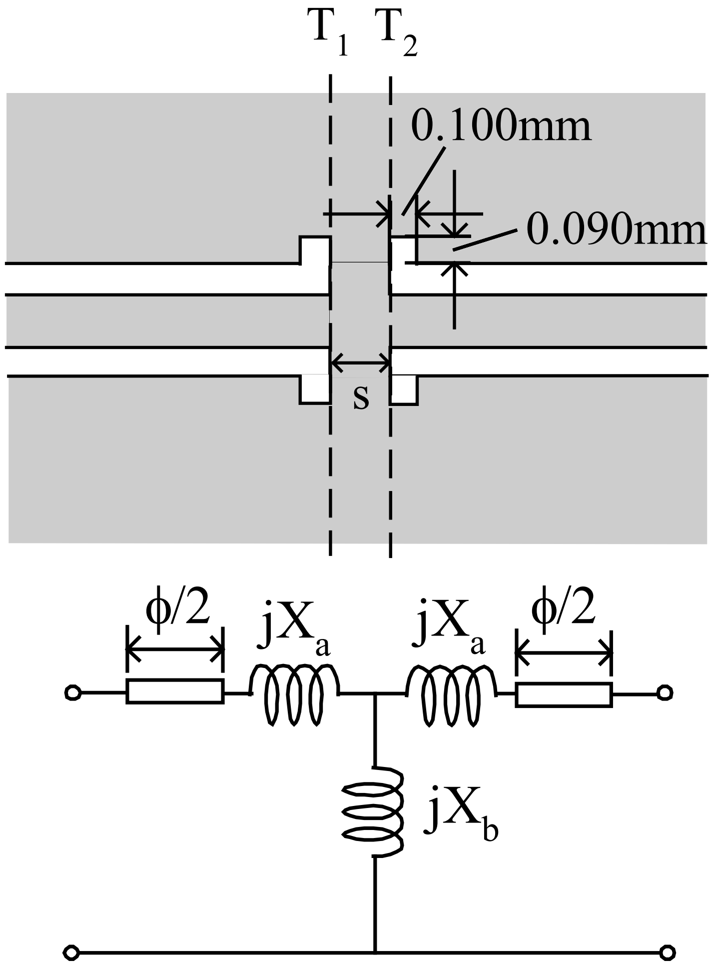


(a) インターディジタル構造

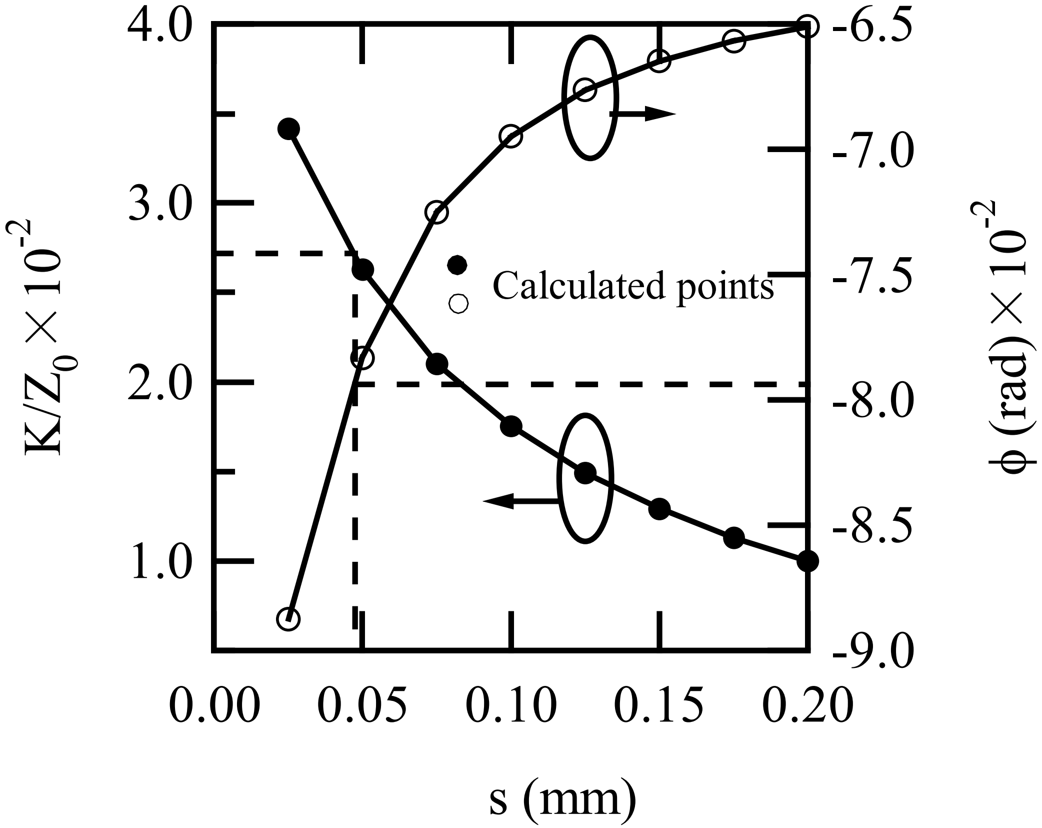


(b) J/Y_0 および ϕ の g_1に対する変化

K-インバータの設計

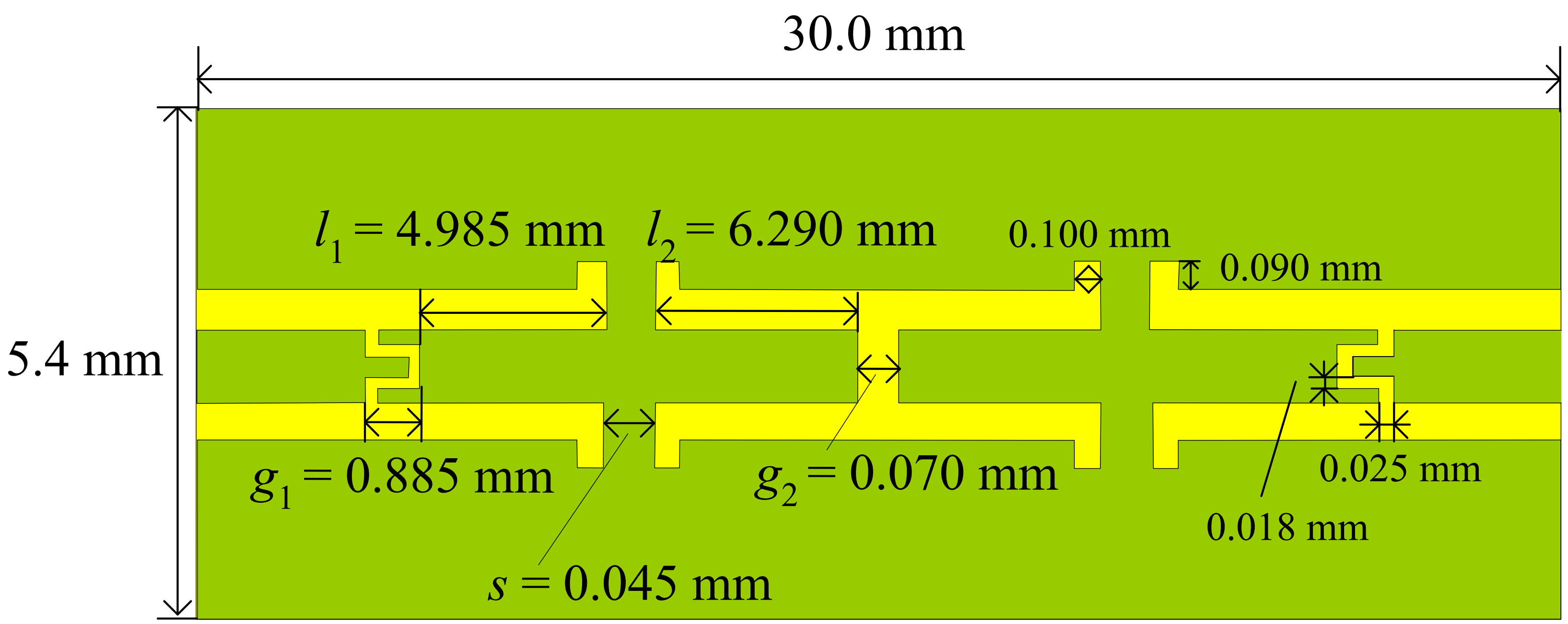


(a) 構造と等価回路



(b) K/Z_0 および ϕ のスタブ幅 s に対する変化

4段CPW BPFの寸法

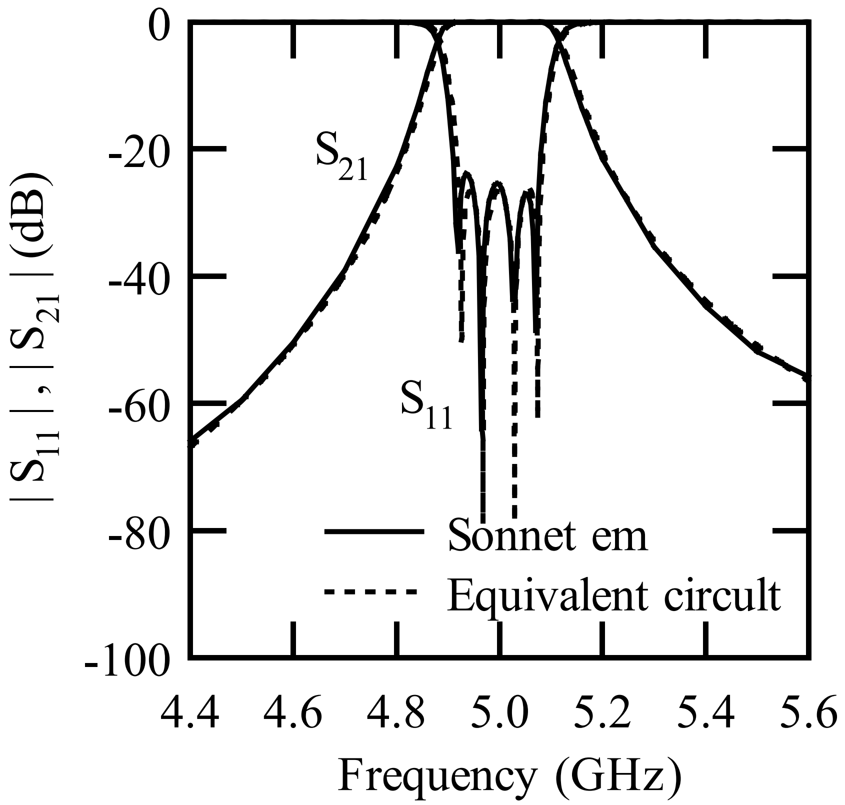


MgO基板 (ε_r=9.68, t=0.5mm), YBCO薄膜

$$\theta_i = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2}(\phi_i + \phi_{i+1}), \qquad l_i = \frac{\lambda_{eff}}{2\pi}\theta_i$$

λ_{eff} is the wavelength of the CPW mode at f_0

4段CPW BPFの周波数特性



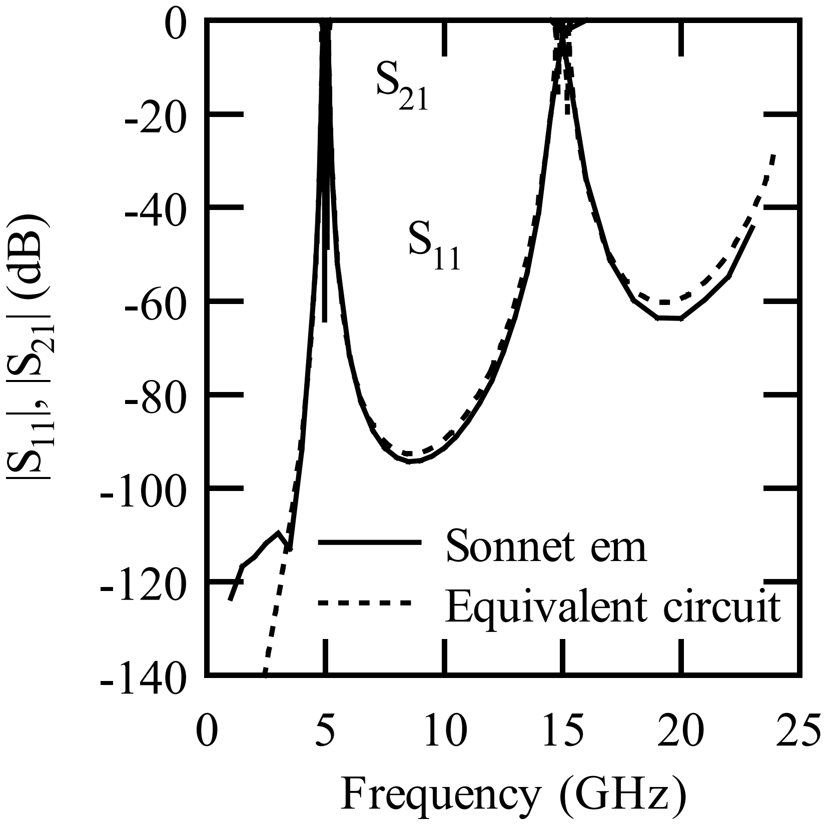
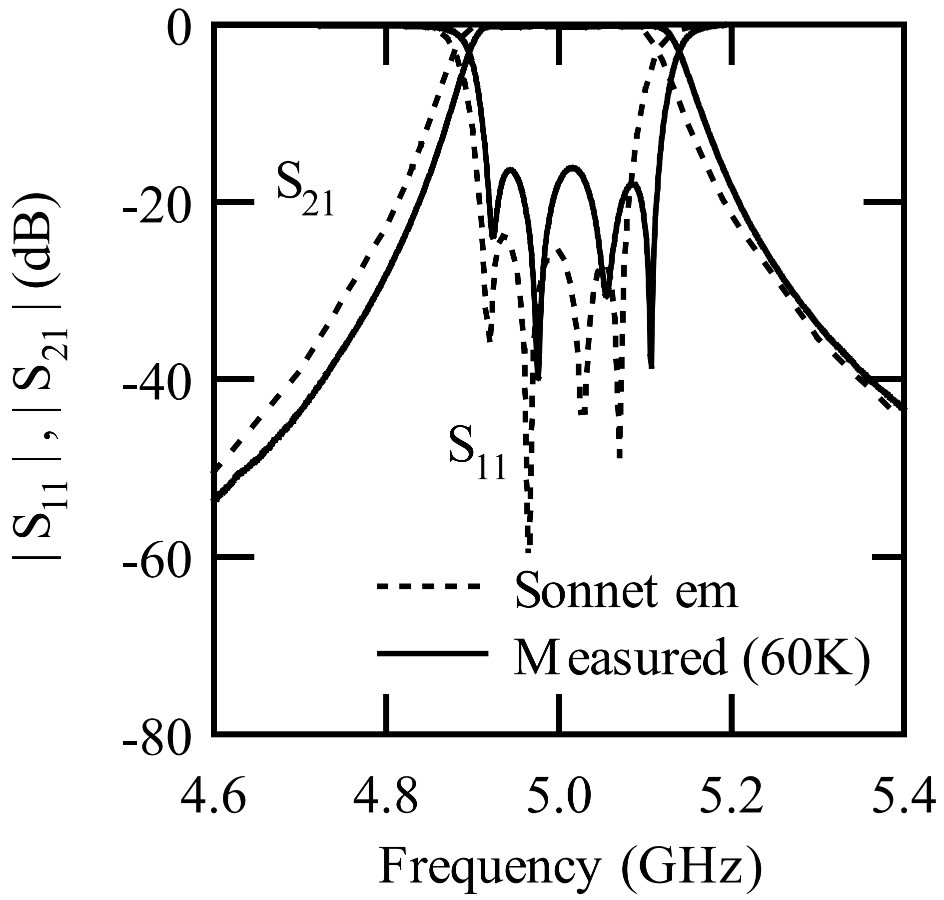


図　フィルタの狭帯域と広帯域周波数特性

4段CPW BPFの写真

MgO基板 (ε_r=9.68, t=0.5mm), YBCO薄膜

4段CPW BPFの測定結果



測定結果: f_0=5.02GHz, *I.L.*=0.22dB (@60K)

チェビシェフ特性5段BPF

設計仕様		回路パラメータ	
f_0	5.00GHz	$Q_{e1}= Q_{e2}$	23.36
Δf	160MHz	$k_{12}=k_{45}$	3.22×10^{-2}
RW	0.01dB	$k_{23}=k_{34}$	2.23×10^{-2}

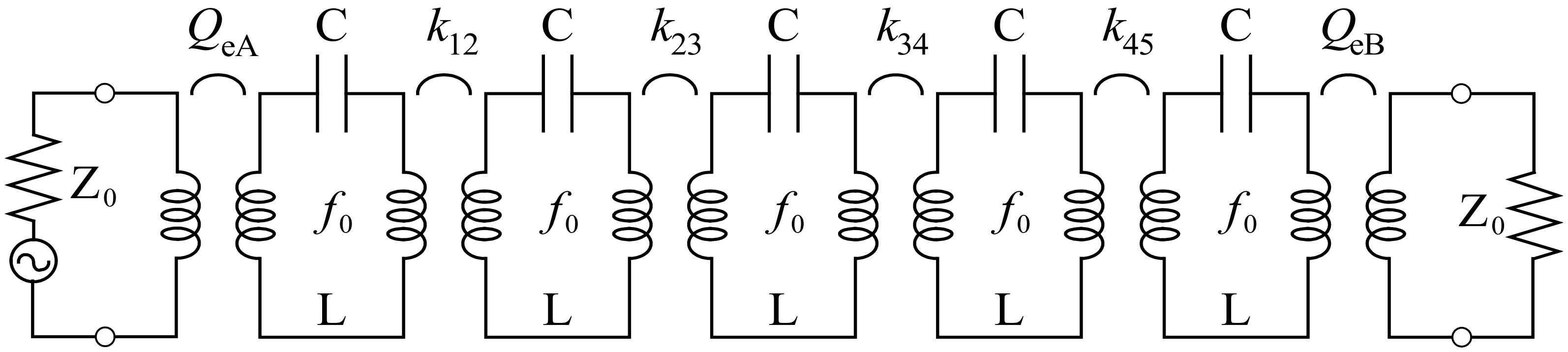
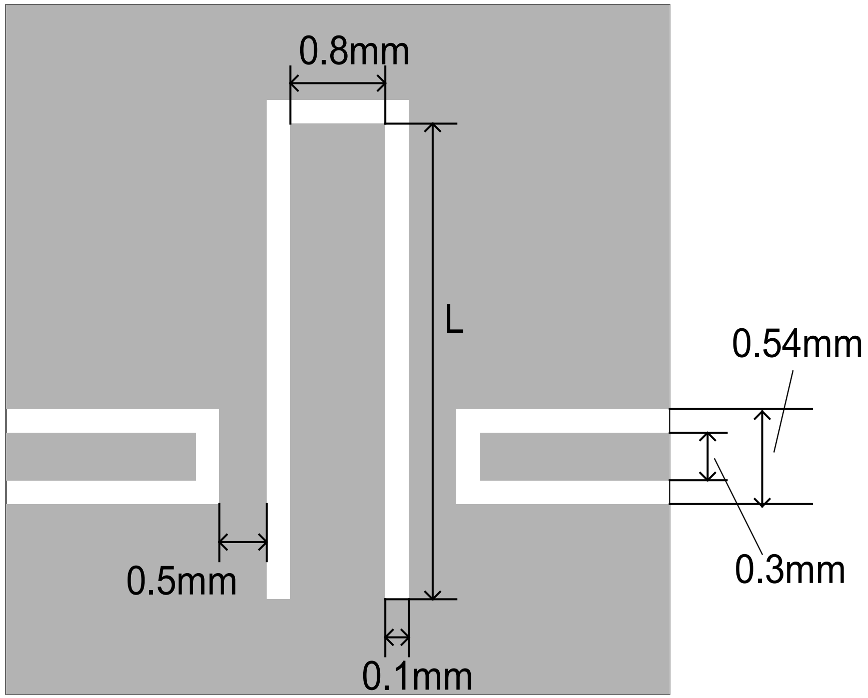


図　共振器直結形5段BPFの等価回路

CPW1/4波長共振器の設計



誘電体基板 MgO (ε_r=9.68@70K, t=0.5 mm)

図　共振器の構造

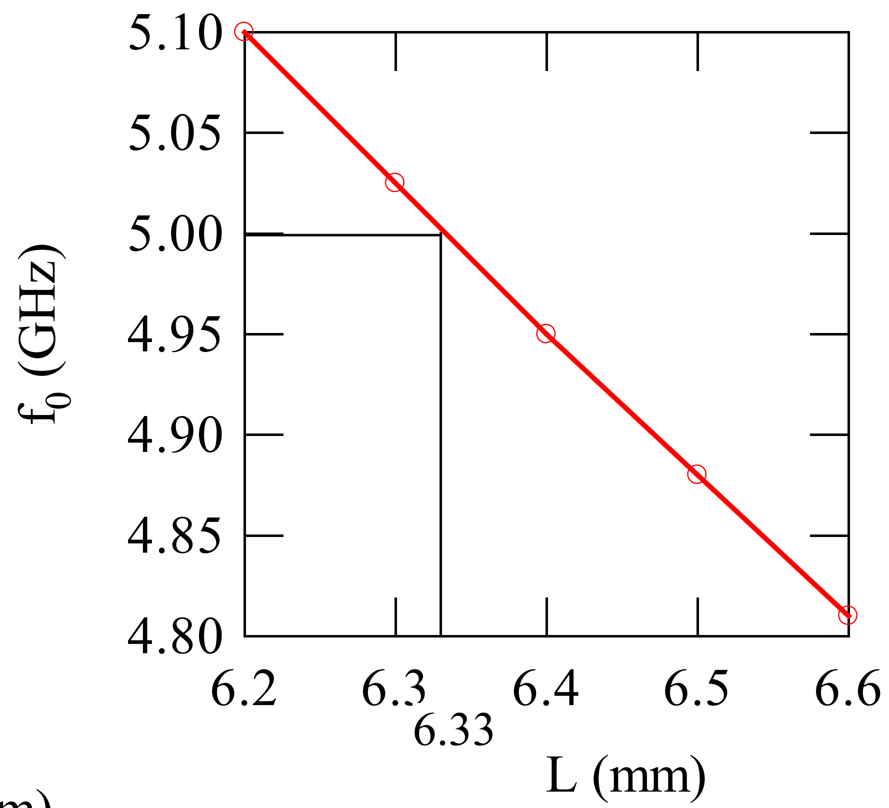


図　共振器長Lに対する共振周波数f_0の変化

励振構造(外部Q_e)の設計

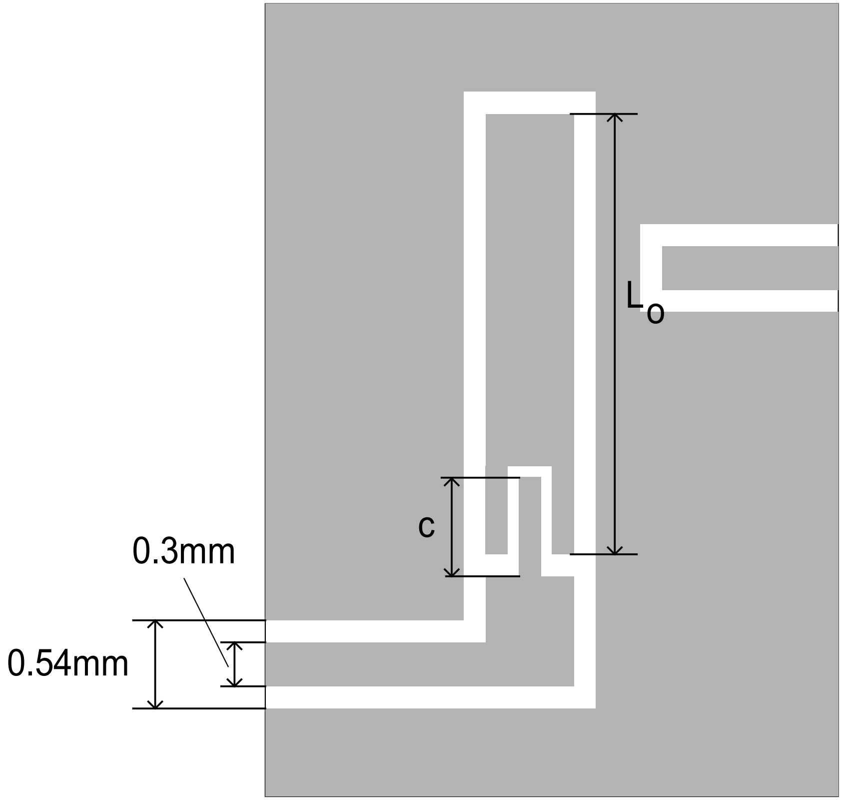


図　共振器の励振構造

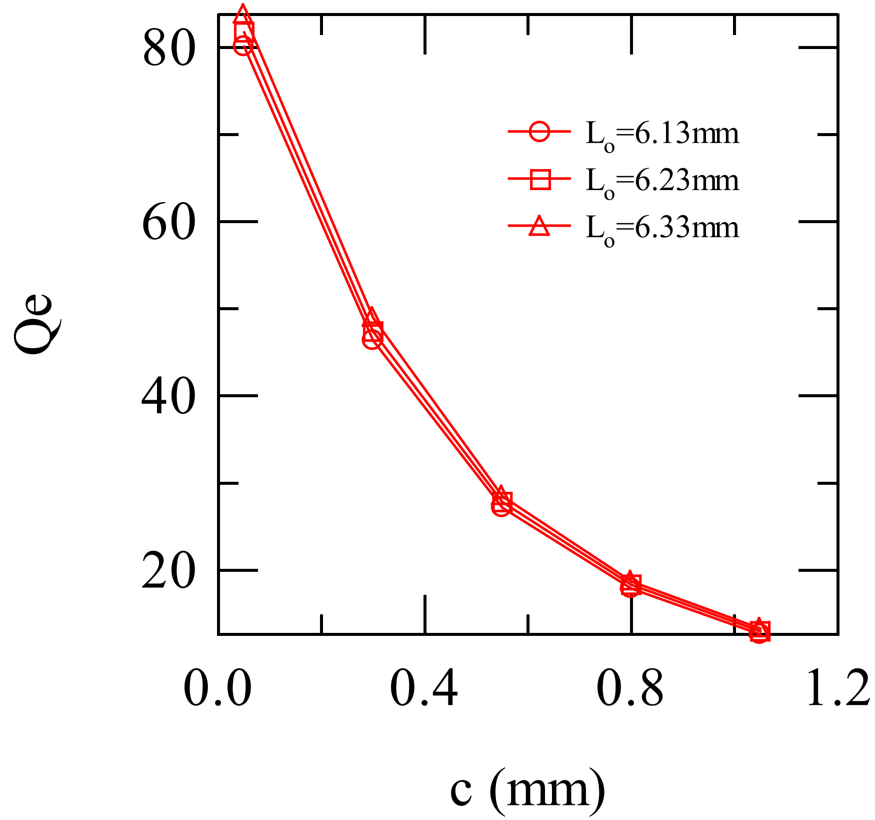


図　外部Q_eの変化

共振器間結合係数の設計(1/2)

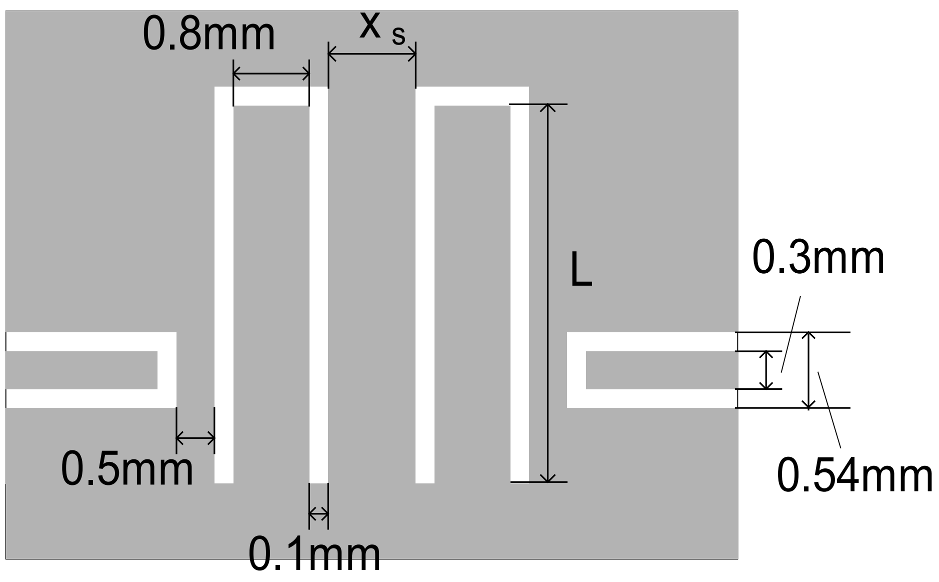


図　共振器の結合構造

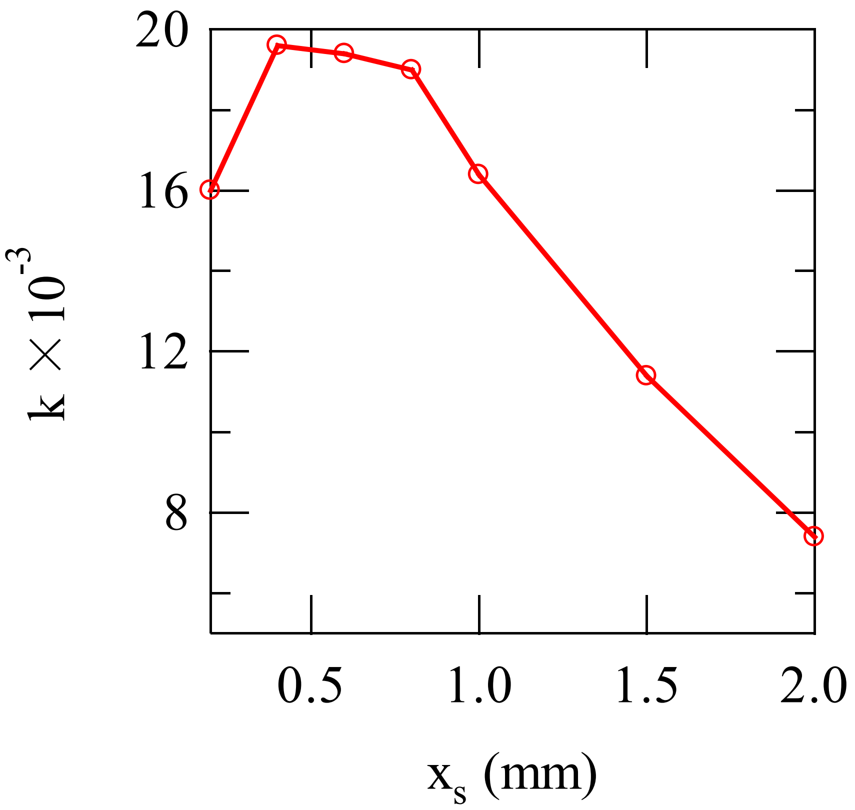


図　結合線路*k*の変化

共振器間結合係数の設計(2/2)

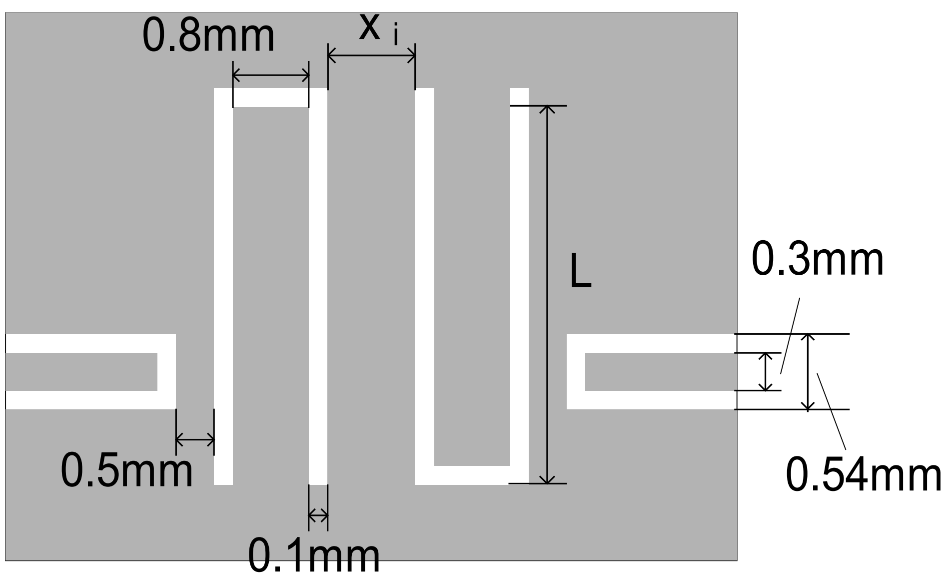


図　共振器の結合構造

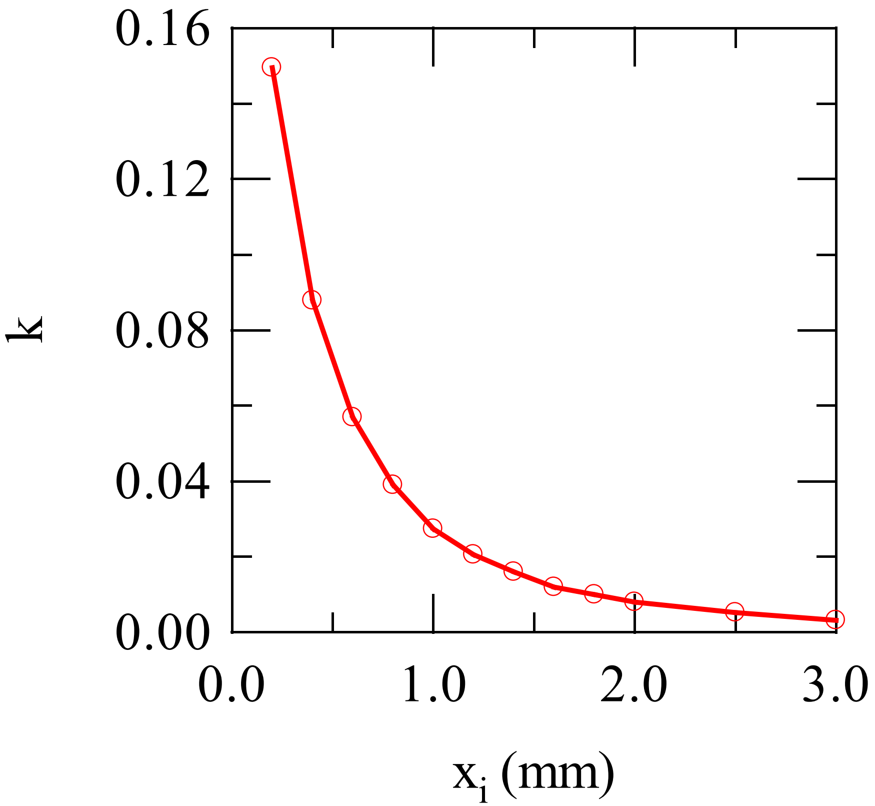
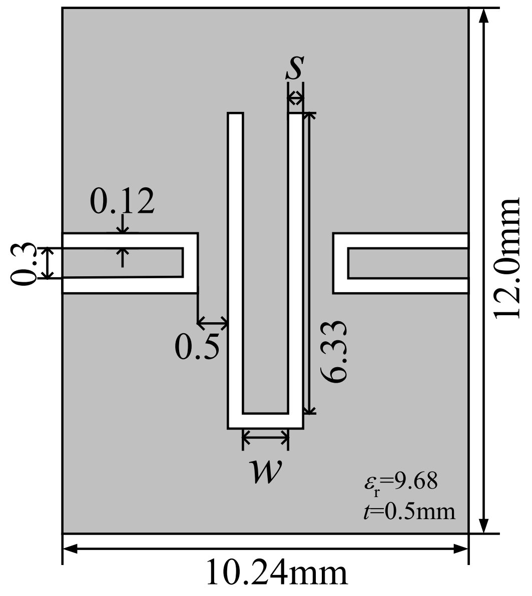


図　結合線路kの変化

CPW1/4波長共振器の無負荷Qによる最適化設計



線路幅Wを固定
スロット幅sを変化させQの計算

図 共振器構造

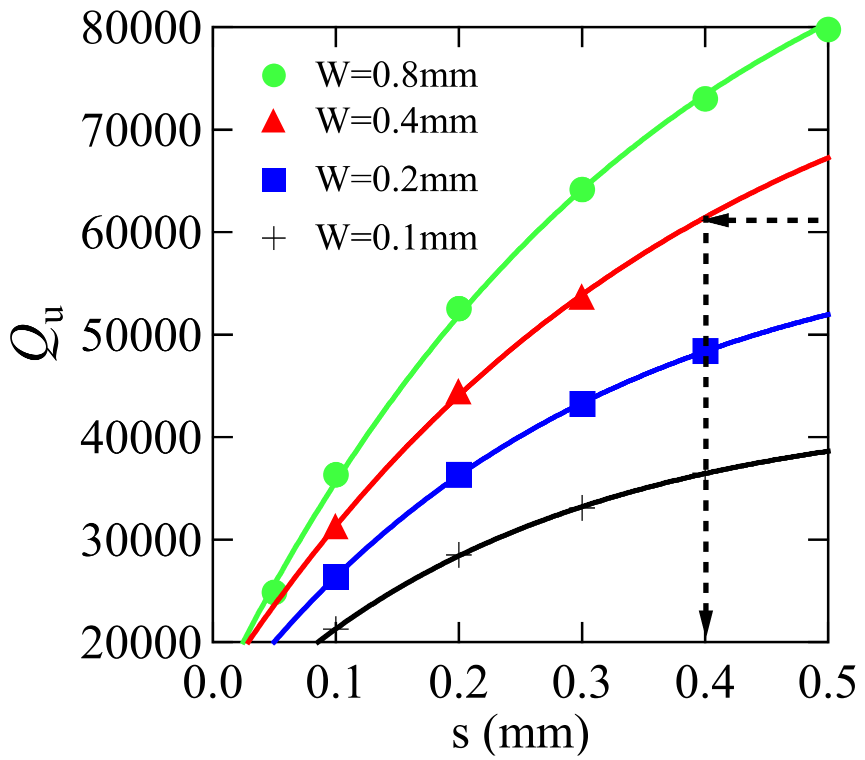
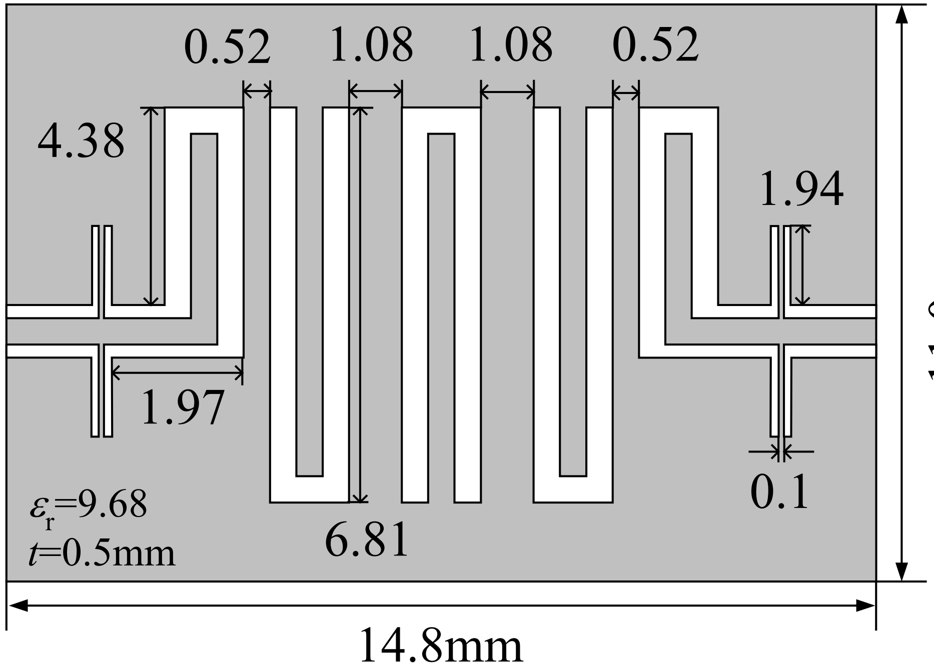


図 Q_uの計算結果

適当なサイズと高いQ_u値を実現

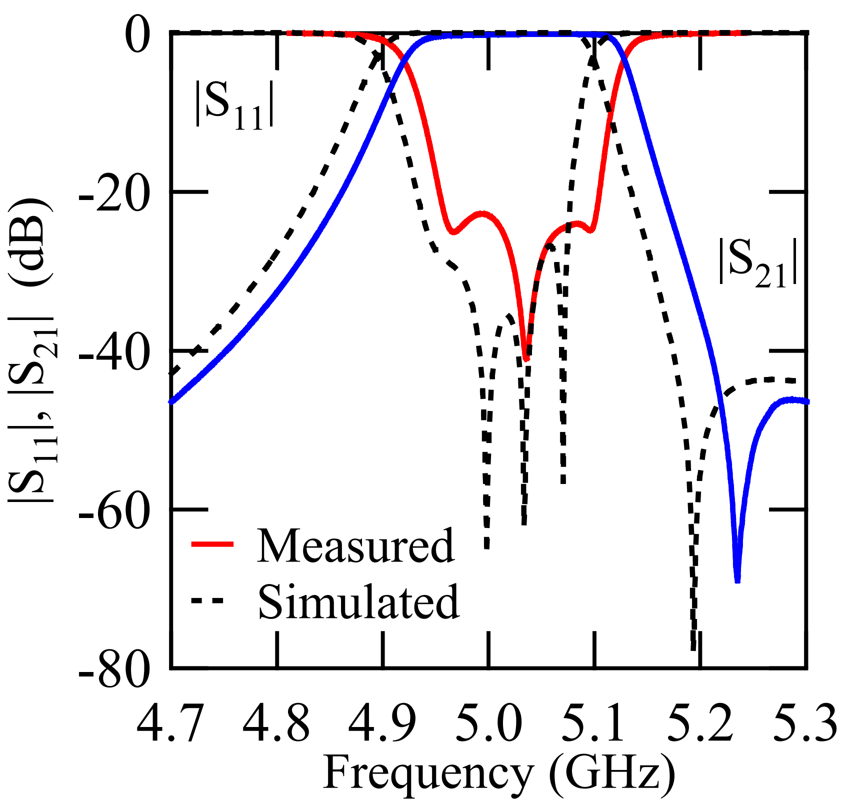
s=0.4mm, W=0.4mm, Q_u=60000

5段CPWインターデジタルBPF



MgO基板 (ε_r=9.68, t=0.5 mm)
YBCO薄膜

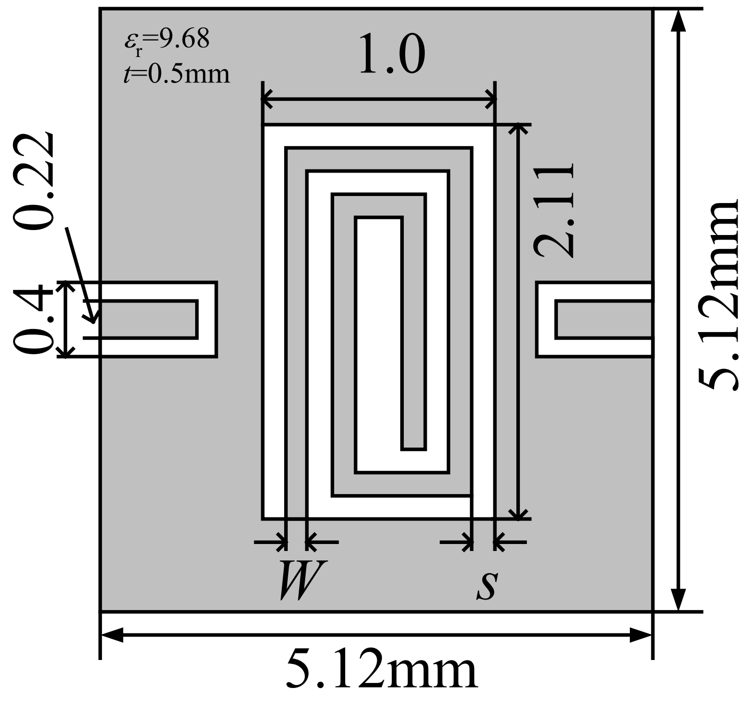
(a) フィルタ構造



(b) 測定結果 (60 K)

測定結果： f_0=5.03GHz, Δf=150MHz, $I.L.$=0.15dB @60K

CPW1/4波長スパイラル共振器の設計



誘電体基板 MgO (ε_r=9.68@70K, t=0.5 mm)

図　共振器の構造

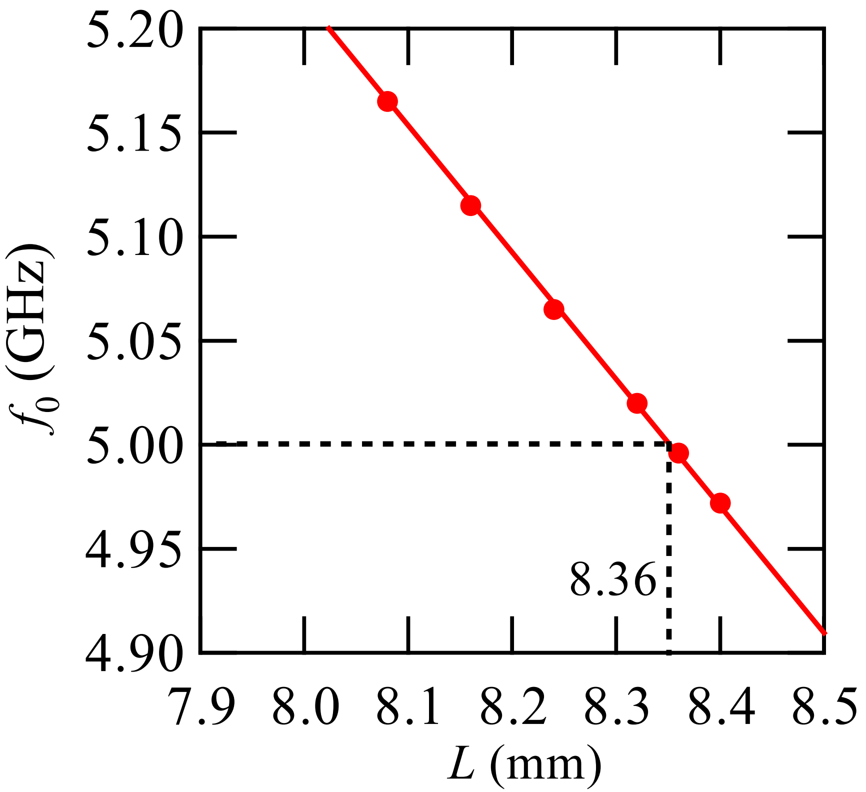


図　共振器長Lに対する共振周波数f_0の変化

共振器の大きさ: 約1/3に小形化

CPW 5段スパイラル共振器BPFの周波数特性

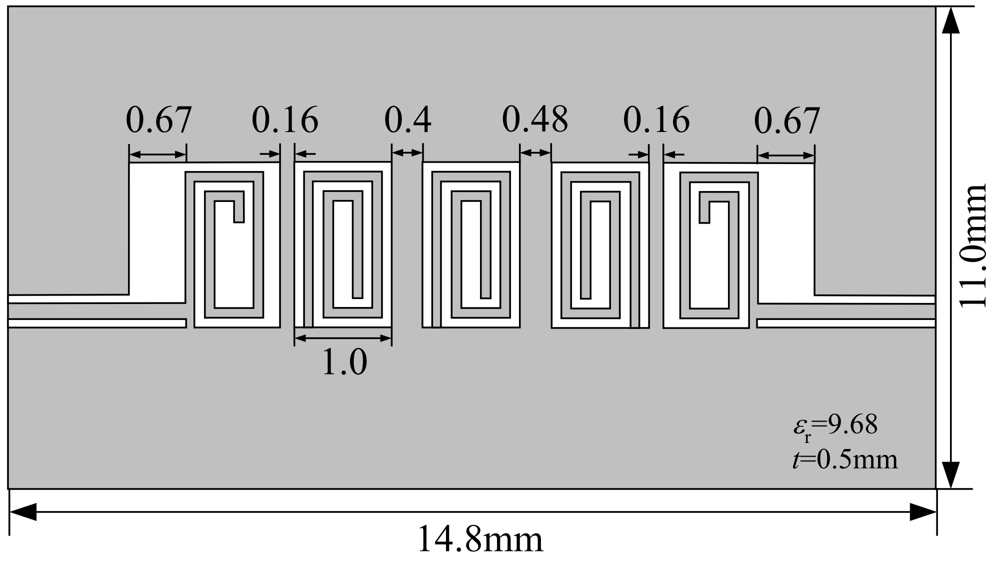


図 フィルタ構造

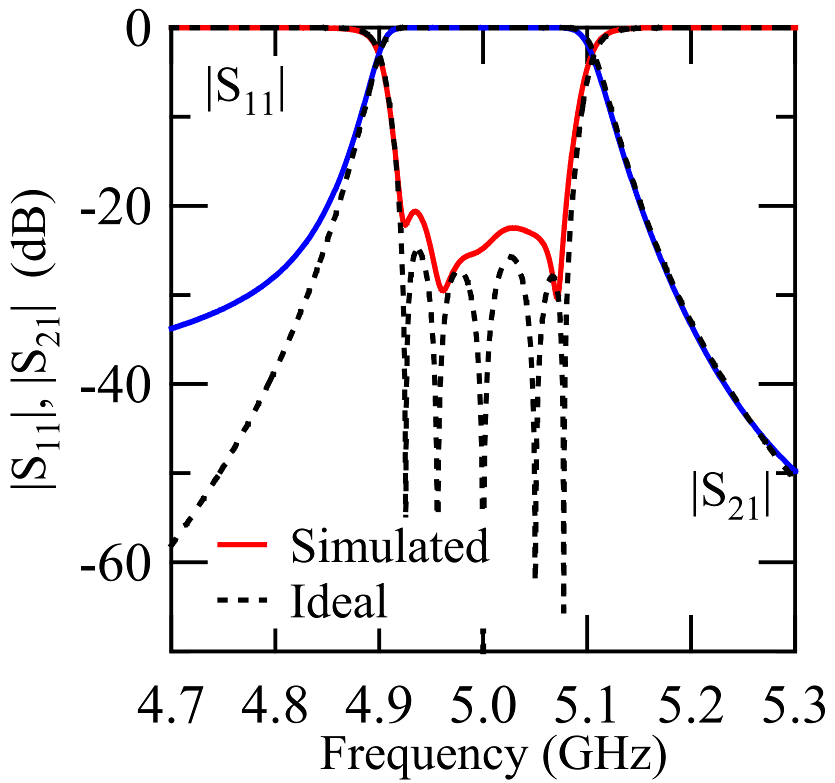


図 周波数特性

第3部: その他

- ■ 共振器間の結合係数について
  - ➢ 磁気結合
  - ➢ 電気結合
  - ➢ 電磁結合
  - ➢ 有極型BPFの設計
- ■ 誘電体共振器(DR)を用いたBPF
  - ➢ シングルモードDR BPF
  - ➢ デューアルモードDR BPF
  - ➢ トリプルモードモードDR BPF
  - ➢ 一体化成型誘電体BPF

共振器間の結合係数について

1. 磁気結合　(Magnetic Coupling)

   L素子による結合　(K-インバータを用いて表示)

2. 電気結合　(Electric Coupling)

   C素子による結合　(J-インバータを用いて表示)

3. 電磁結合　(Mixed/Hybrid Coupling)

   L, Cが混在する結合 (K-, J-インバータを並列にして表示)

磁気結合(1/2)

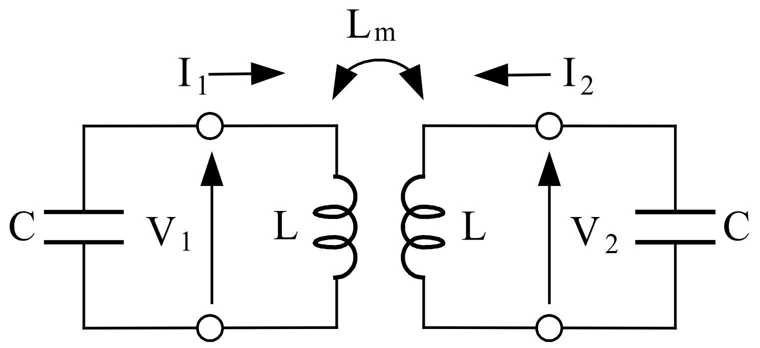


図　相互インダクタンスによる
共振器間の結合

$$V_1 = j\omega L I_1 + j\omega L_m I_2$$
$$V_2 = j\omega L_m I_1 + j\omega L I_2$$

$$k_m = \frac{L_m}{L}$$

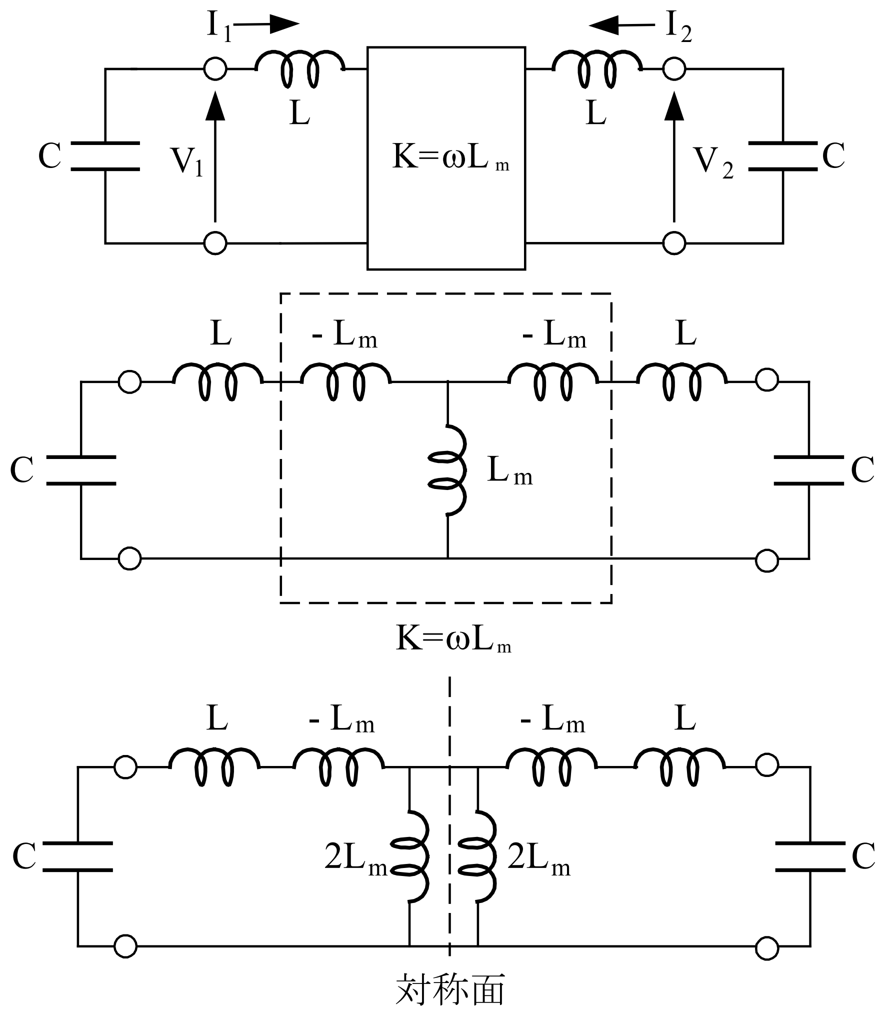
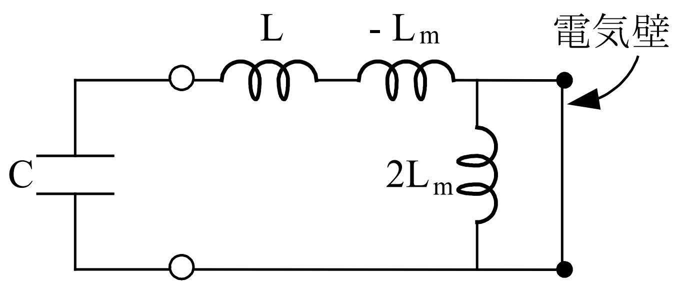


図　*K*-インバータによる回路表示

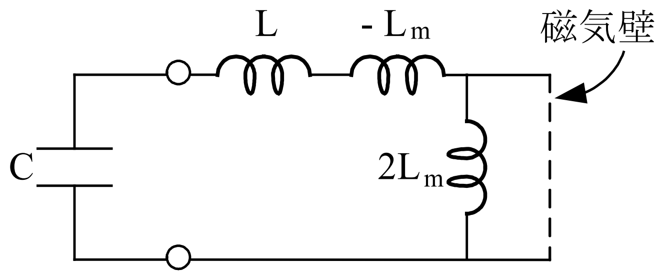
磁気結合(2/2)



対称面が電気壁の場合

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}}$$

周波数が上がる



対称面が磁気壁の場合

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}}$$

周波数が下がる

磁気結合の結合係数k_mは次式で表される

$$k_m = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2}$$

電気結合(1/2)

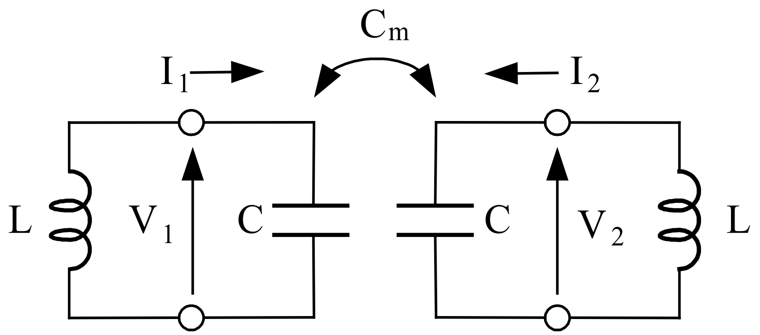


図　相互キャパシタンスによる共振器間の結合

$$I_1 = j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2$$
$$I_2 = j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1$$

$$k_e = \frac{C_m}{C}$$

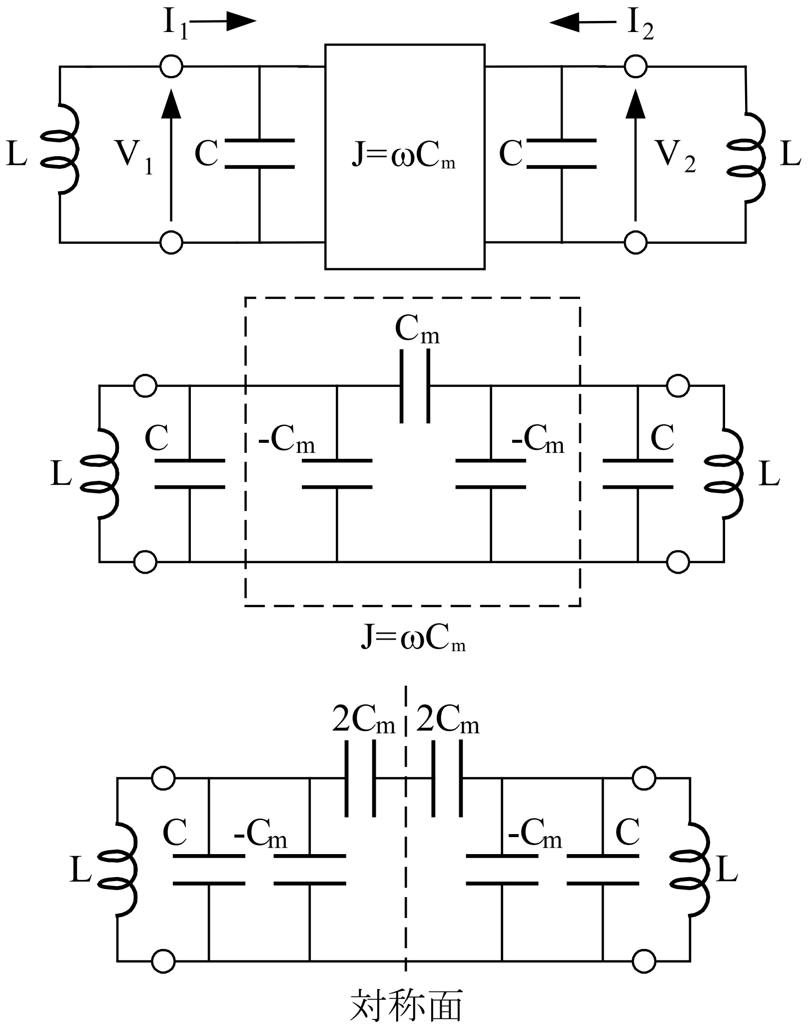
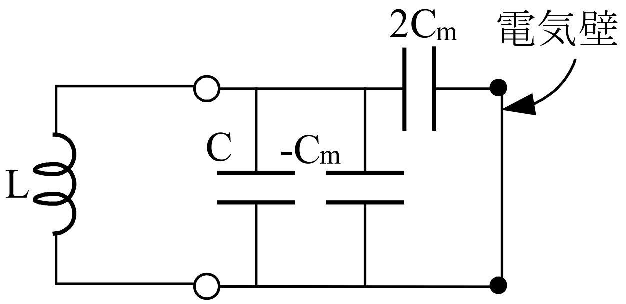


図　*J*-インバータによる回路表示

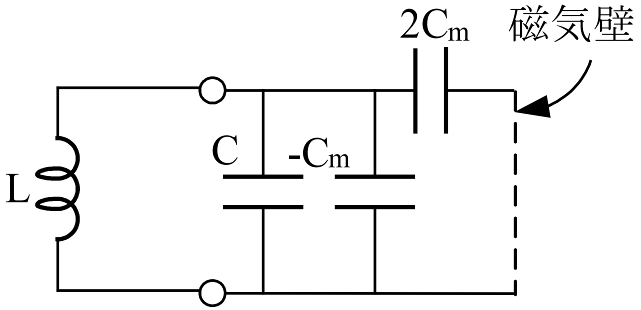
電気結合(2/2)



対称面が電気壁の場合

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}}$$

周波数が下がる



対称面が磁気壁の場合

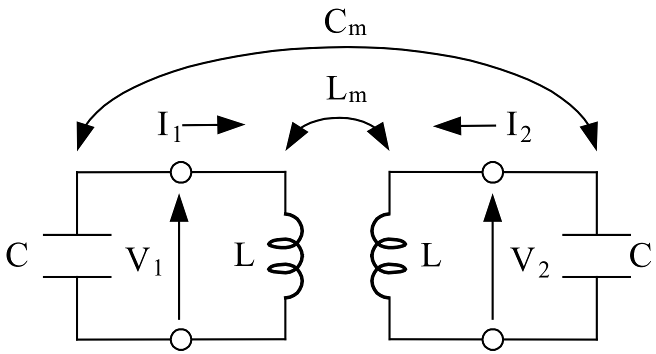
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}$$

周波数が上がる

電気結合の結合係数k_eは次式で表される

$$k_e = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} > 0 \qquad (f_e < f_m)$$

電磁結合(1/2)



分布定数共振器間の結合は一般的に
磁気結合と電気結合が混在

図　C_m, L_m による共振器間の結合

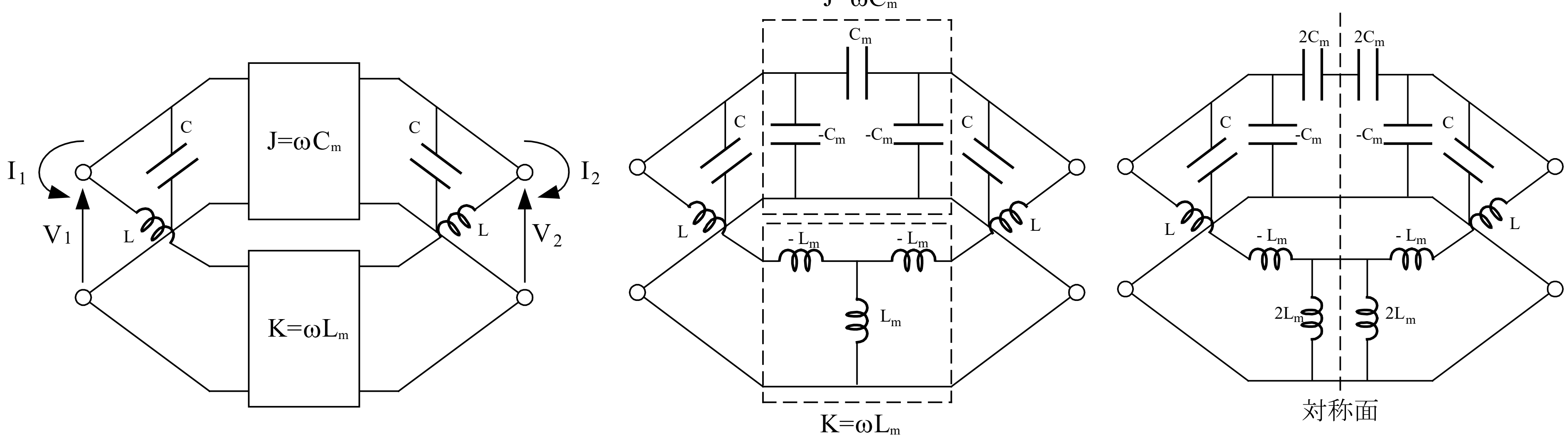
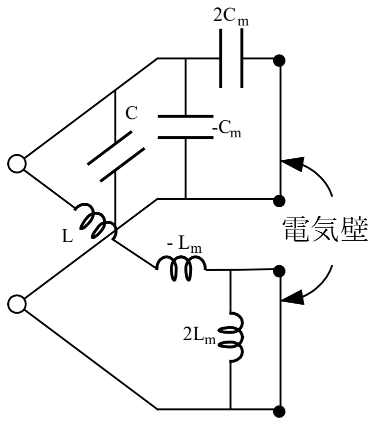


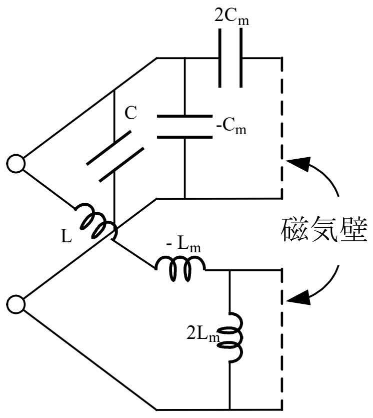
図　K-, J-インバータによる回路表示

電磁結合(2/2)



対称面が電気壁

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)(C+C_m)}}$$



対称面が磁気壁

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)(C-C_m)}}$$

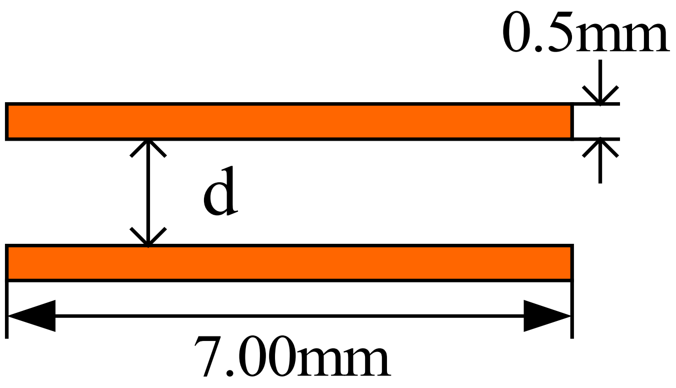
$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{k_m}{1-k_m k_e} - \frac{k_e}{1-k_m k_e}$$

$k_m k_e \ll 1$とすると、 $k \approx k_m - k_e$

(1) $f_m < f_e$の場合 、磁気結合が支配的で、$k_m > k_e \;\rightarrow\; k > 0$

(2) $f_e < f_m$の場合、電気結合が支配的で、$k_m < k_e \;\rightarrow\; k < 0$

半波長共振器間の結合(1/2)



ε_r=9.68 (MgO@70K)
t=0.5mm

図　k の計算に用いた構造

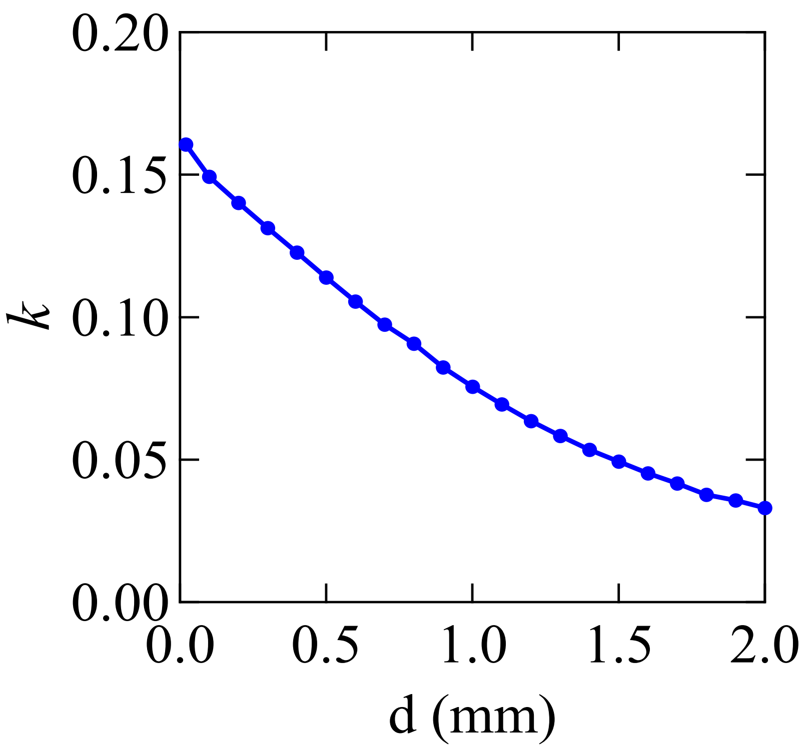


図　結合特性

磁気結合が支配的　$k>0$

半波長共振器間の結合(2/2)

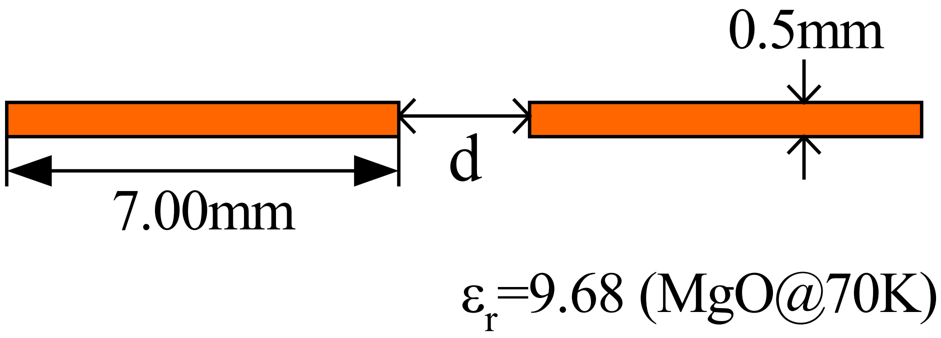


図　k の計算に用いた構造

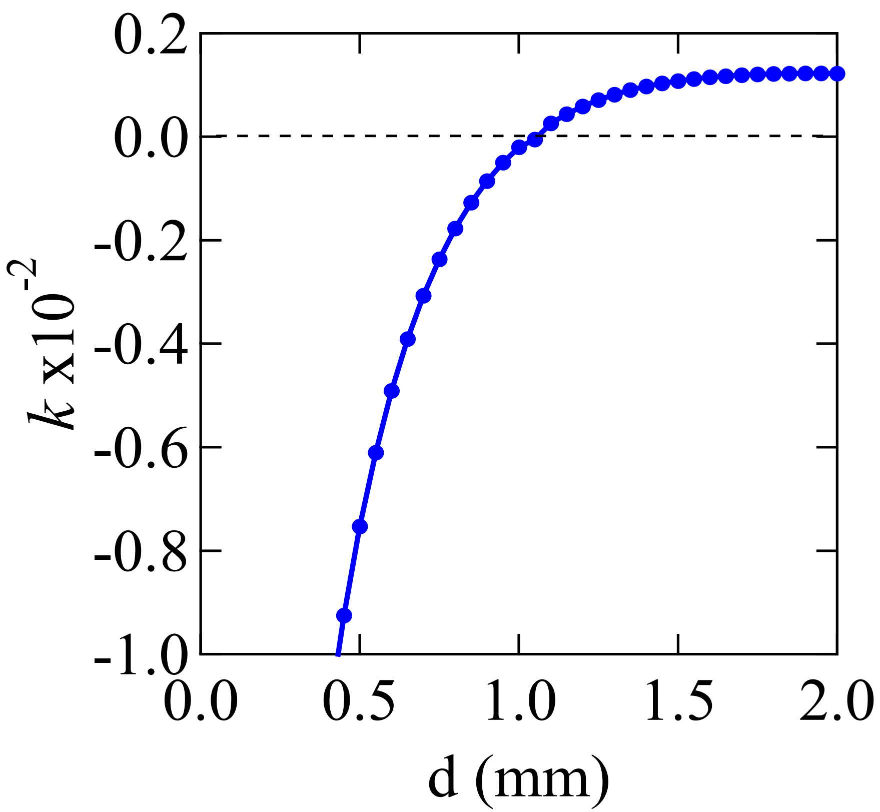
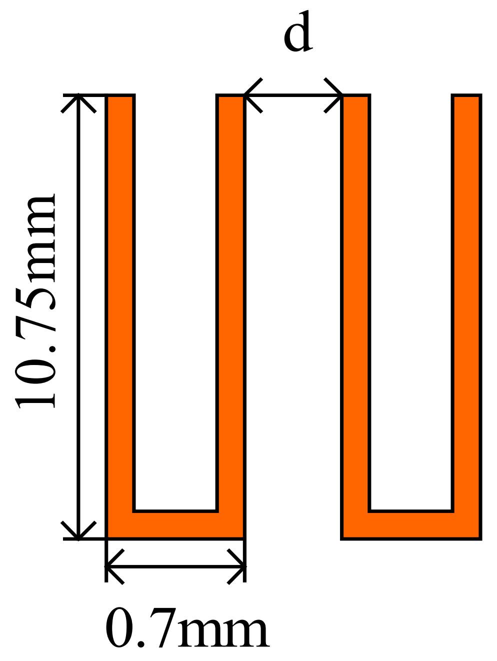


図　結合特性

d ＜1.0mm　電気結合が支配的　k ＜0
d ＞1.0mm　磁気結合が支配的　k ＞0

ヘアピン共振器間の結合（コムライン形）



ε_r=23.4 ($LaAlO_3$@70K)

図　コムライン構造

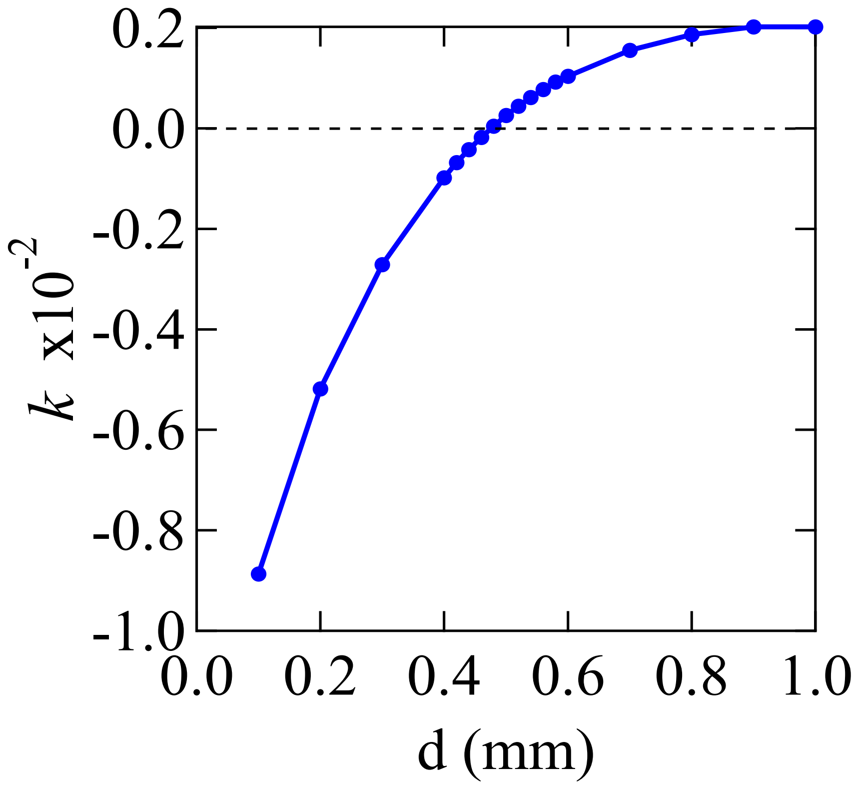
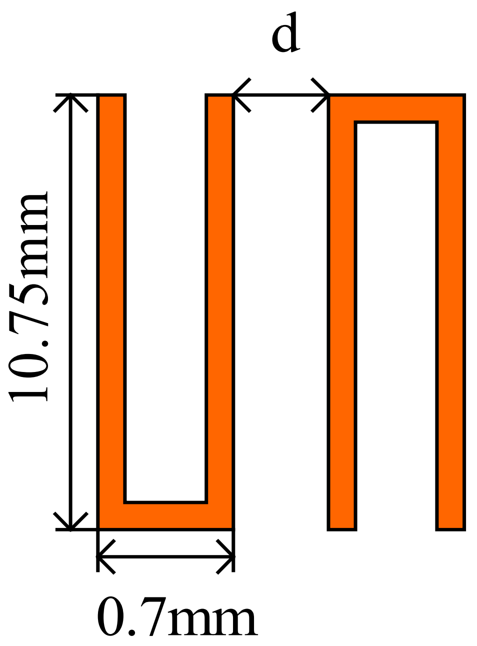


図　結合特性

d ＜0.5mm　電気結合が支配的　k ＜0

d ＞0.5mm　磁気結合が支配的　k ＞0

インターディジタル形



ε_r=23.4 ($LaAlO_3$@70K)

図　インターディジタル構造

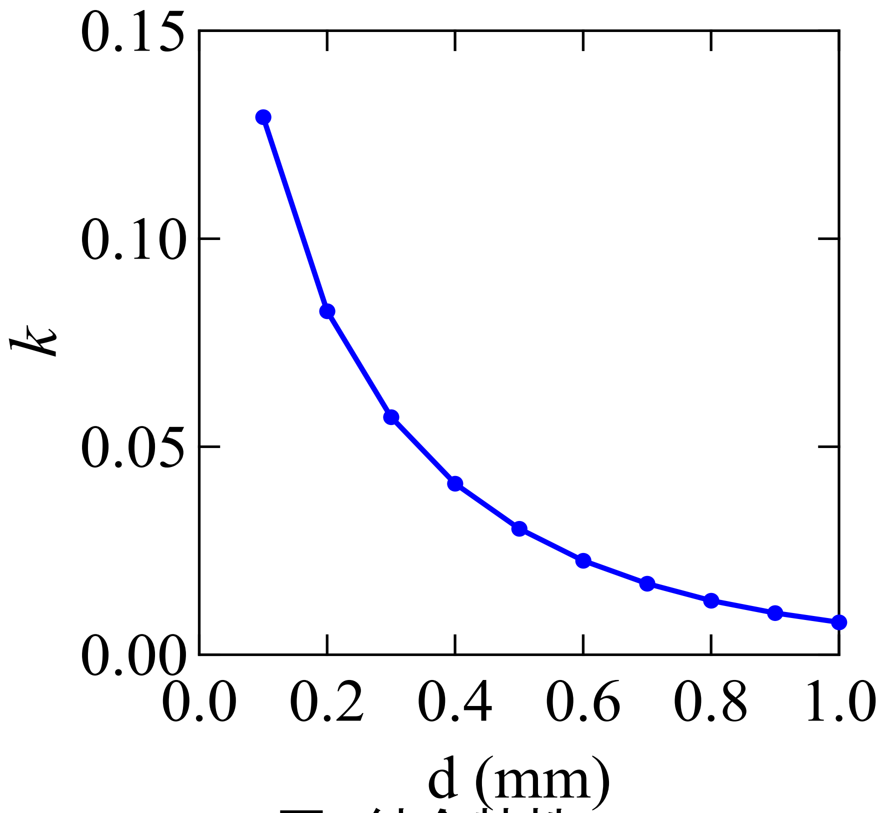


図　結合特性

磁気結合が支配的　$k>0$

楕円関数特性4段BPFの設計

表　設計仕様と設計値

設計仕様		回路パラメータ	
f_0	1.93GHz	Q_{e1} , Q_{e2}	299
Δf	4MHz	$k_{12}=k_{34}$	$2.39\text{x}10^{-3}$
RW	0.01dB	k_{23}	$1.86\text{x}10^{-3}$
SB_{min}	40dB	k_{14}	$-2.56\text{x}\ 10^{-4}$

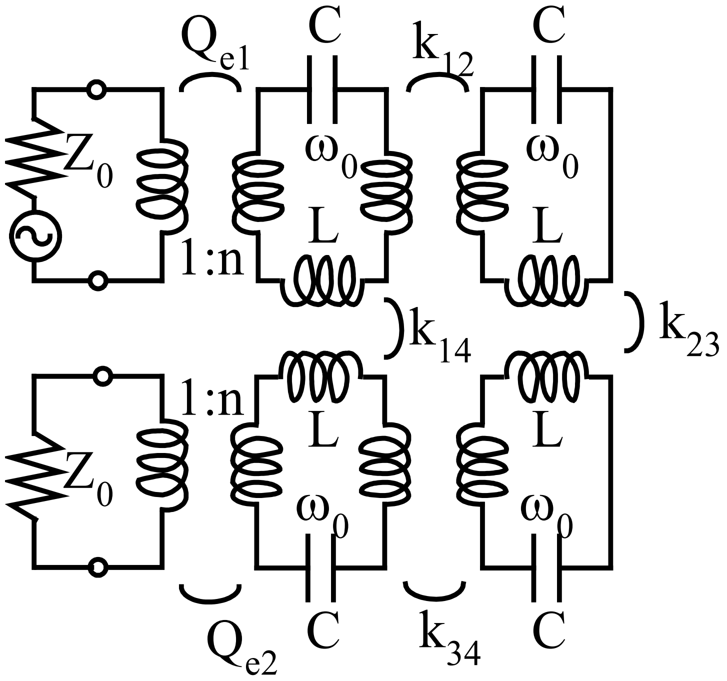
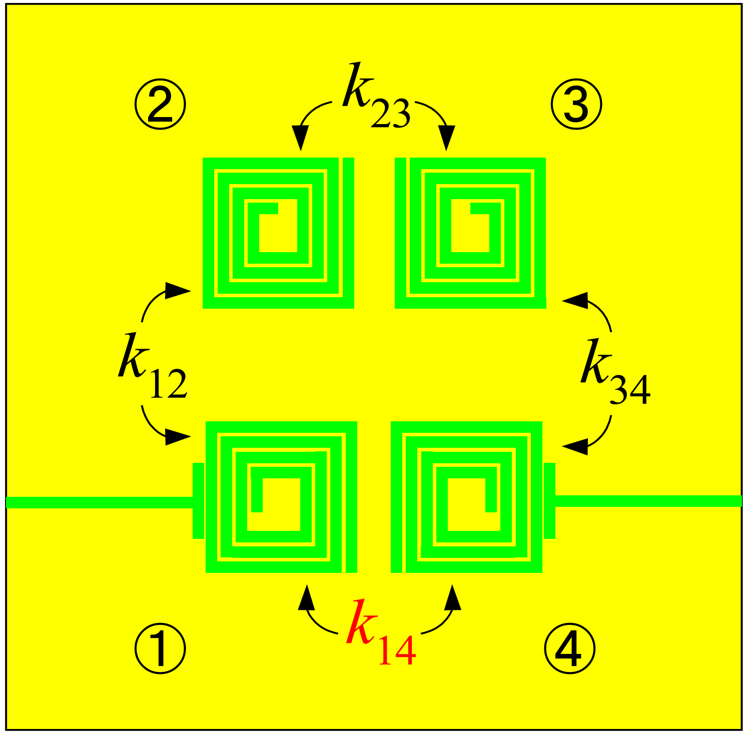


図 等価回路

k_{14}に負の結合が必要

4段楕円関数特性BPFの構造



k_{12}, k_{23}, k_{34} ： 磁界結合
k_{14} ： 電界結合

磁気結合を主としてBPFを設計

$$k = k_m - k_e$$

結合係数 k_{12}, k_{34} の計算

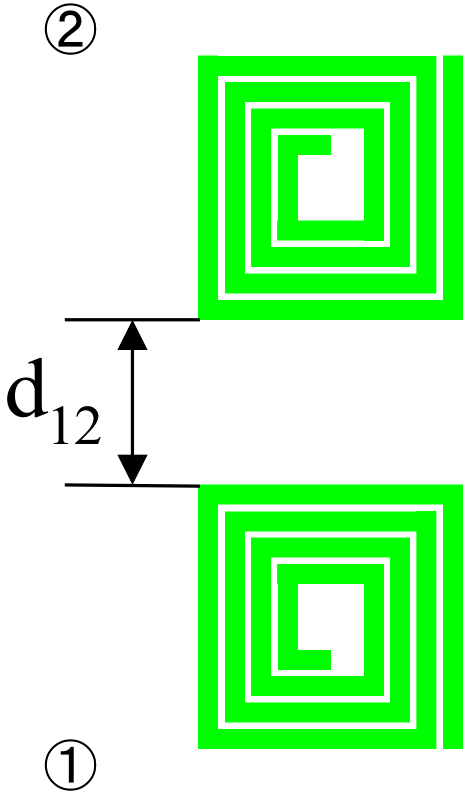


図　k の計算に用いた構造

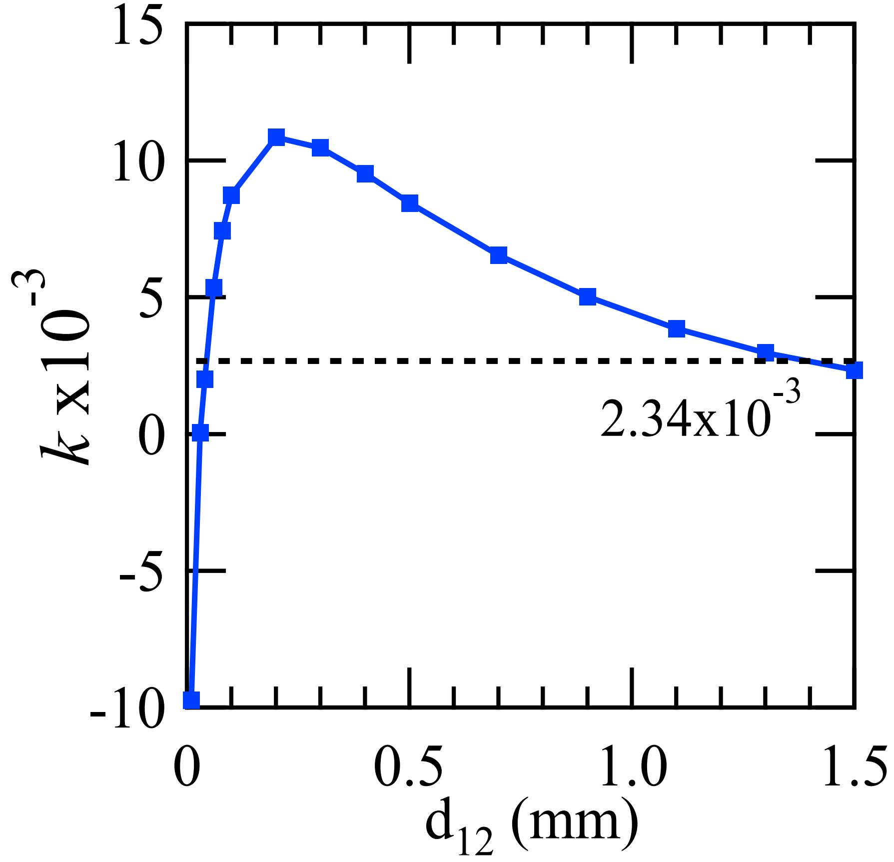


図　結合特性

結合係数 k_{14}, k_{23} の計算

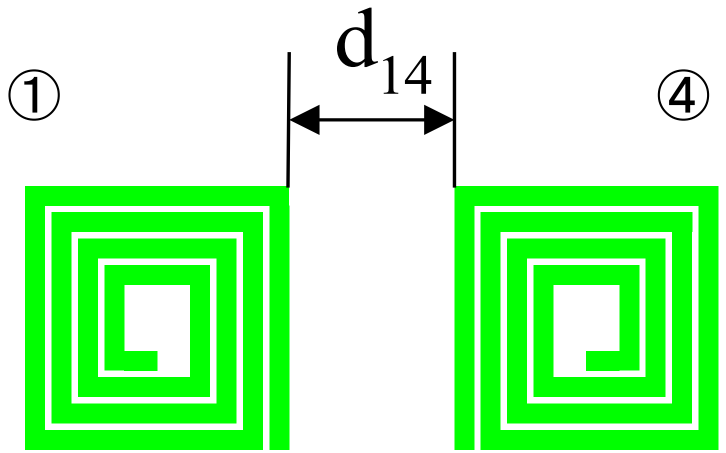


図　k の計算に用いた構造

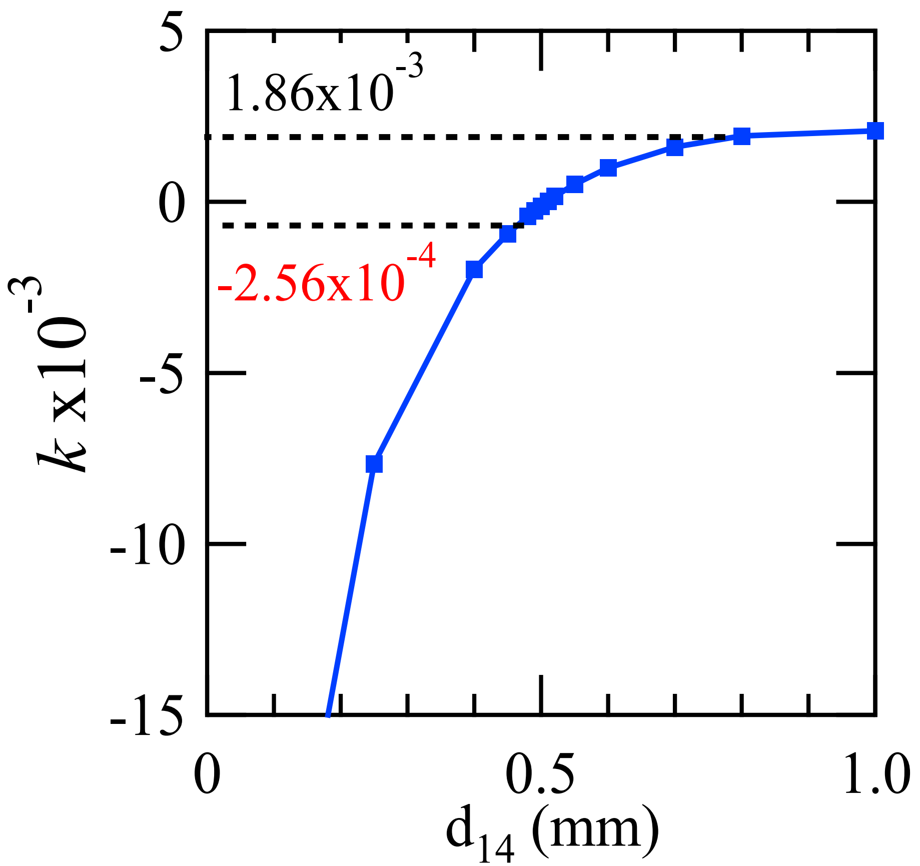


図　結合特性

外部Q_eの計算

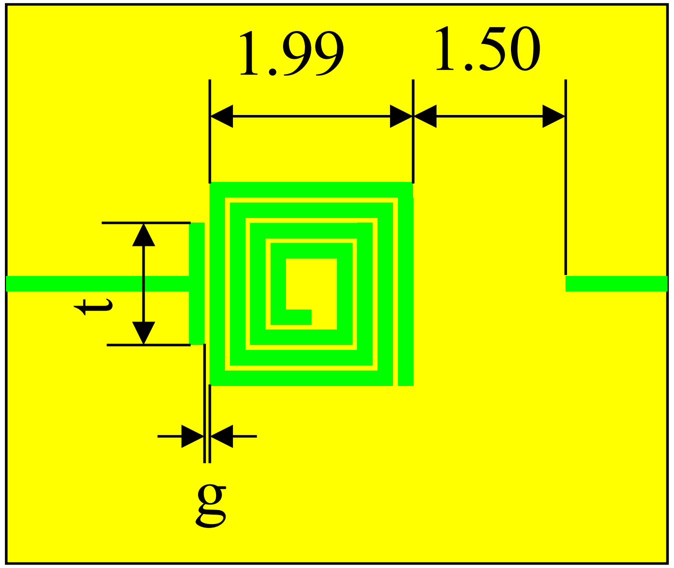


図　Q_eの計算に用いた構造

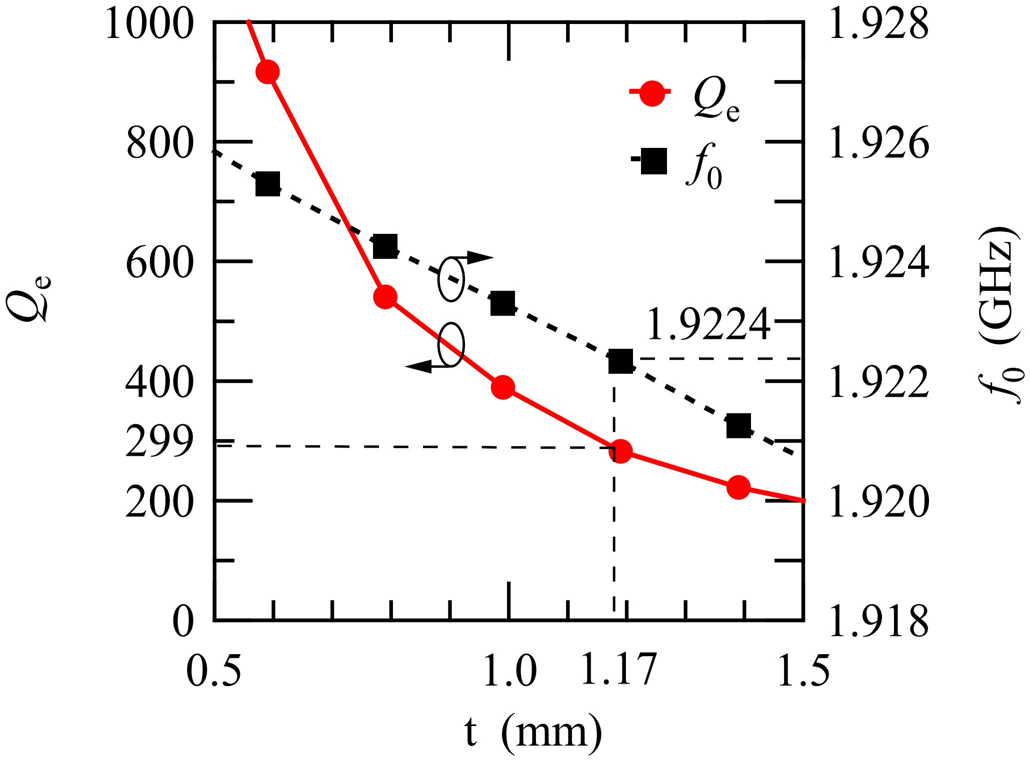


図　tに対するQ_e及びf_0の関係

楕円関数特性4段BPFの特性

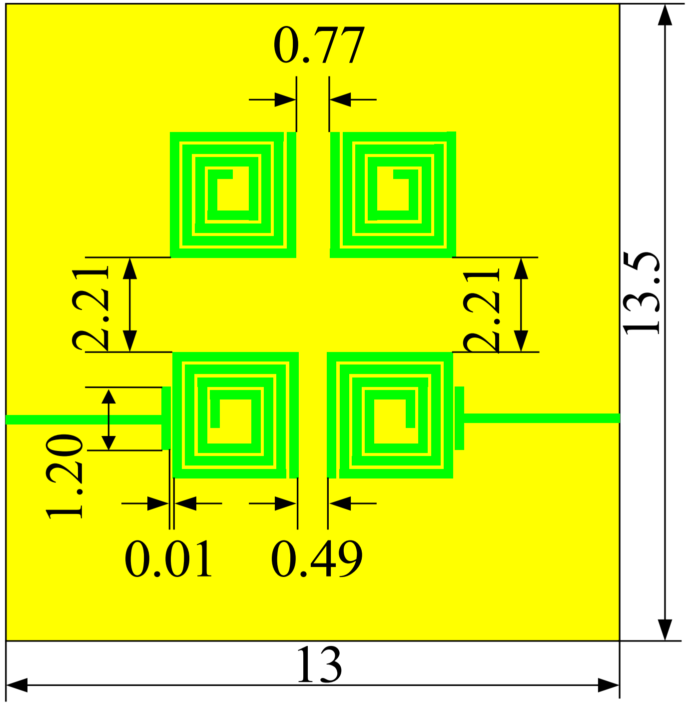


図　フィルタ構造

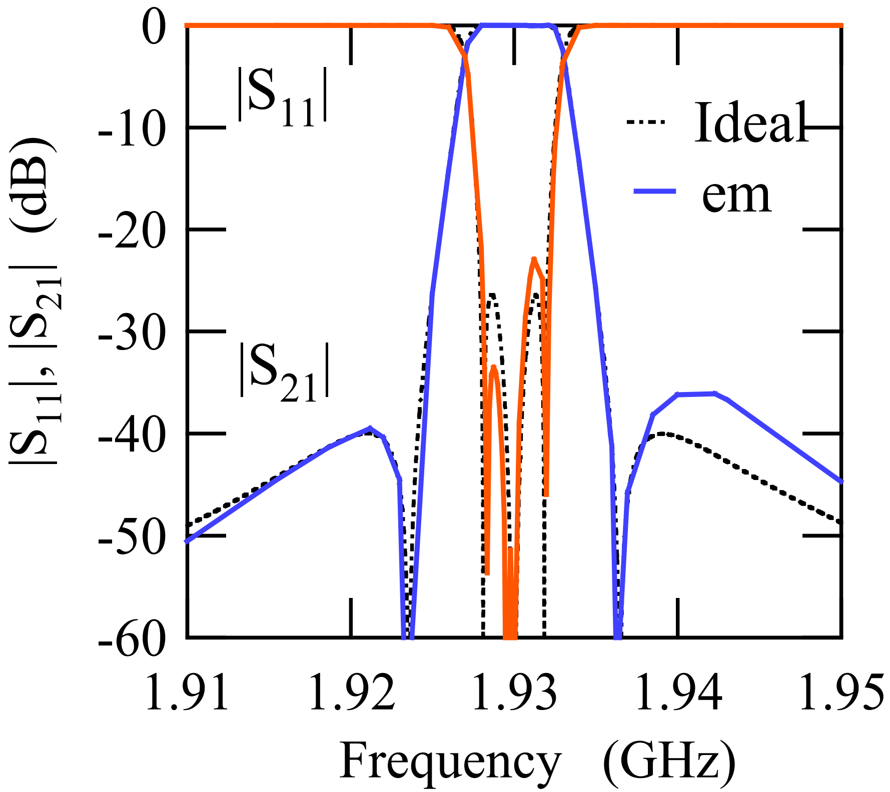


図　周波数特性

k_{14}で負の結合を実現
所望の楕円関数特性を得た

誘電体共振器(DR)を用いたBPF

- ■シングルモードDR BPF
- ■デュアルモードDR BPF
- ■トリプルモードDR BPF
- ■一体化成形誘電体BPF

誘電体共振器の特徴

① High dielectric constant ε_r
② High unloaded Q (Q_u) value
③ High power handling capability
④ Excellent temperature stability
⑤ ……

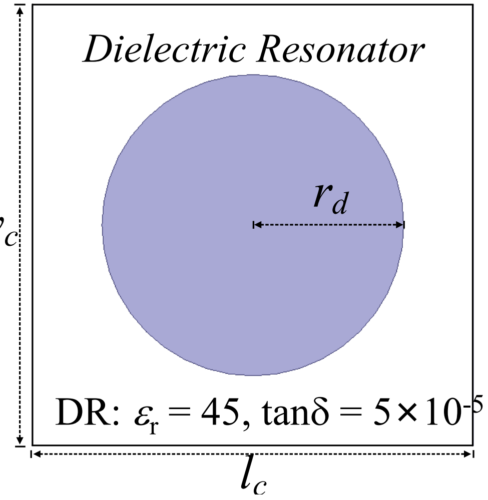
☑ Size and weight reduction
☑ Low insertion loss, good frequency selectivity
☑ High power handling capability
☑ ……

誘電体共振器内の種々の共振モード

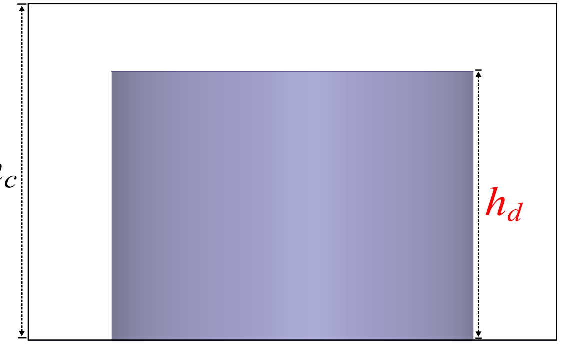
$r_d = 13$ mm, $h_c = 20$ mm and $w_c = l_c = 38$ mm

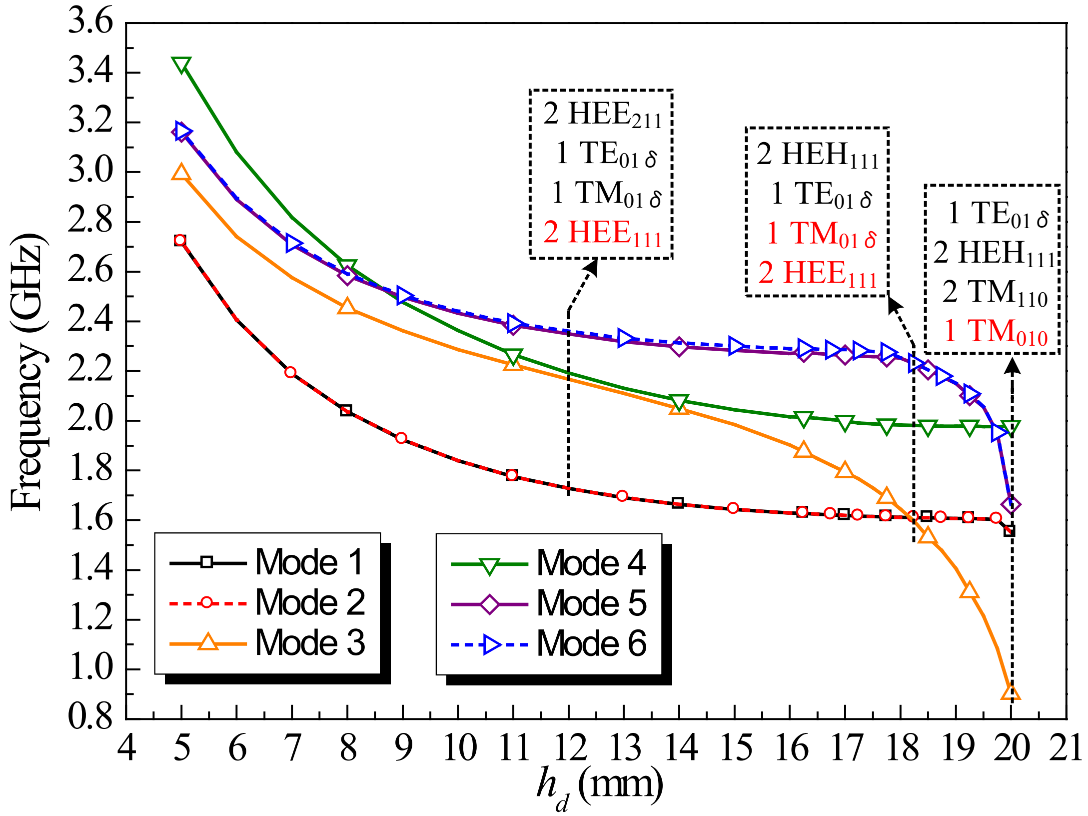
- Single-mode DR of a $TM_{01\delta}$ mode, $h_d > 18$ mm.
- Dual-mode DR of two HEE_{111} (HE_{11}) degenerate modes, $h_d < 18$ mm.
- Triple-mode DR of a $TM_{01\delta}$ and two HE_{111} degenerate modes, $h_d = 18$ mm.

Top view



Side view



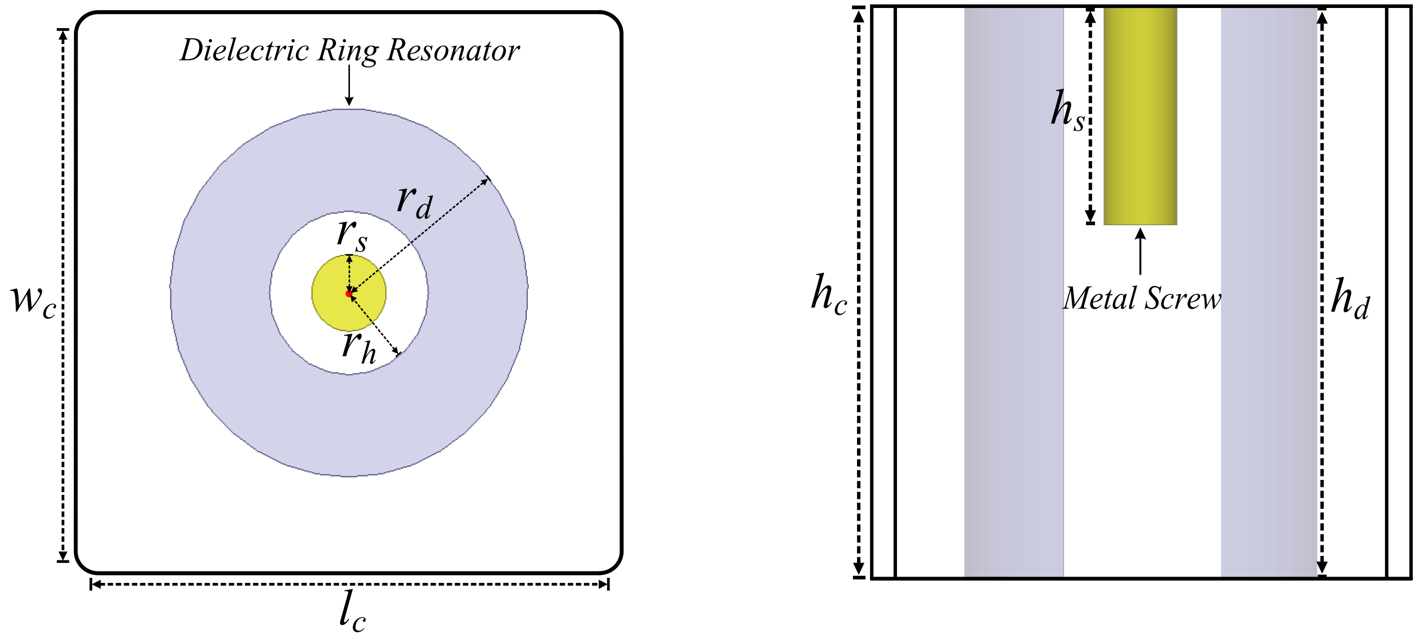


TM_{010} Mode DR

Circular dielectric ring
+ Rectangle cavity
+ Metal tuning screw

TM_{010}

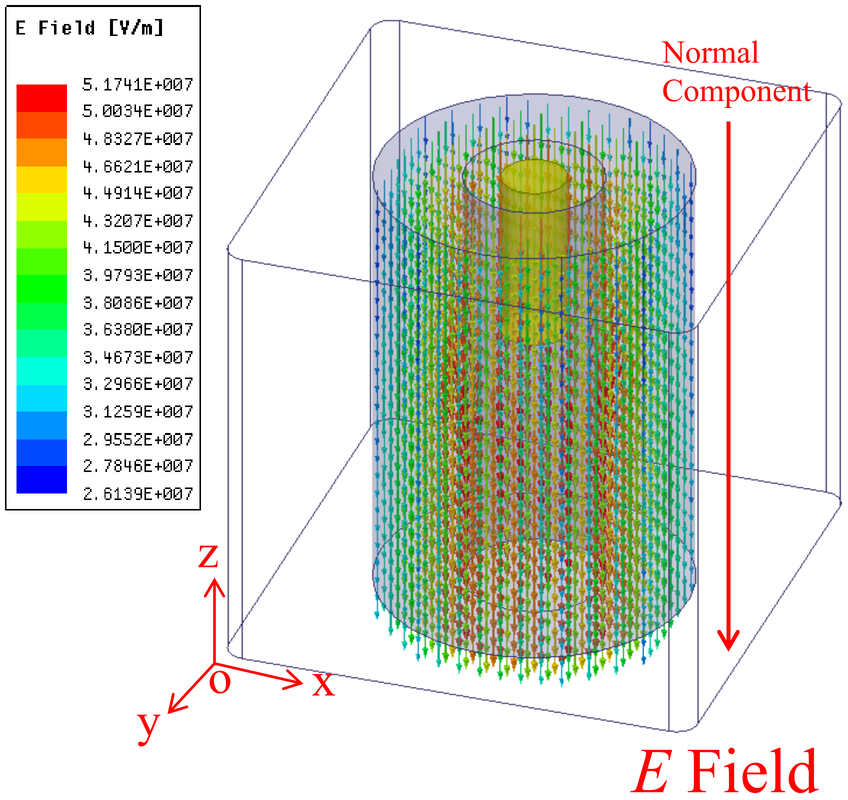
DR: $\varepsilon_r = 45$, $\tan\delta = 5\times10^{-5}$

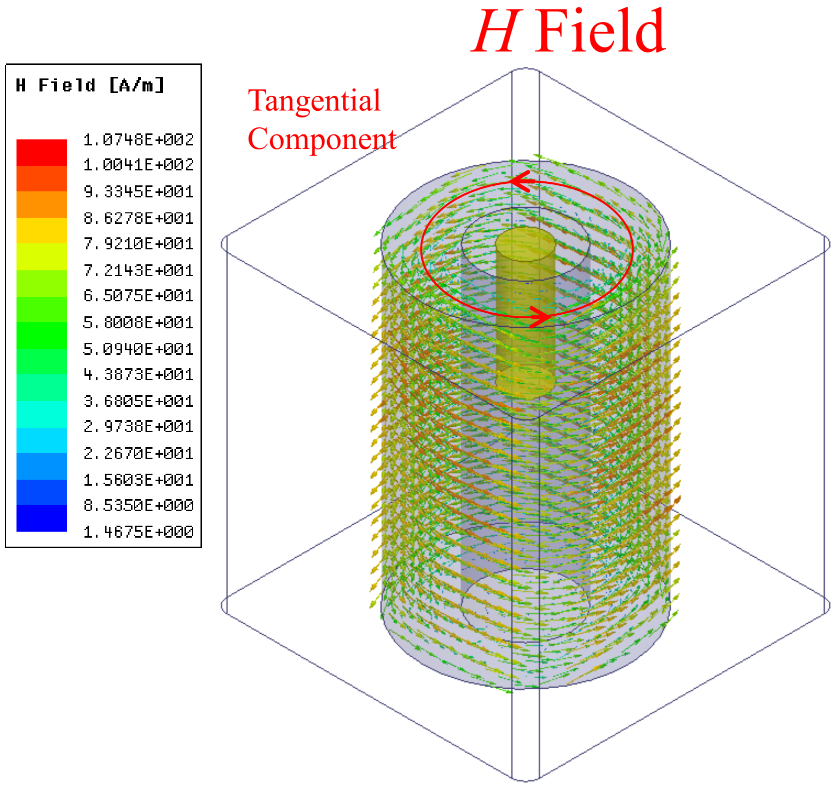


Top and side view of DR cavity

TM_{010} Modeの電磁界分布

- Only normal component in *E*-field (*z*-direction)
- Only tangential component in *H*-field (*xy*-plane)

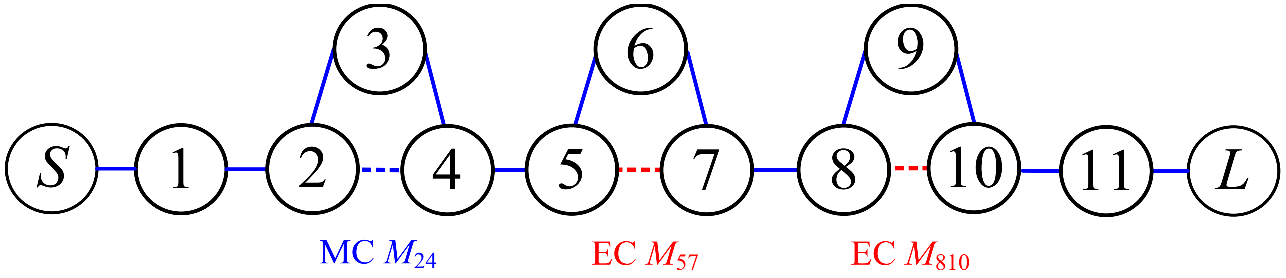




BPFのトポロジーと設計仕様

BPF with 11-poles and 3-TZs (Transmission zeros)

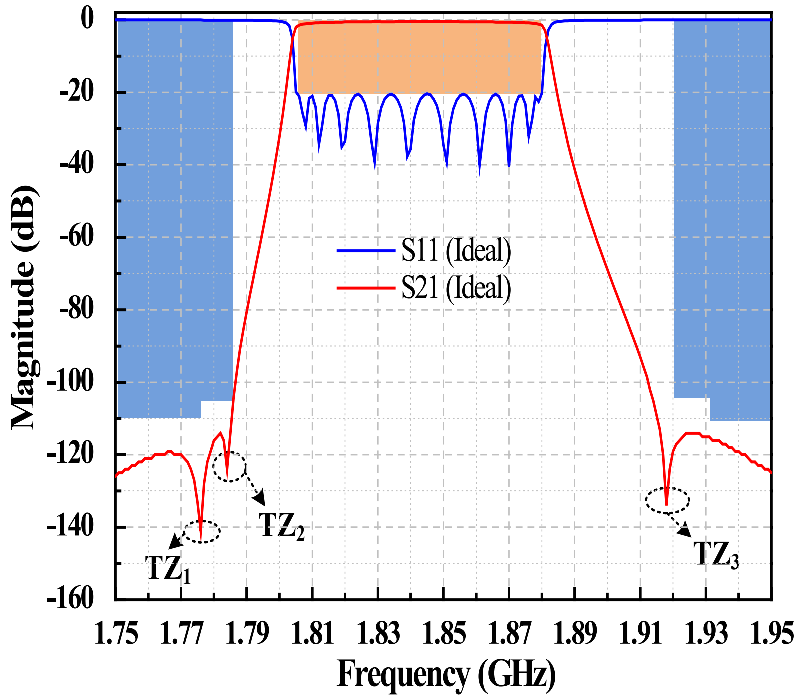
Topology using 3-Cascaded Triplets (CTs)



EC: Electric Coupling

MC: Magnetic Coupling

Items	SPEC
Poles	11
f_0 (MHz)	1840
RL (dB)	20
TZ_1 @ F (MHz)	1775
TZ_2 @ F (MHz)	1784
TZ_3 @ F (MHz)	1918



回路パラメータ

Normalized Coupling Matrix

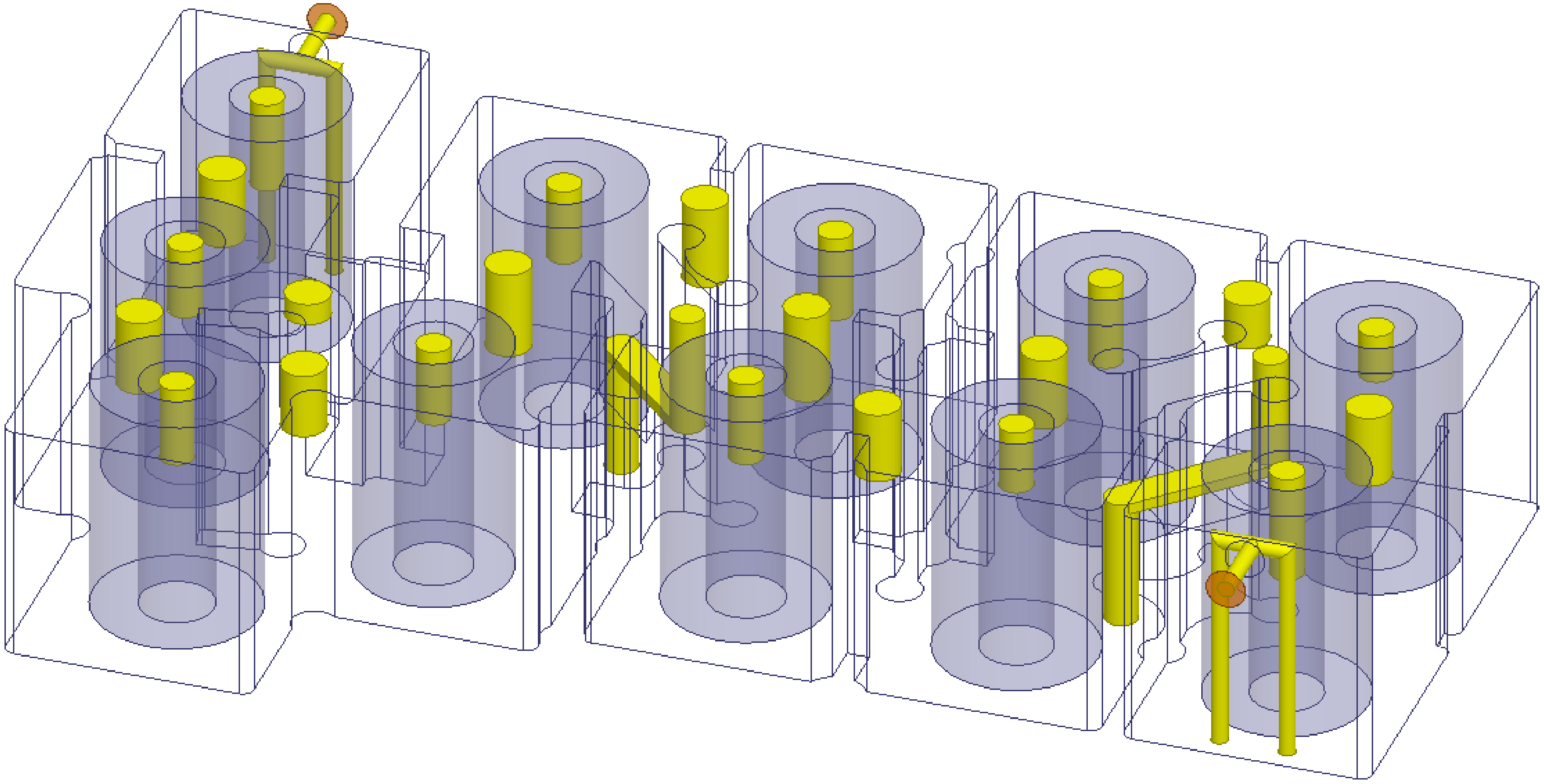
$m_{12} = 0.809$	$m_{89} = 0.491$	$m_{66} = 0.326$
$m_{23} = 0.555$	$m_{810} = -0.228$	$m_{77} = -0.012$
$m_{24} = 0.171$	$m_{910} = 0.534$	$m_{88} = -0.023$
$m_{34} = 0.514$	$m_{1011} = 0.809$	$m_{99} = 0.421$
$m_{45} = 0.528$	$m_{11} = -0.002$	$m_{1010} = -0.002$
$m_{56} = 0.496$	$m_{22} = -0.002$	$m_{1111} = -0.002$
$m_{57} = -0.167$	$m_{33} = -0.321$	$Q_{S1} = 25.416$
$m_{67} = 0.495$	$m_{44} = 0.011$	$Q_{11L} = 25.416$
$m_{78} = 0.527$	$m_{55} = 0.000$	

Inter-coupling coefficients (m_{ij})

External quality factors (Q_e)

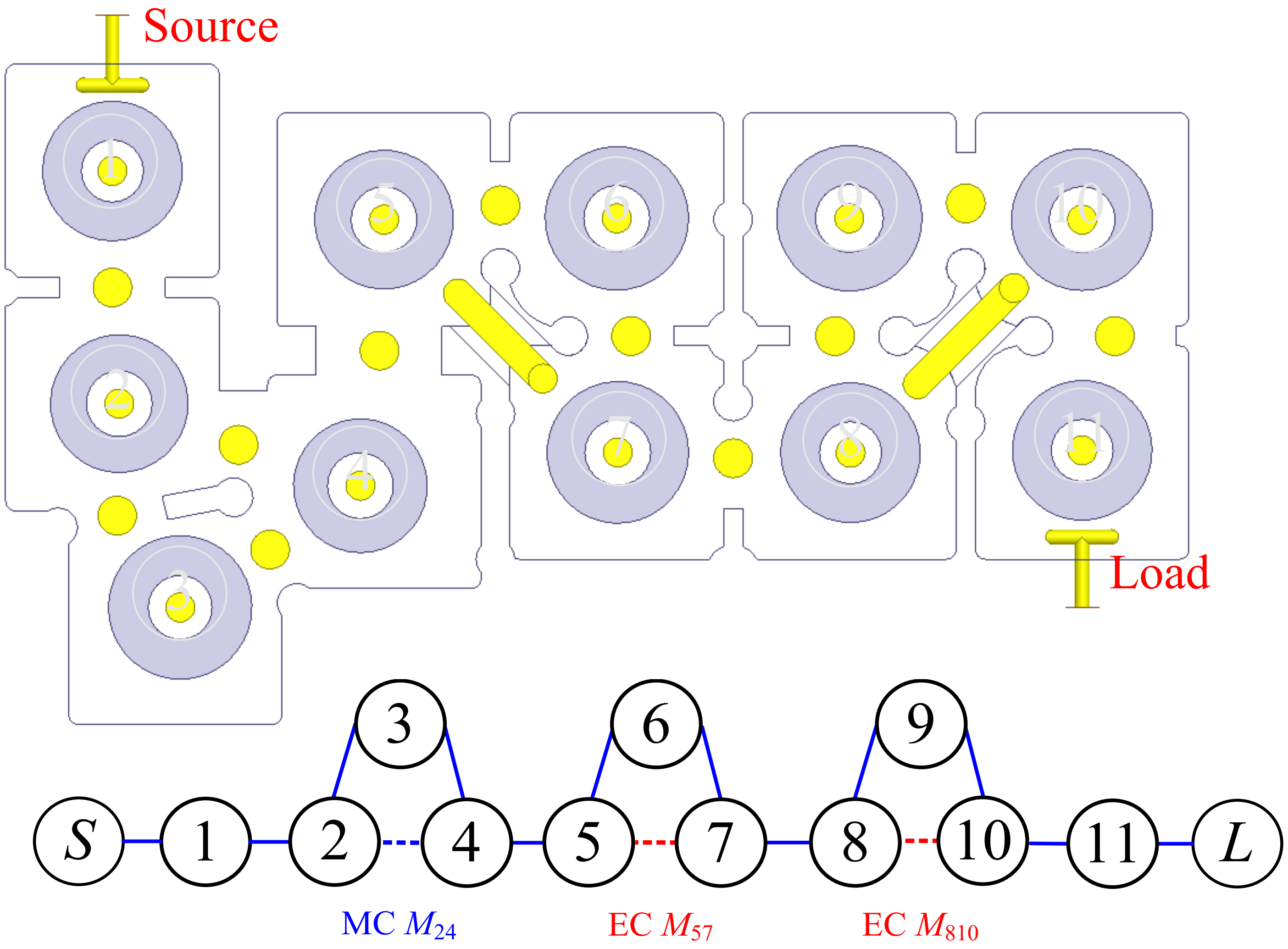
11段BPFの構造 (1/2)

3D View of The Proposed 11-Pole DR BPF



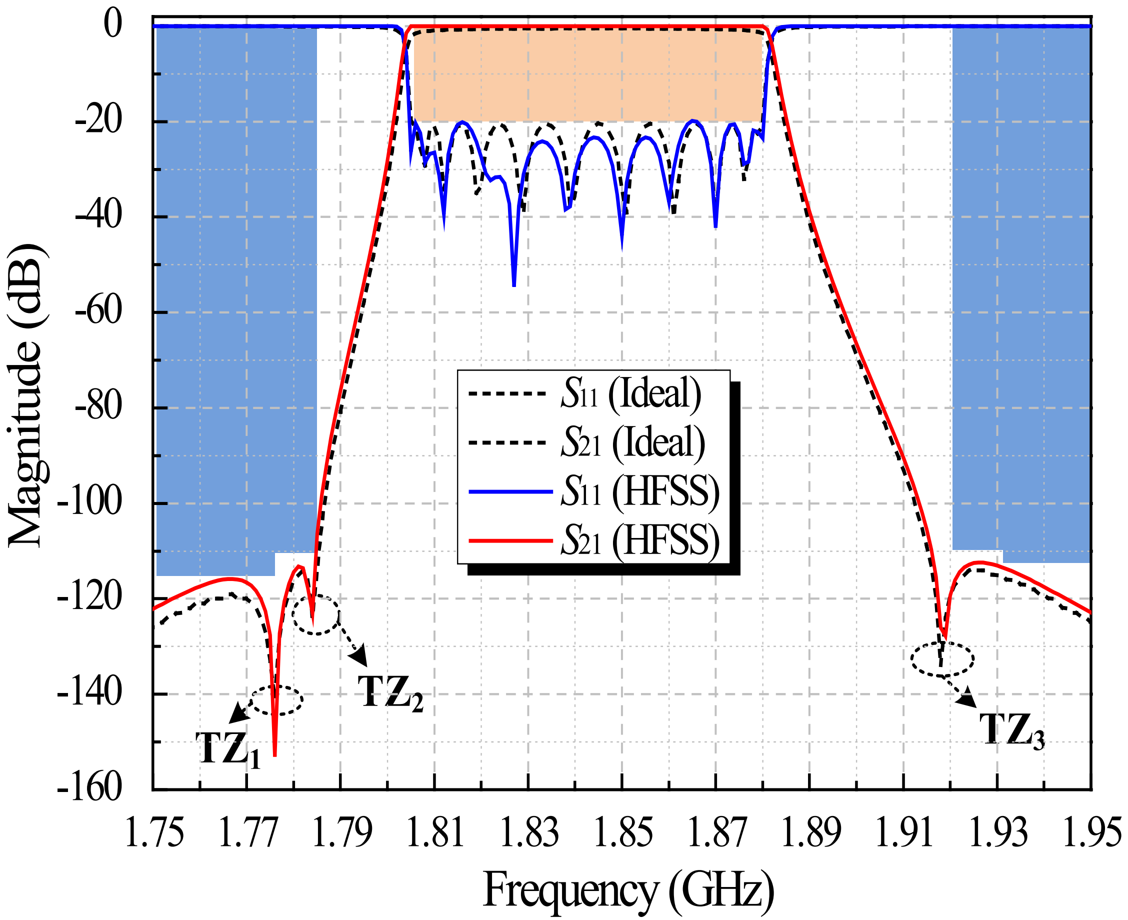
11段BPFの構造 (2/2)

Top View of The Proposed 11-Pole DR BPF



11段BPFの設計結果(1/2)

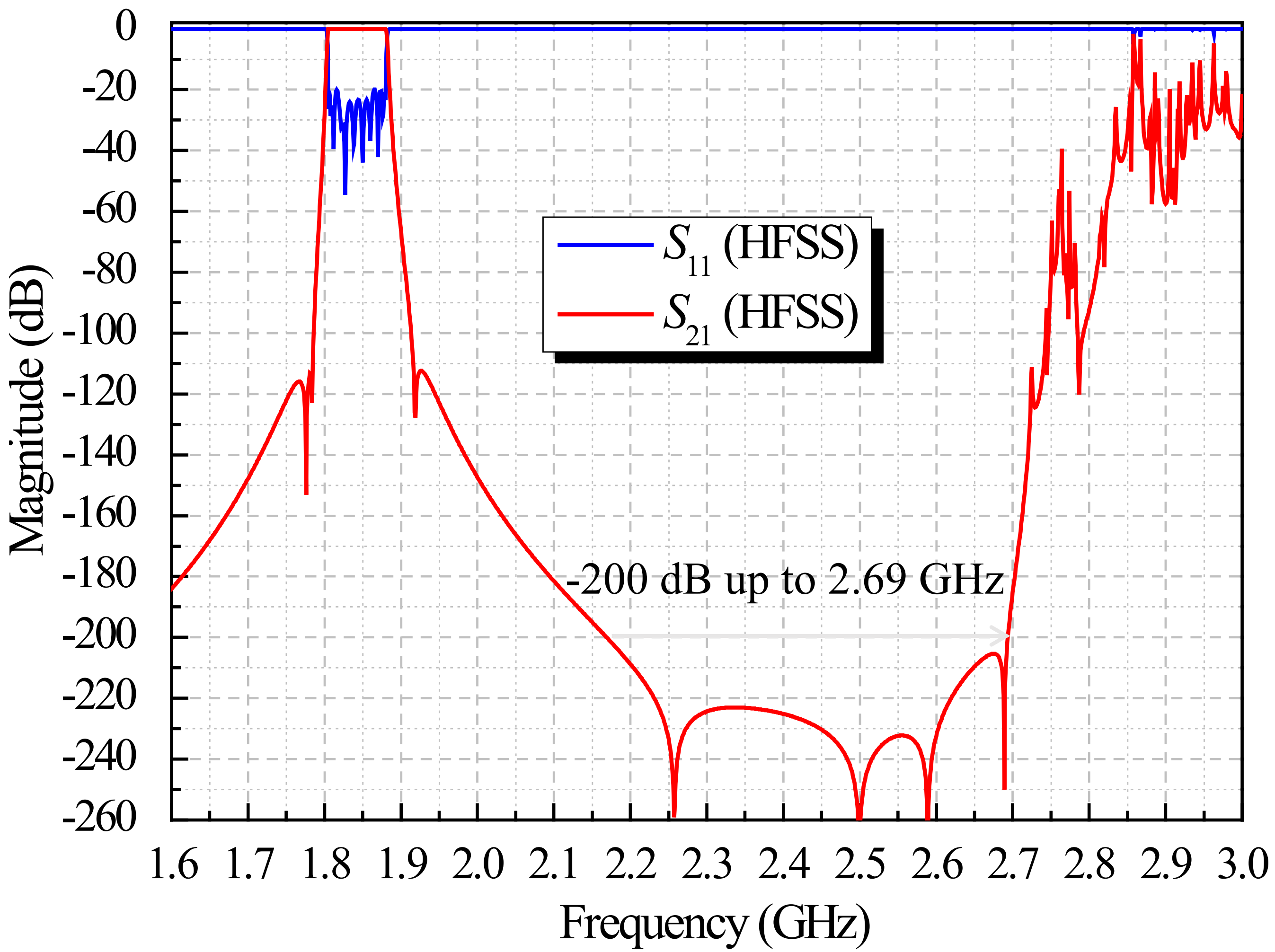
Comparison of HFSS and Ideal Results



The HFSS optimized results match well with the target specifications

11段BPFの設計結果(2/2)

Wideband Performance of the 11-pole BPF

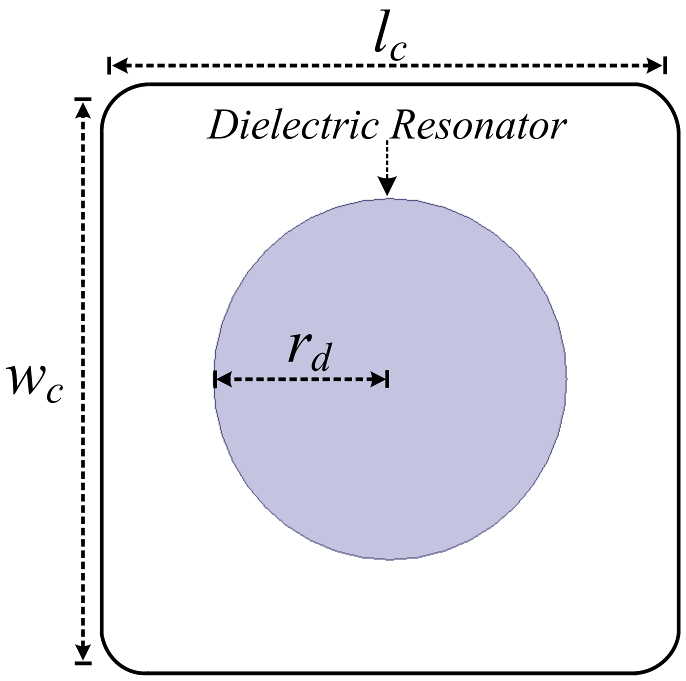


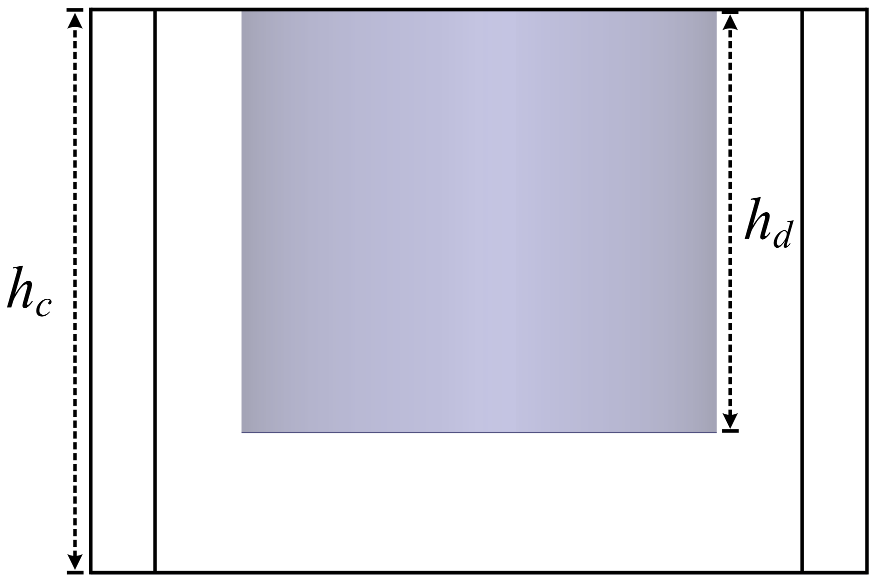
The stopband rejection is better than -200 dB up to 1.46 f_0

HE_{11}デューアルモードDR

Top and Side View of HE_{11} Dual-Mode DR Cavity

$h_c = 20$ mm and $w_c = l_c = 36$ mm





DR: $\varepsilon_r = 45$, $\tan\delta = 5\times10^{-5}$

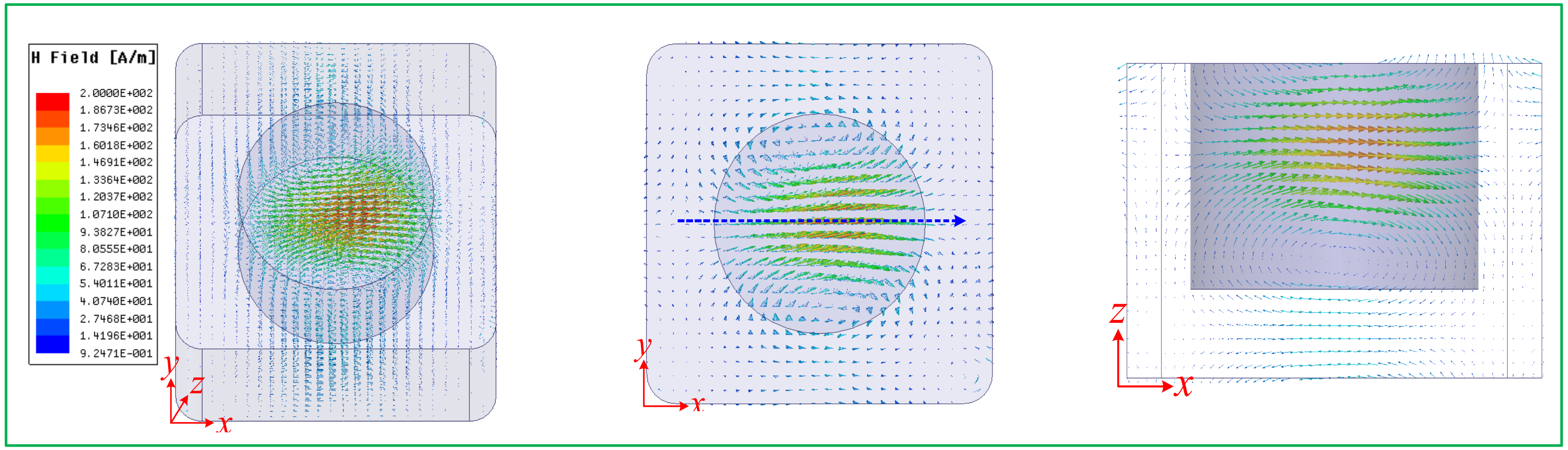
Two HE_{11} degenerate modes

HE$_{11}$デュアルモード磁界分布

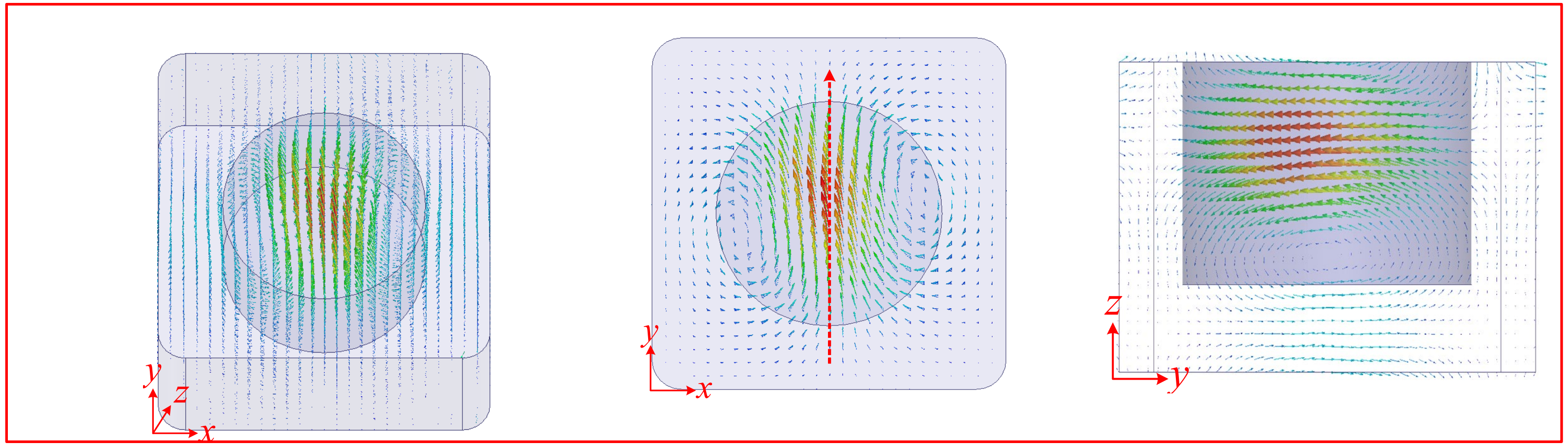
HE$_{11}$ Dual-Mode DR

- No normal *H*-Field on top face (XY plane)
- The polarizations of the two HE$_{11}$ modes are orthogonal each other

HE$_{11+}$

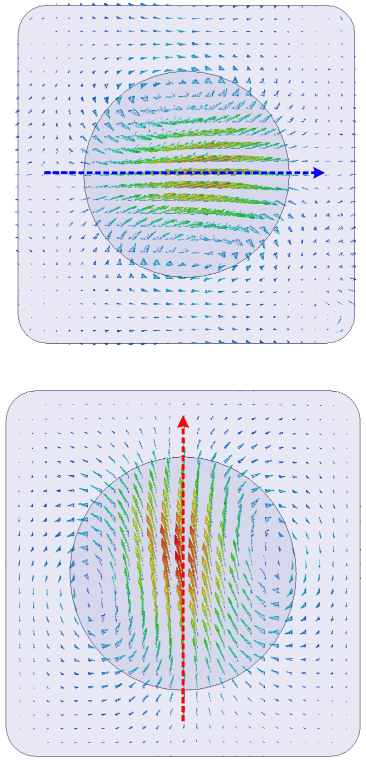


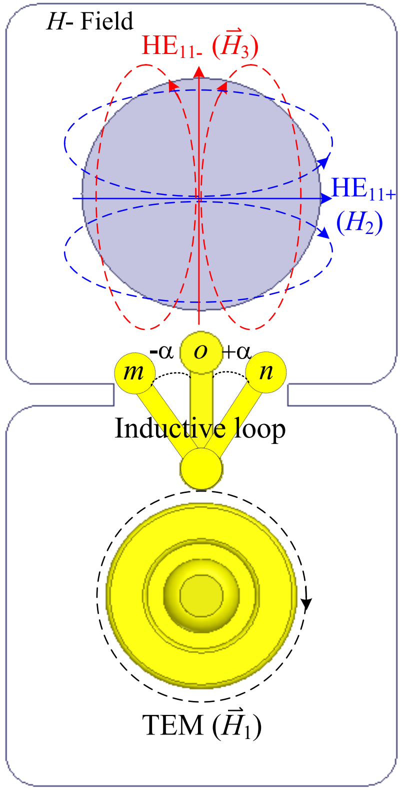
HE$_{11-}$

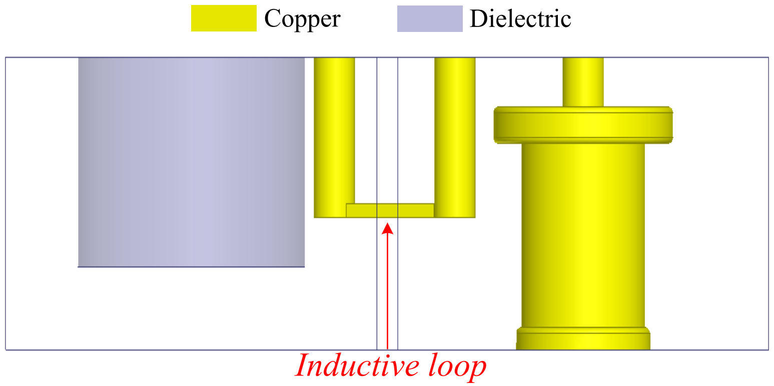


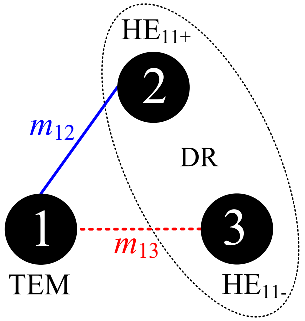
結合構造とメカリズム

Combined Use of Coaxial TEM and HE_{11} Dual-Mode Resonators



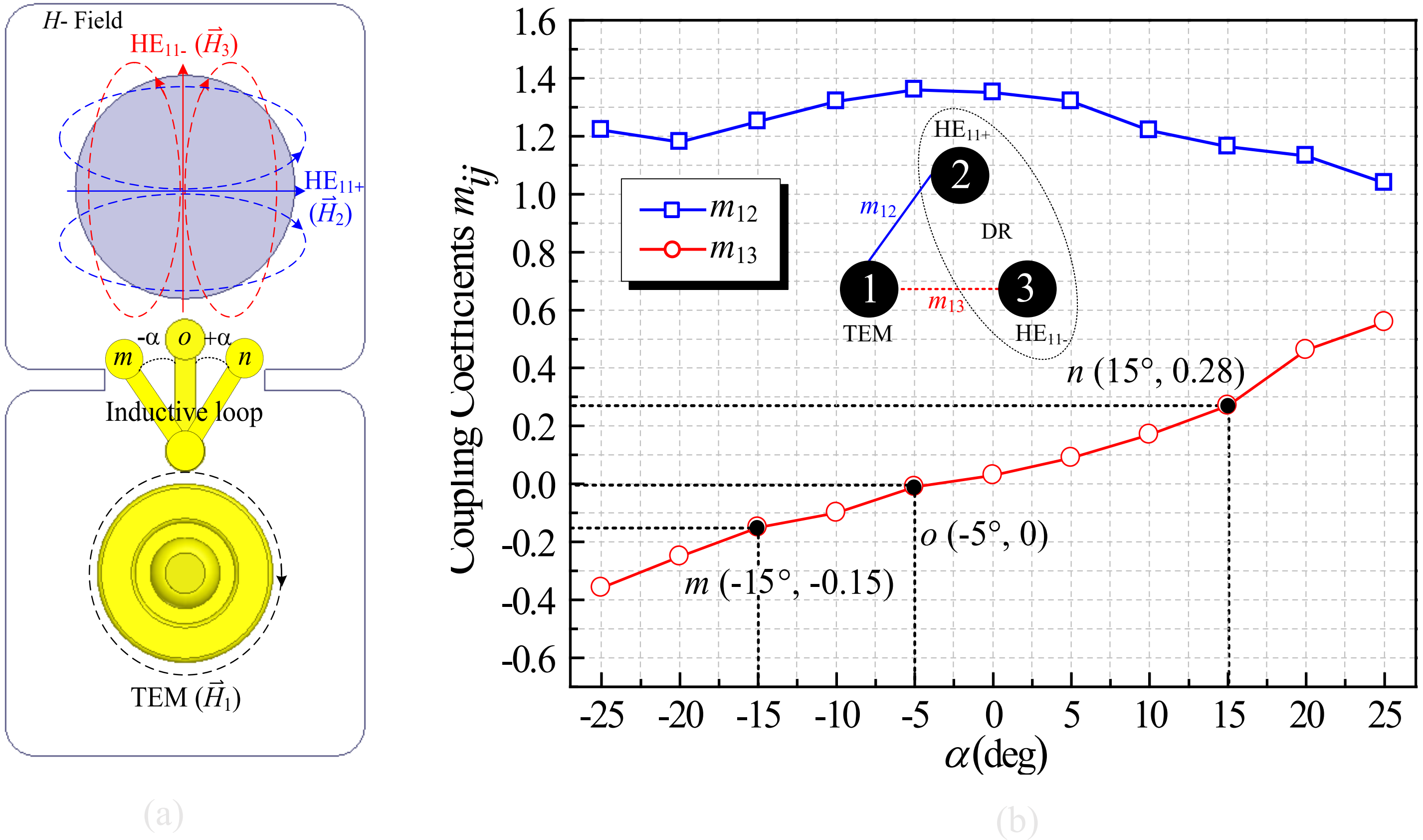






結合係数の設計

Virtual Negative Coupling

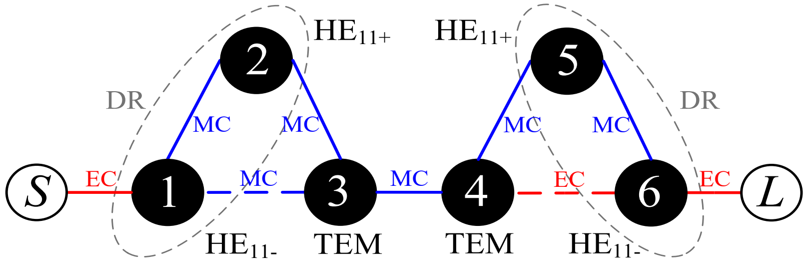


(a) H-field distribution diagram form top view of the proposed resonator. (b) Coupling coefficients m_{12} and m_{13} versus different rotation angles α of the inductive loop.

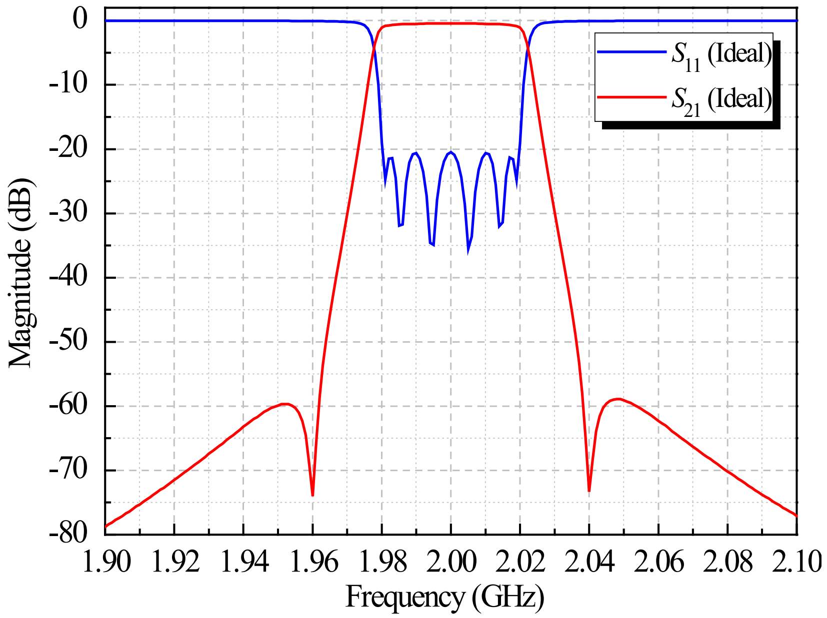
6段BPFの設計仕様とトポロジー

Filter Synthesis

Items	SPEC
Poles	6
F (MHz)	2000
RL (dB)	20
TZ1 @ F (MHz)	1960
TZ2 @ F (MHz)	2040

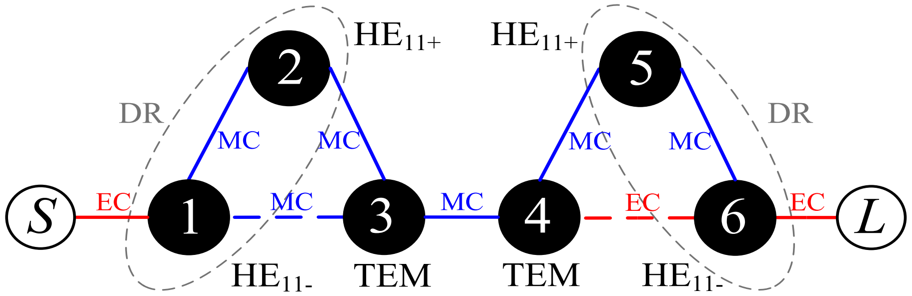


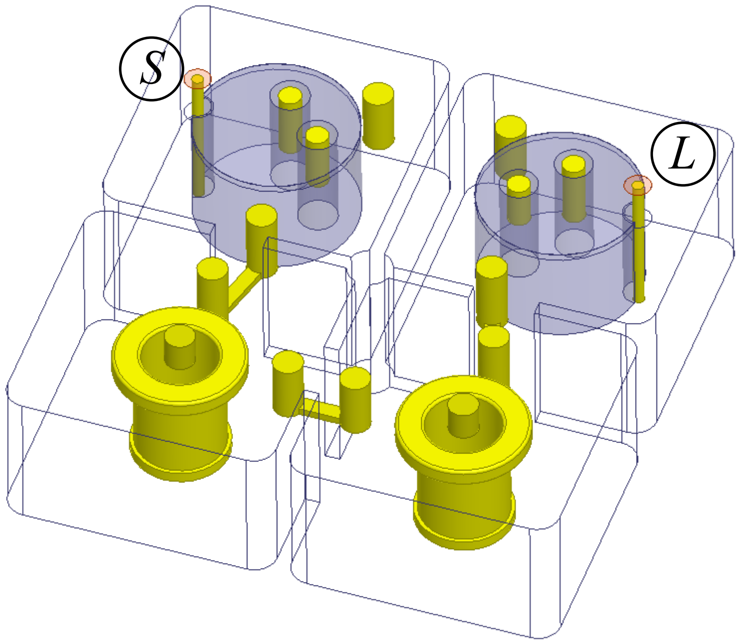
	S	1	2	3	4	5	6	*L*
S	0	1.00	0	0	0	0	0	0
1	1.00	0	0.79	0.28	0	0	0	0
2	0	0.79	−0.40	0.56	0	0	0	0
3	0	0.28	0.56	0.03	0.58	0	0	0
4	0	0	0	0.58	−0.03	0.56	−0.27	0
5	0	0	0	0	0.56	0.40	0.79	0
6	0	0	0	0	−0.27	0.79	0	1.00
L	0	0	0	0	0	0	1.00	0



6段BPFの構造

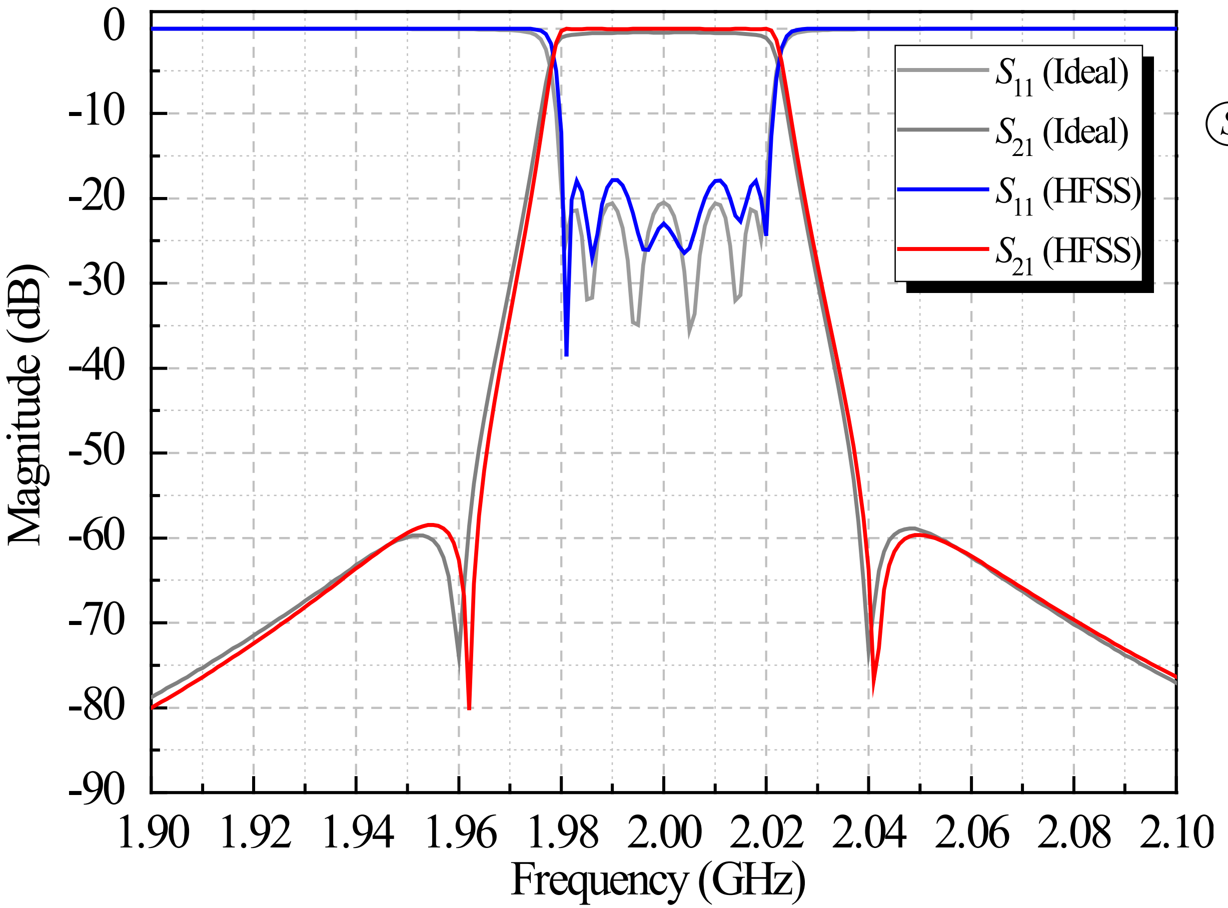
Coupling Scheme and 3-D Configuration

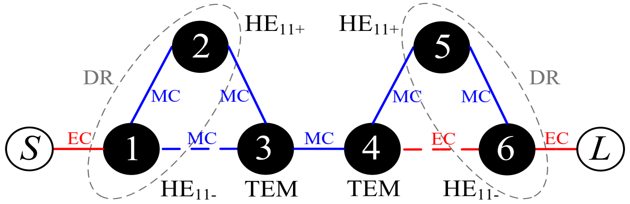




6段BPFの設計結果

Comparison of HFSS and Ideal Results



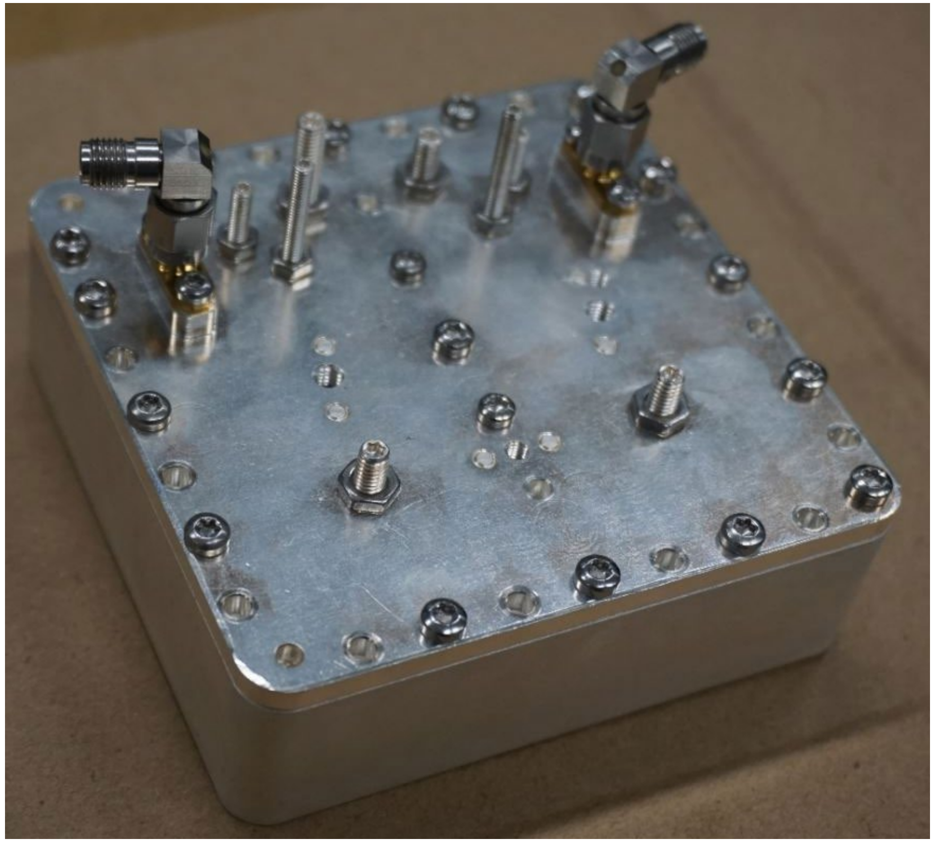


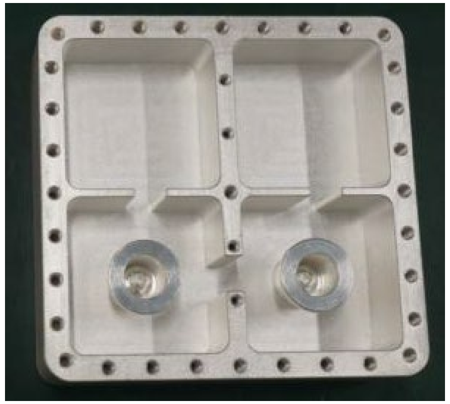
SPEC	HFSS	Ideal
Poles	6	6
F start (MHz)	1980.8	1980
F stop (MHz)	2020.2	2020
RL (dB)	18	20
TZ1 @ F (MHz)	1961	1960
TZ2 @ F (MHz)	2041	2040
m_{13}	0.27	0.28
m_{23}	0.56	0.56
m_{45}	0.57	0.56
m_{46}	-0.28	-0.27

The EM simulated responses of the filter agree well with the ideal responses

6段BPFの試作と測定結果 (1/2)

Photograph of the Fabricated 6-pole BPF

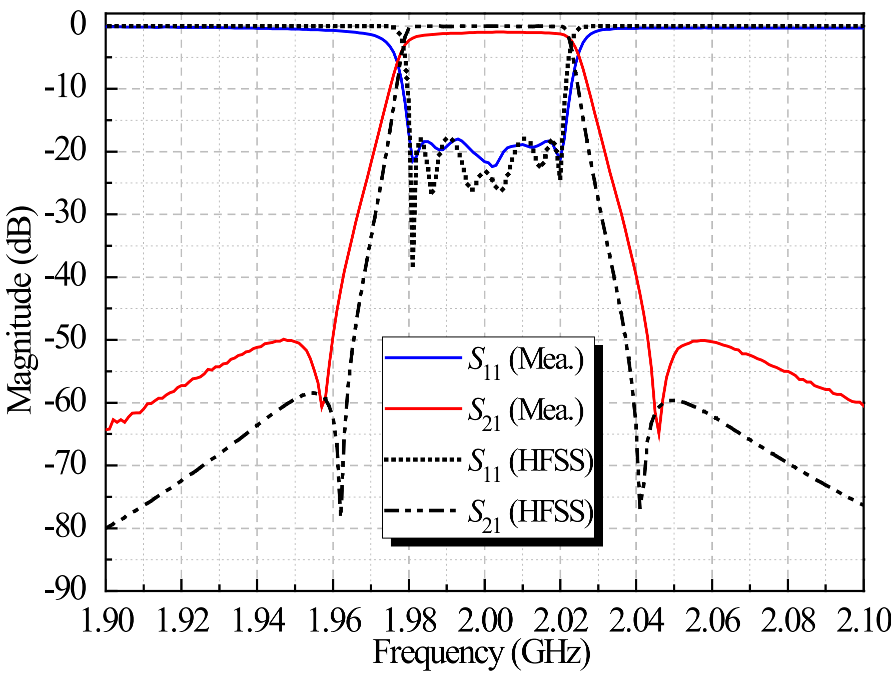


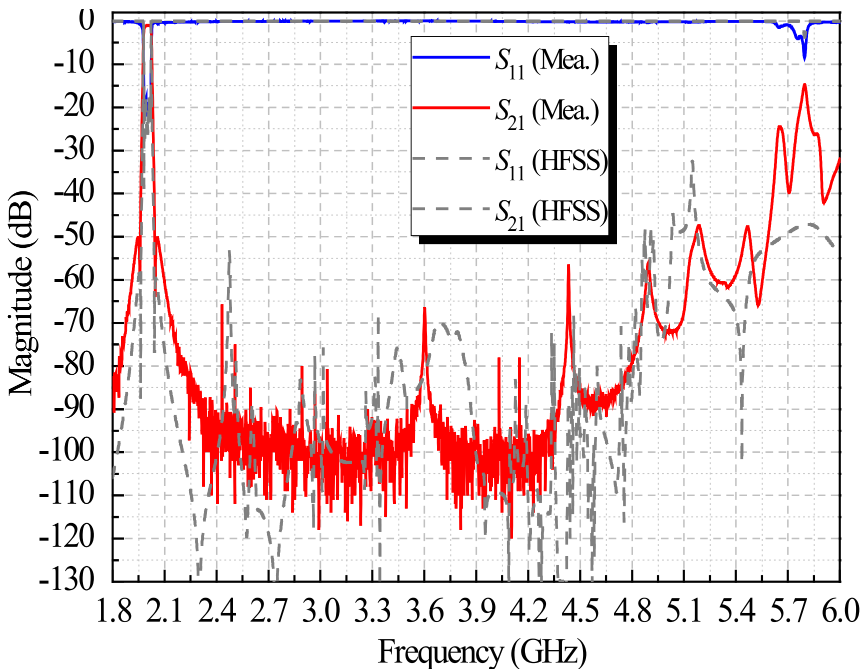


6段BPFの試作と測定結果 (2/2)

Comparison Between Measurement and Simulation Results

- The IL at center frequency is 0.76 dB, passband RL is around 20 dB
- Two TZs are located at 1.957 and 2.045 GHz
- The rejection level is better than 48.2 dB in the stopband up to 5.6 GHz (2.8 f_0)



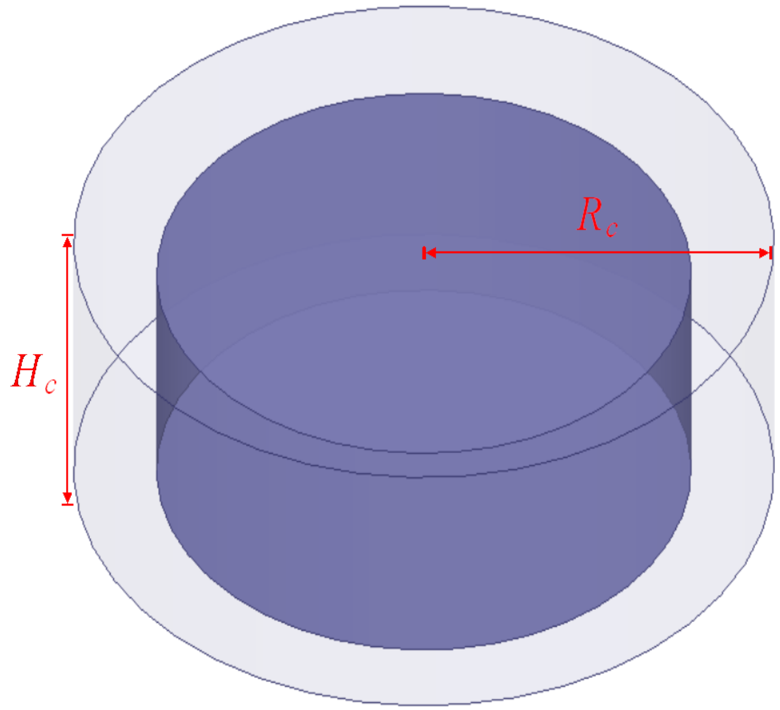


トリプルモードDR

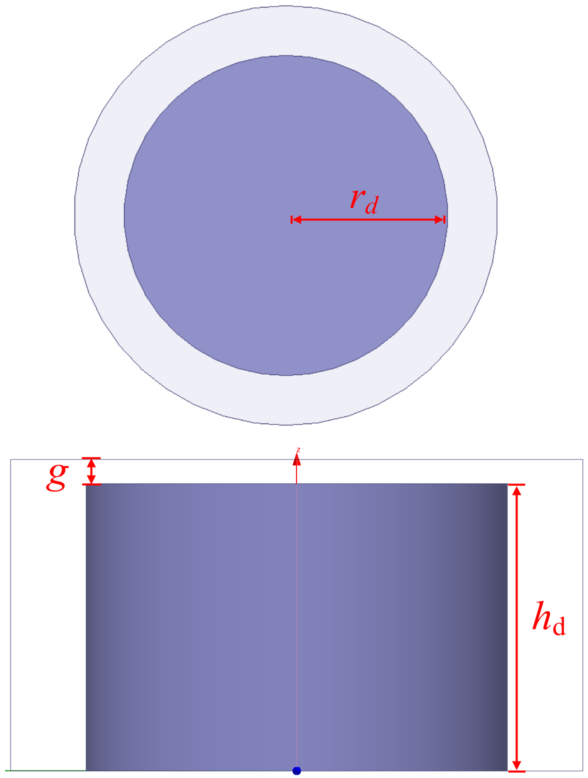
3D Configuration of the DR Cavity

Here, R_c = 19 mm and H_c = 13 mm,
r_d = 14.5 mm and h_d = 11.2 mm.

e.g.	Eigen Modes		
Modes	$TM_{01\delta}$	HE_{11+}	HE_{11-}
f (MHz)	1841	1843	1843
Q_u	5810	4299	4298

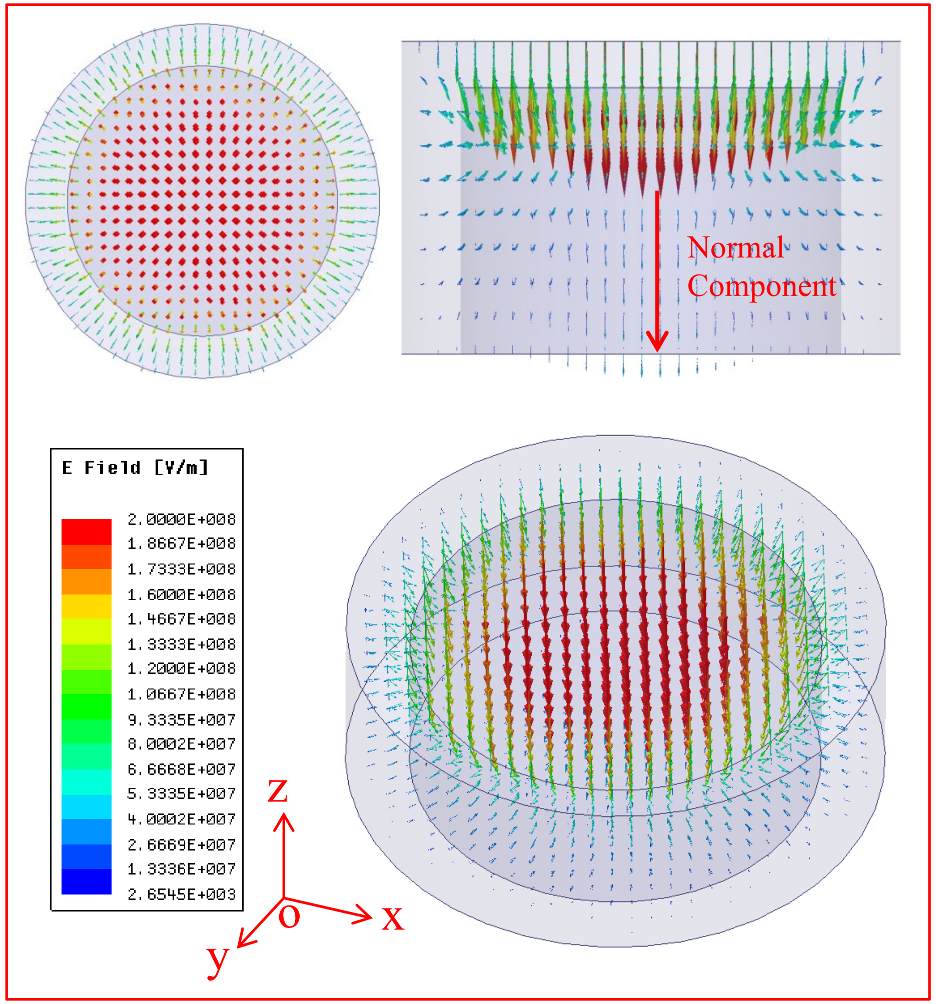


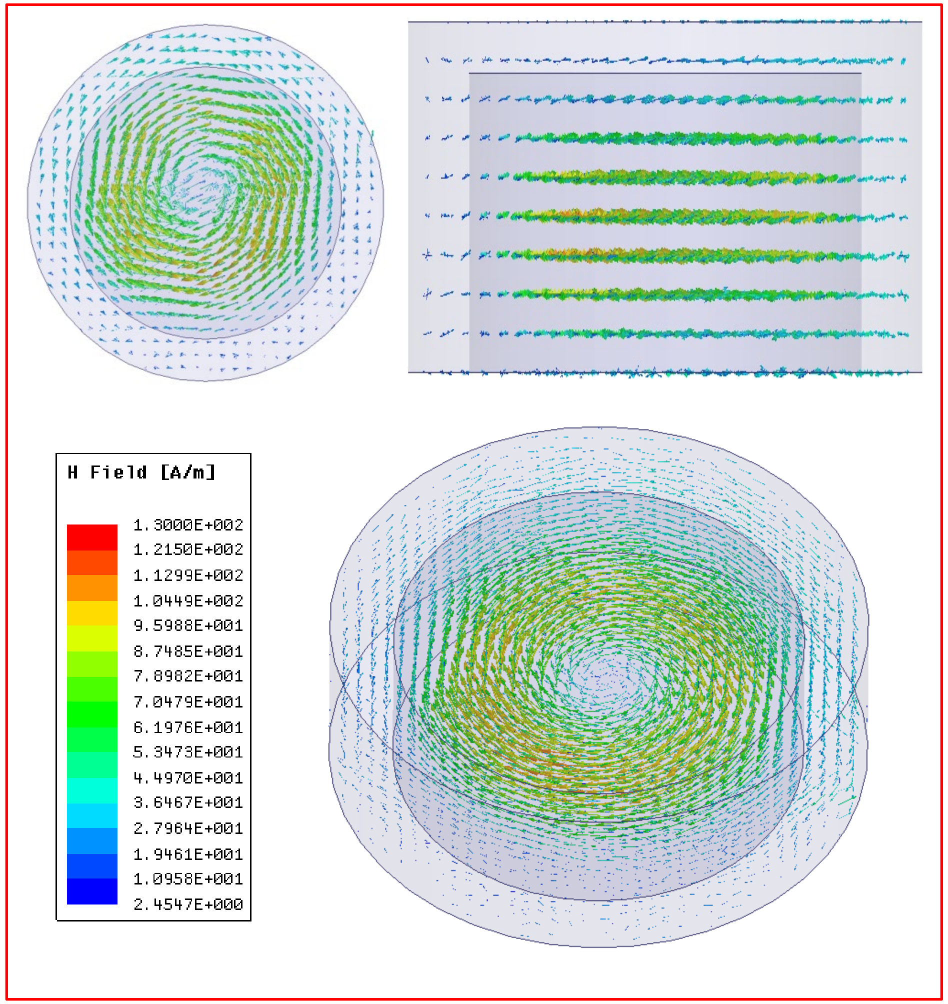
DR: ε_r = 45, $\tan\delta = 5\times10^{-5}$



TM$_{01\delta}$モードの電磁界分布

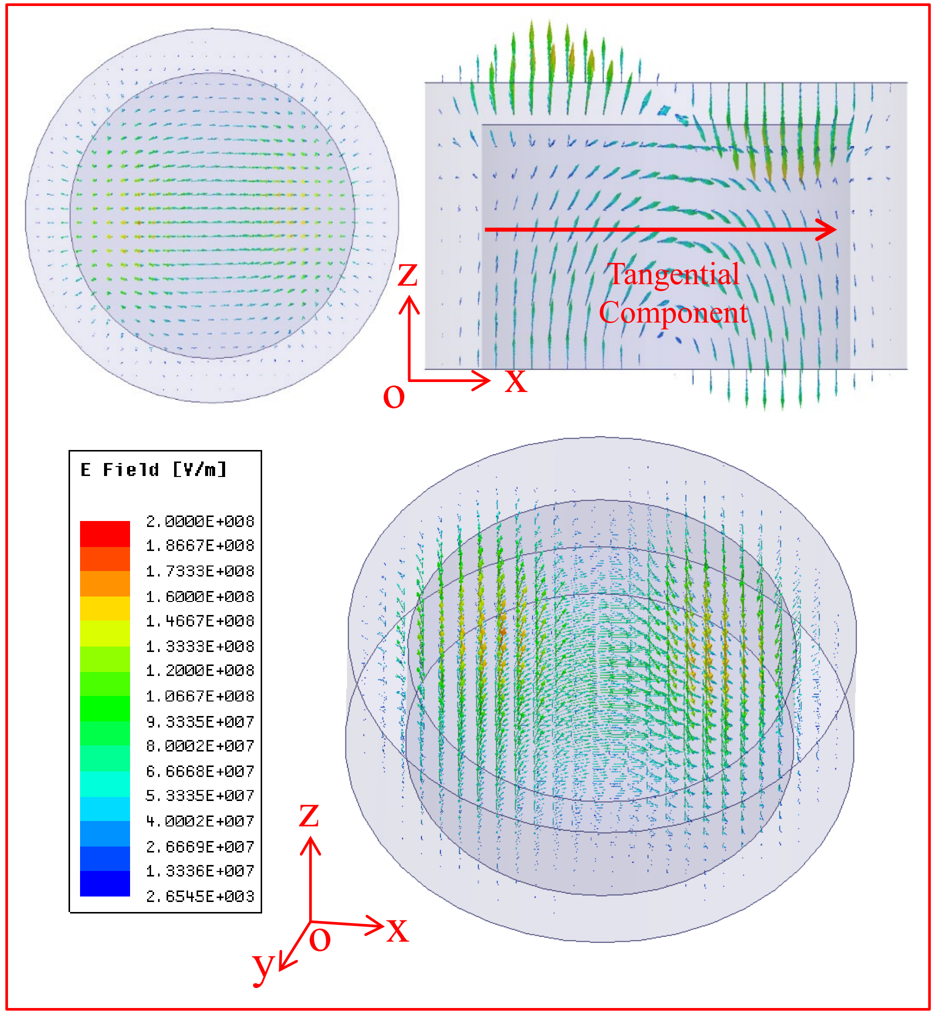
Field Distribution of Mode TM$_{01\delta}$

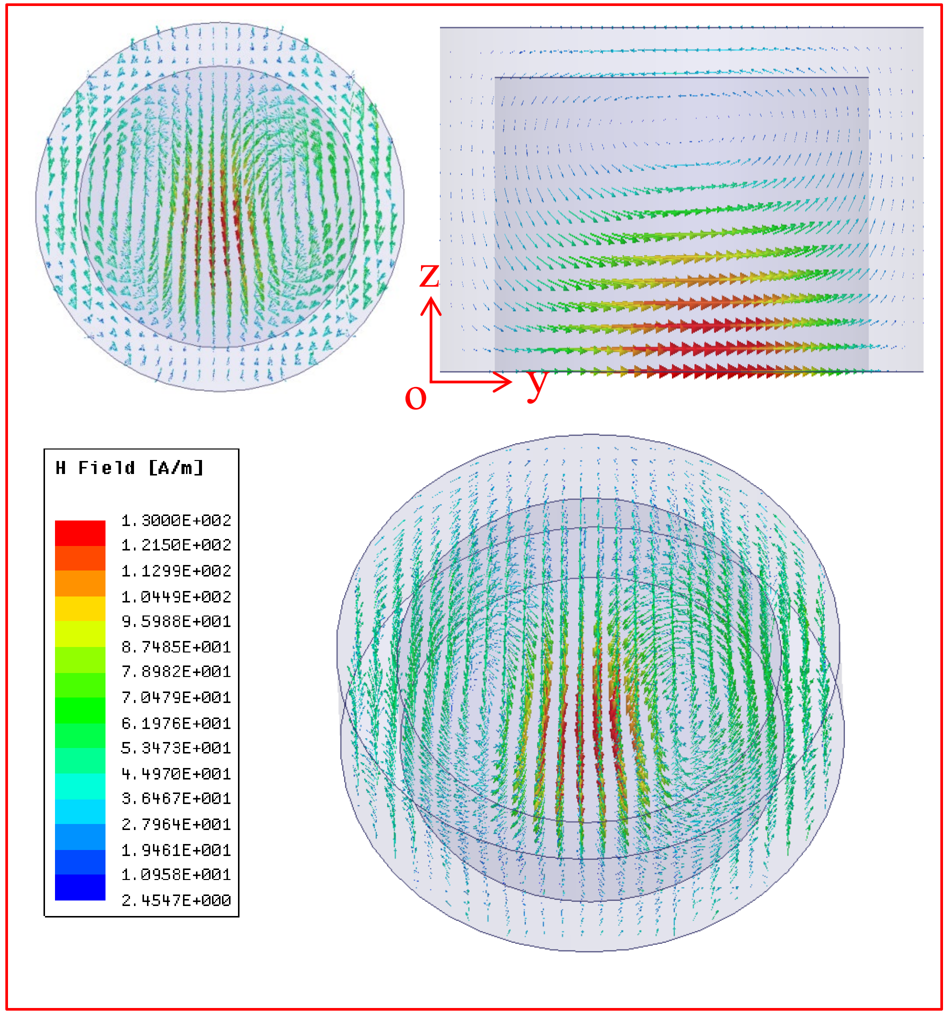




HE_{11}縮退モードの電磁界分布

Field Distribution of One of HE_{11} Mode

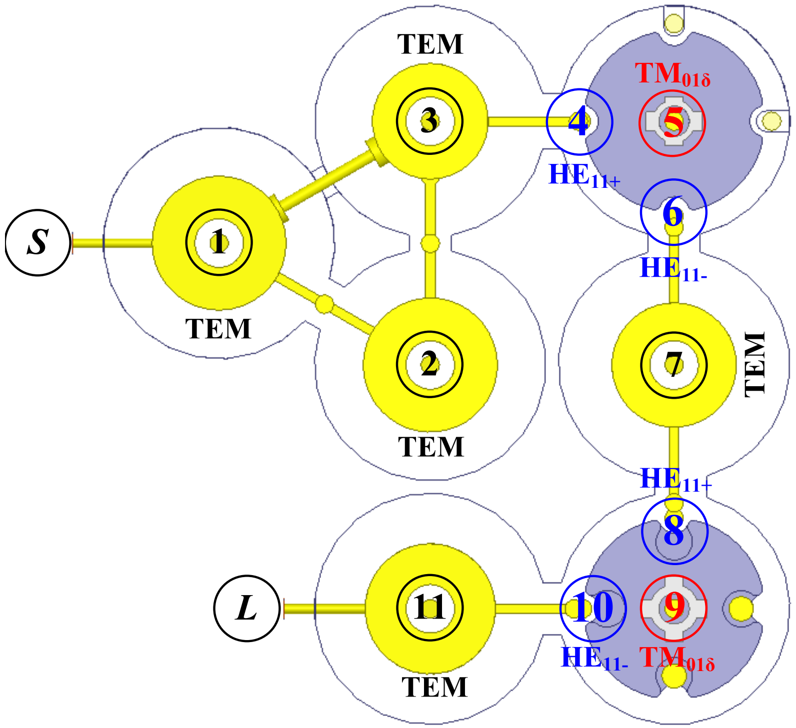


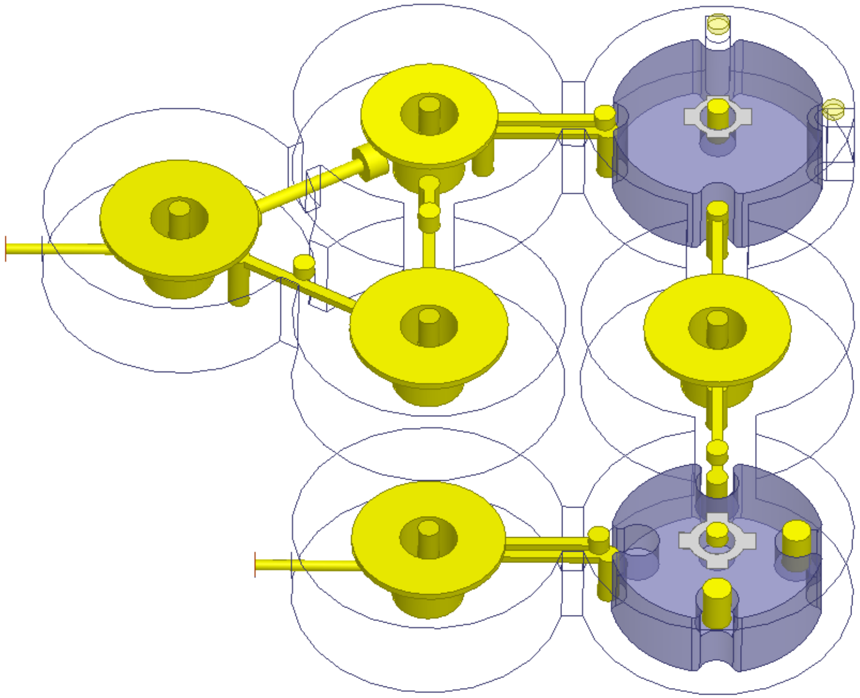


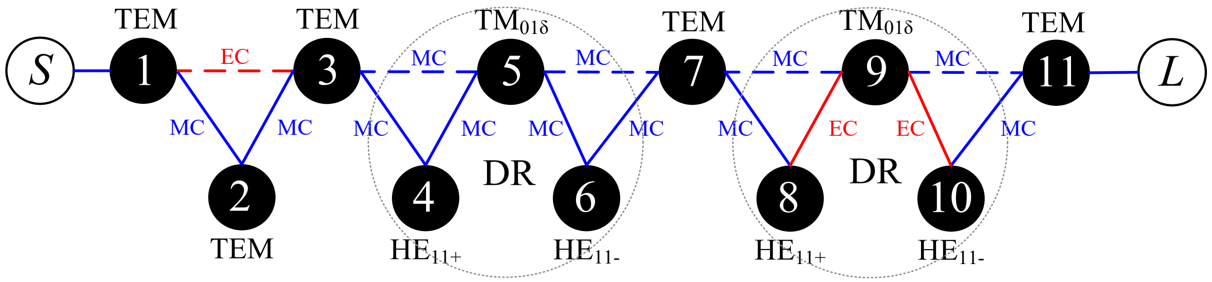
The three modes are orthogonal to each other

11段 BPF の構造と結合トポロジー

Top and 3D Views and Topology of the Filter

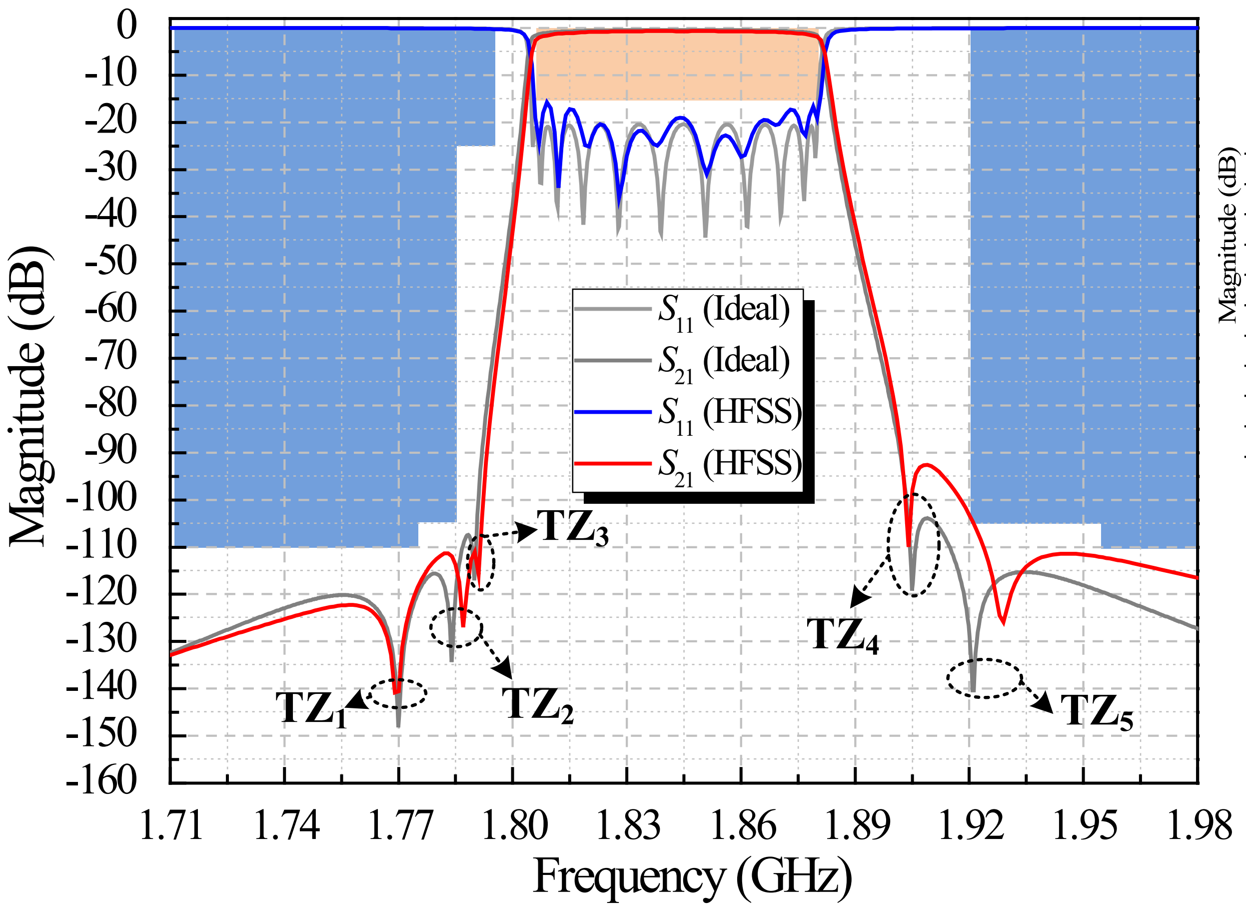


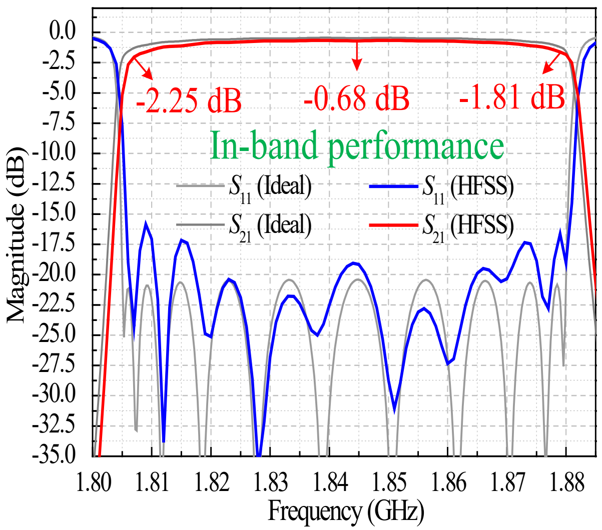




11段 BPF の設計結果

Comparison of HFSS and Ideal Results



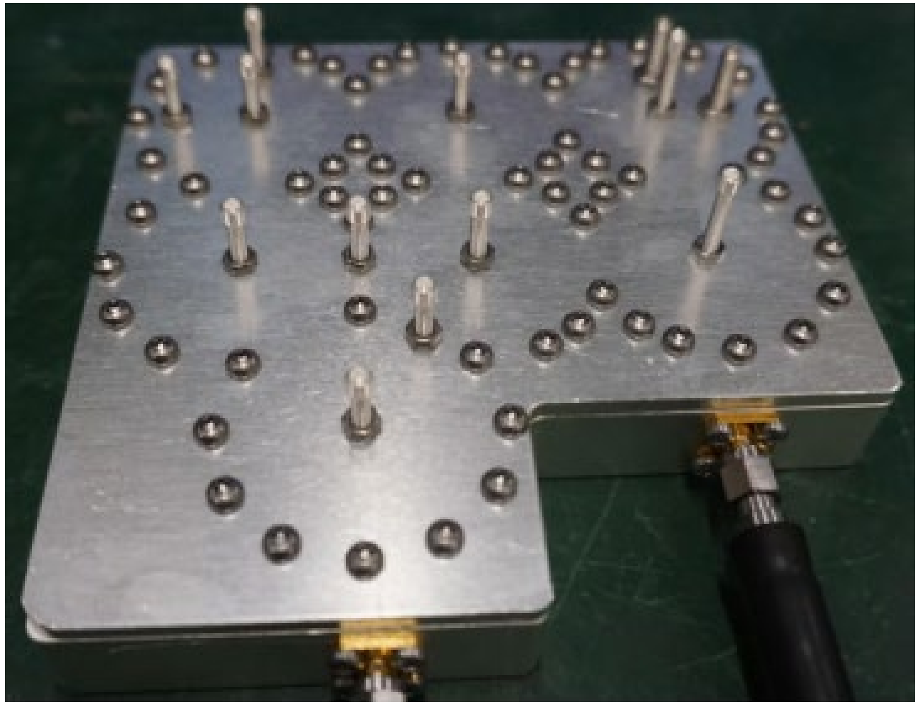


SPEC	HFSS	Ideal
Poles	10	11
F start (MHz)	1806	1805
F stop (MHz)	1880	1880
RL (dB)	15.8	20
TZ_1 @ F (MHz)	1771	1770
TZ_2 @ F (MHz)	1787	1784
TZ_3 @ F (MHz)	1791	1790
TZ_4 @ F (MHz)	1904	1905
TZ_5 @ F (MHz)	1929	1921

The EM simulated responses of the filter agree well with the ideal responses

11段 BPF の試作と測定結果 (1/2)

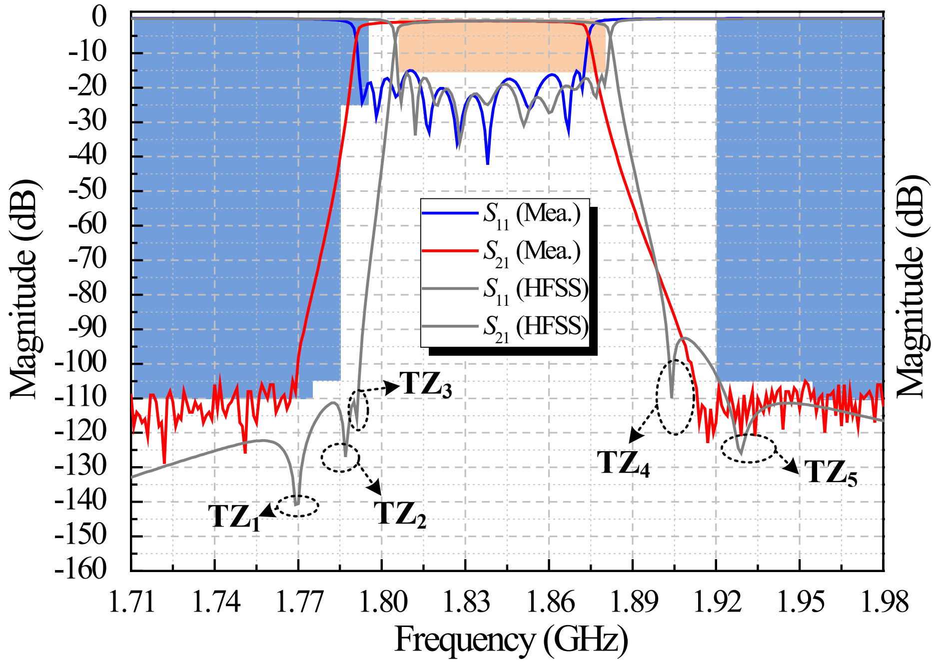
Photograph of the Fabricated 11-pole BPF

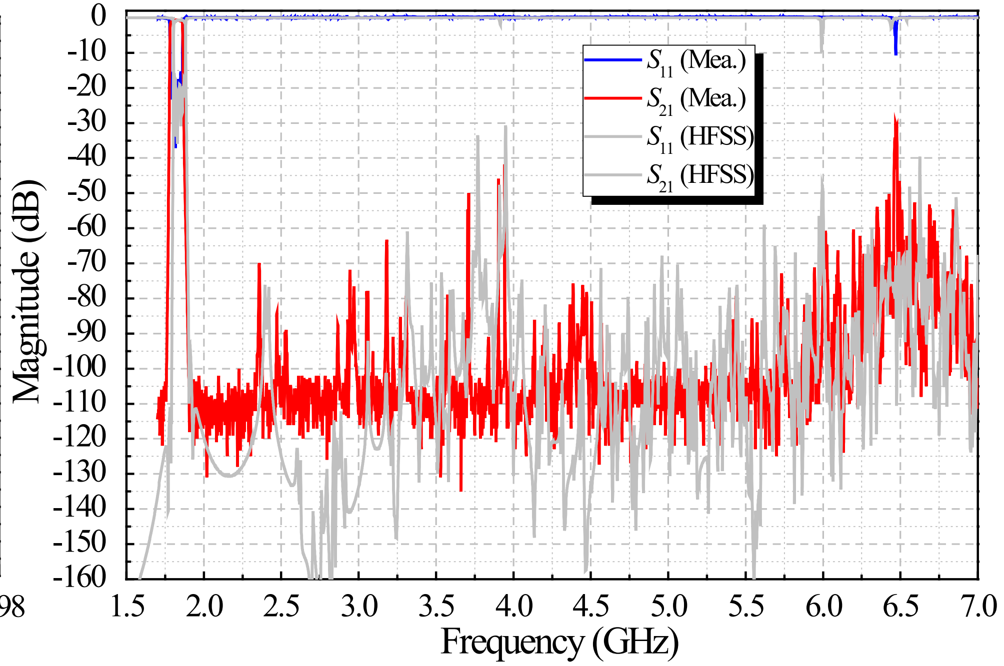


11段 BPF の試作と測定結果 (2/2)

Comparison Between Measurement and Simulation Results

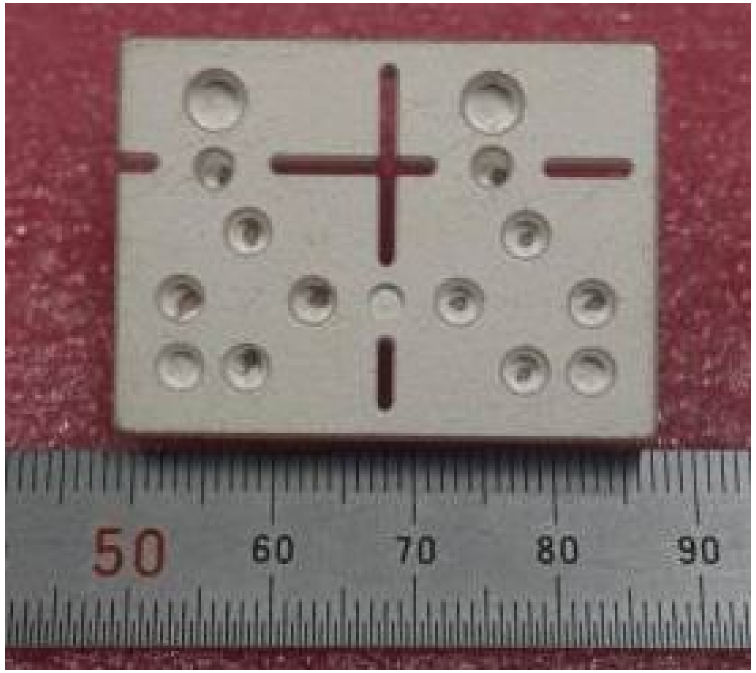
- 9 poles are observed and the insertion loss at center frequency is 0.72 dB
- The rejection level is better than 40 dB in the stopband up to 6.5 GHz (3.53 f_0)
- Deviations: fabrication tolerance and inaccurate dielectric constant of DR

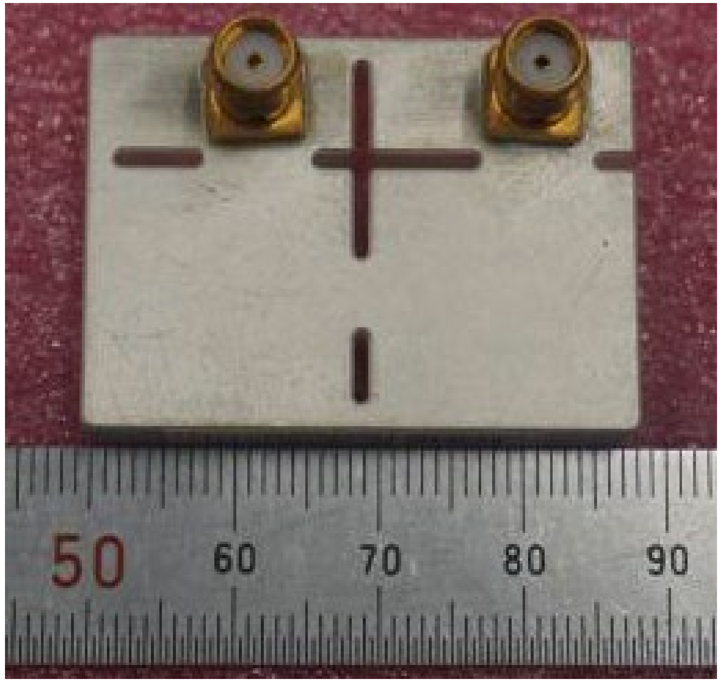




一体化成形6段誘電体BPF (1/3)

- 誘電体一体化成形
- 機械加工や調整ネジ等が不要
- 小型、軽量、ローコスト

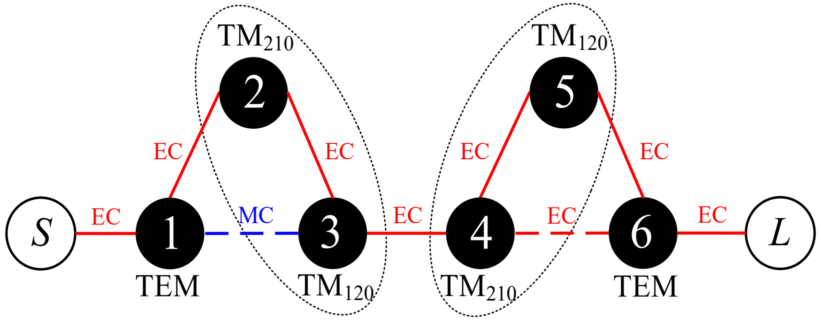


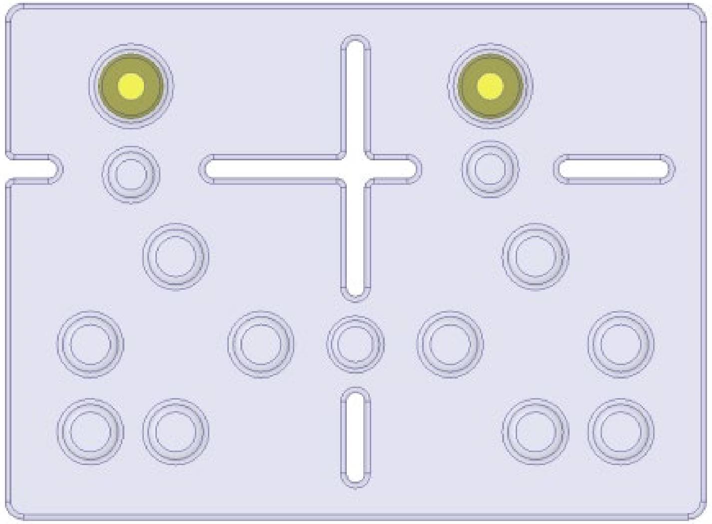


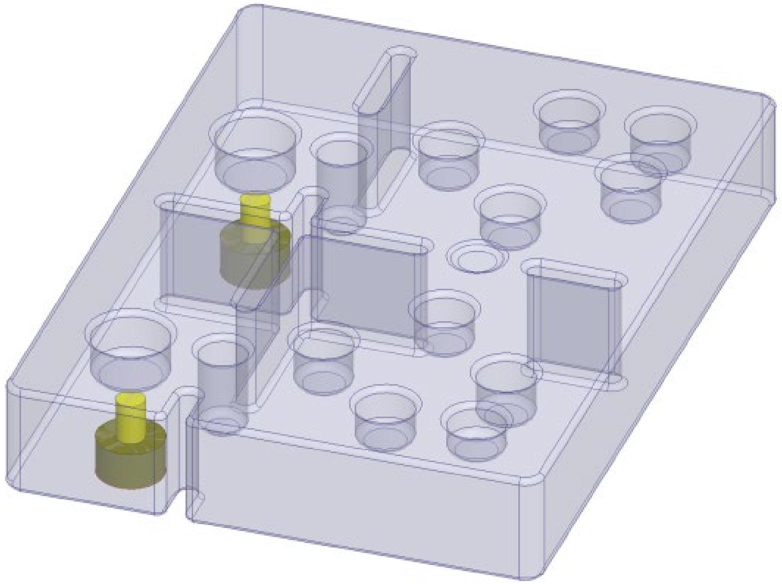
Photographs of the fabricated 6-pole dual-mode DW BPF

一体化成形6段誘電体BPF (2/3)

Topology and configuration of the 6-pole DW filter

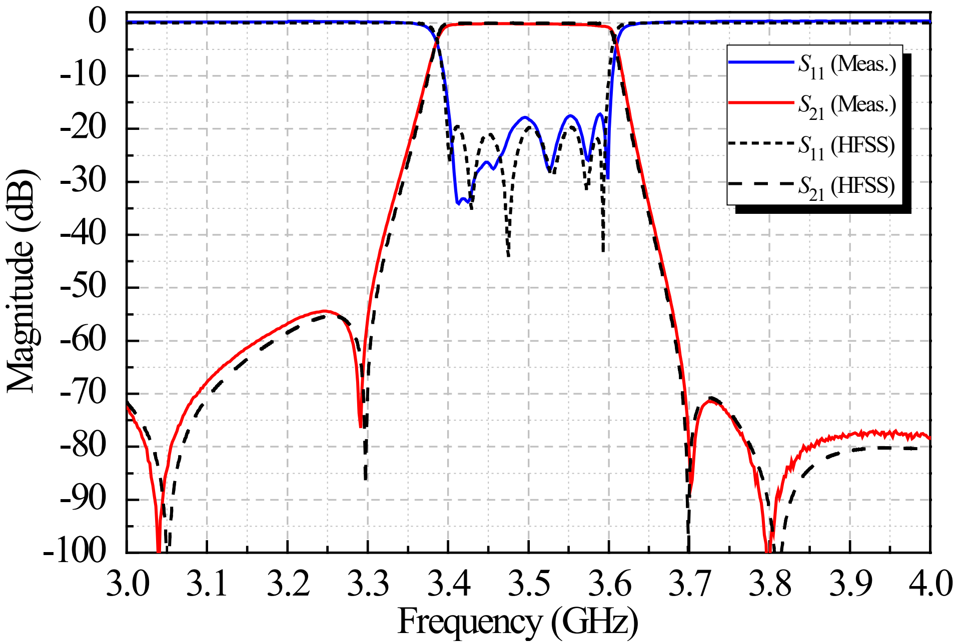


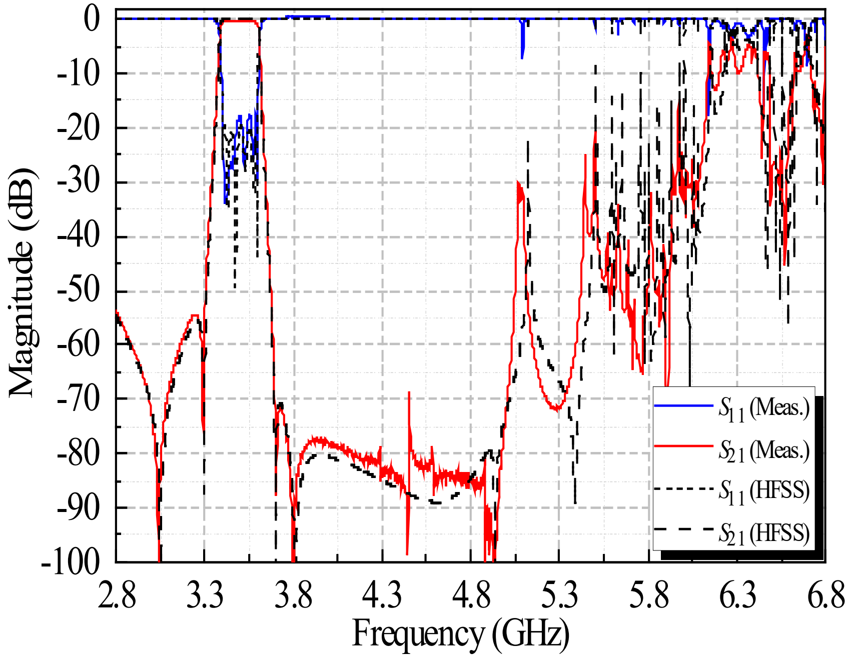




一体化成形6段誘電体BPF (3/3)

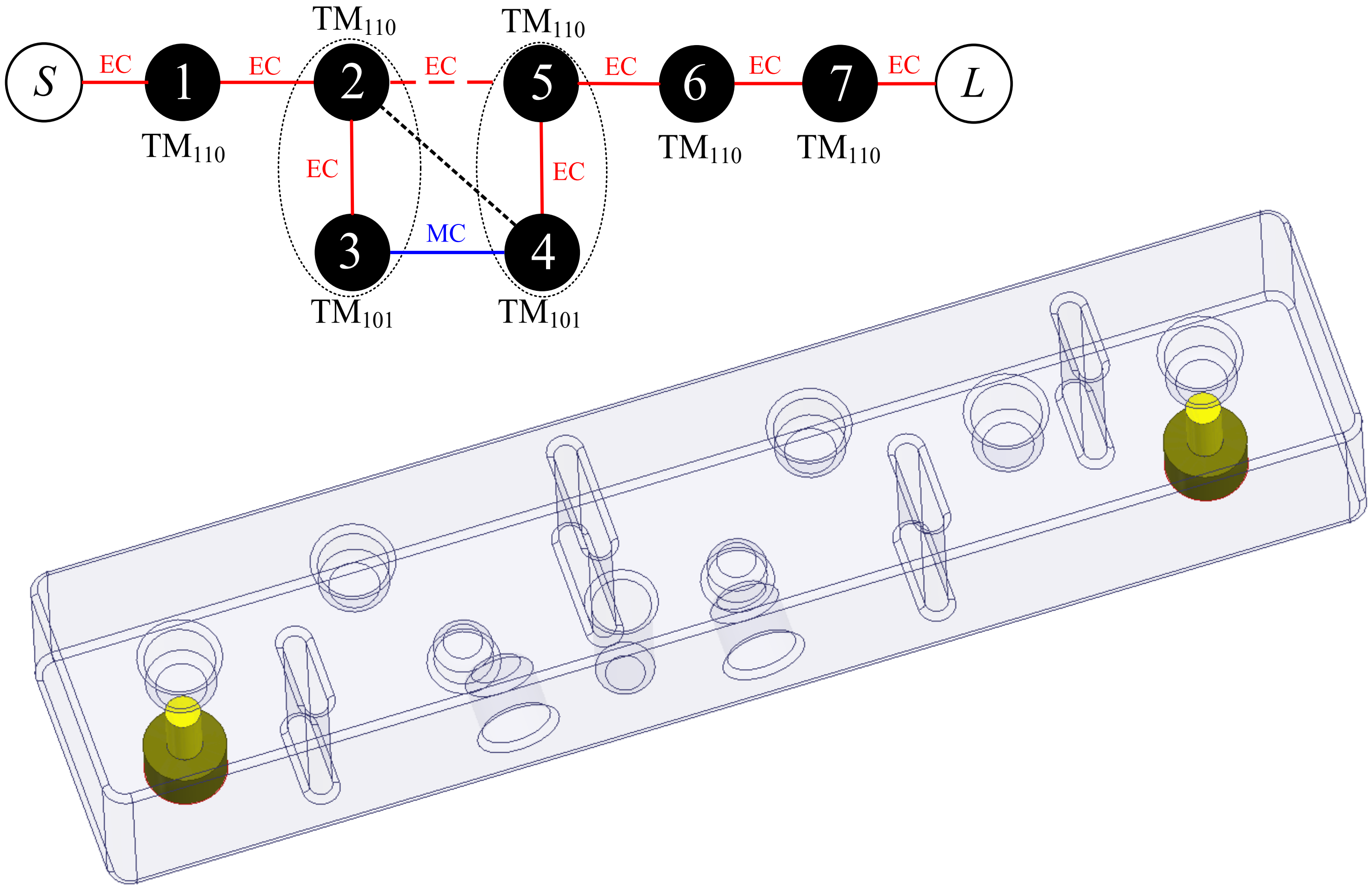
Comparison between measurement and simulation results





一体化成形7段誘電体BPF (1/4)

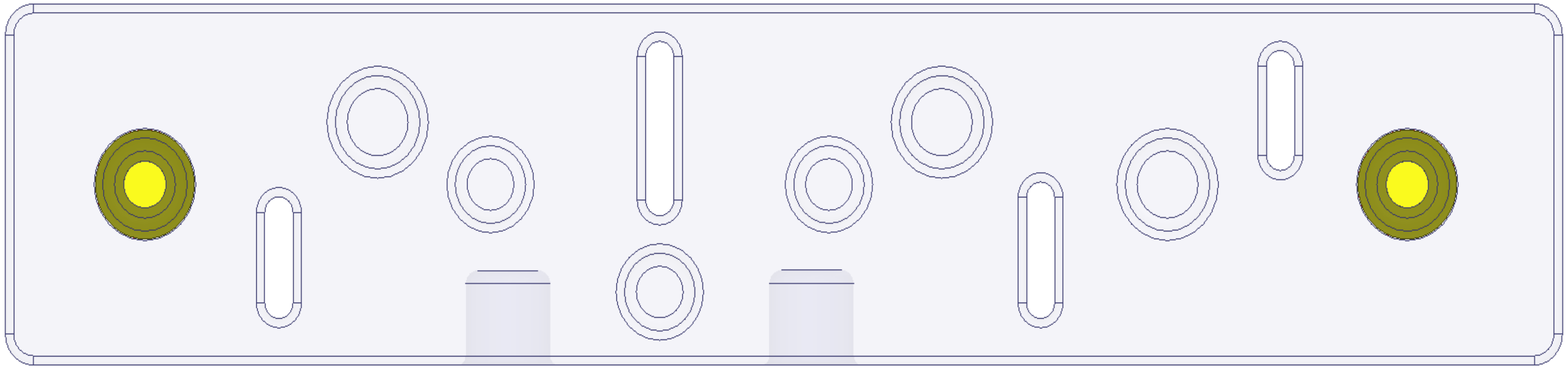
Configuration of the 7-pole DW filter after chamfer



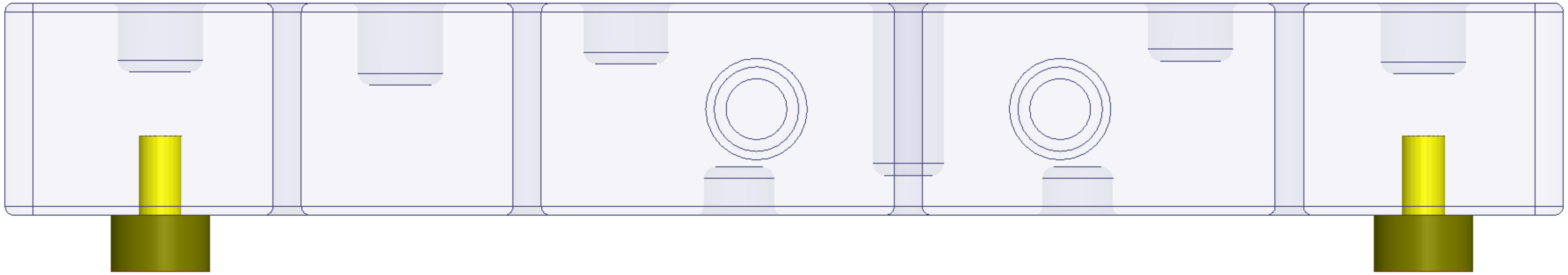
一体化成形7段誘電体BPF (2/4)

Configuration of the 7-pole DW filter after chamfer

Top View



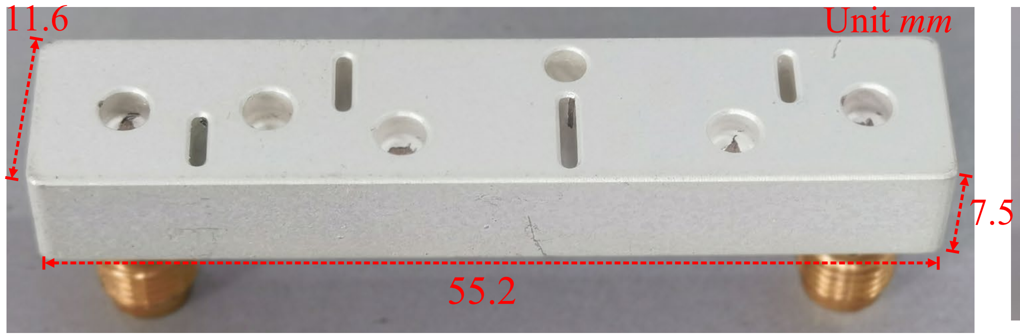
Side View

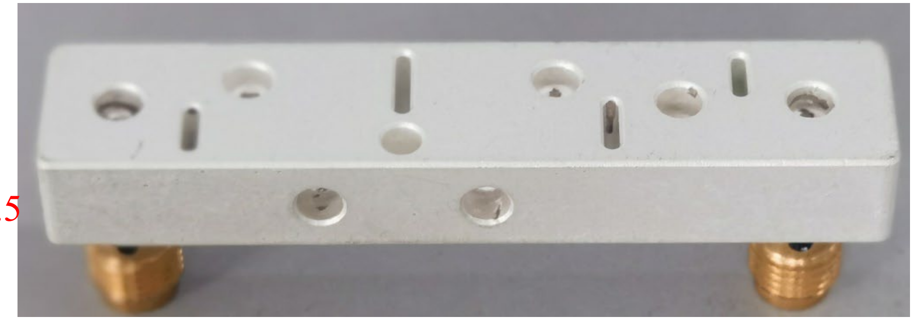


一体化成形7段誘電体BPF (3/4)

Photographs of the fabricated 7-pole DW BPF

Perspective Views

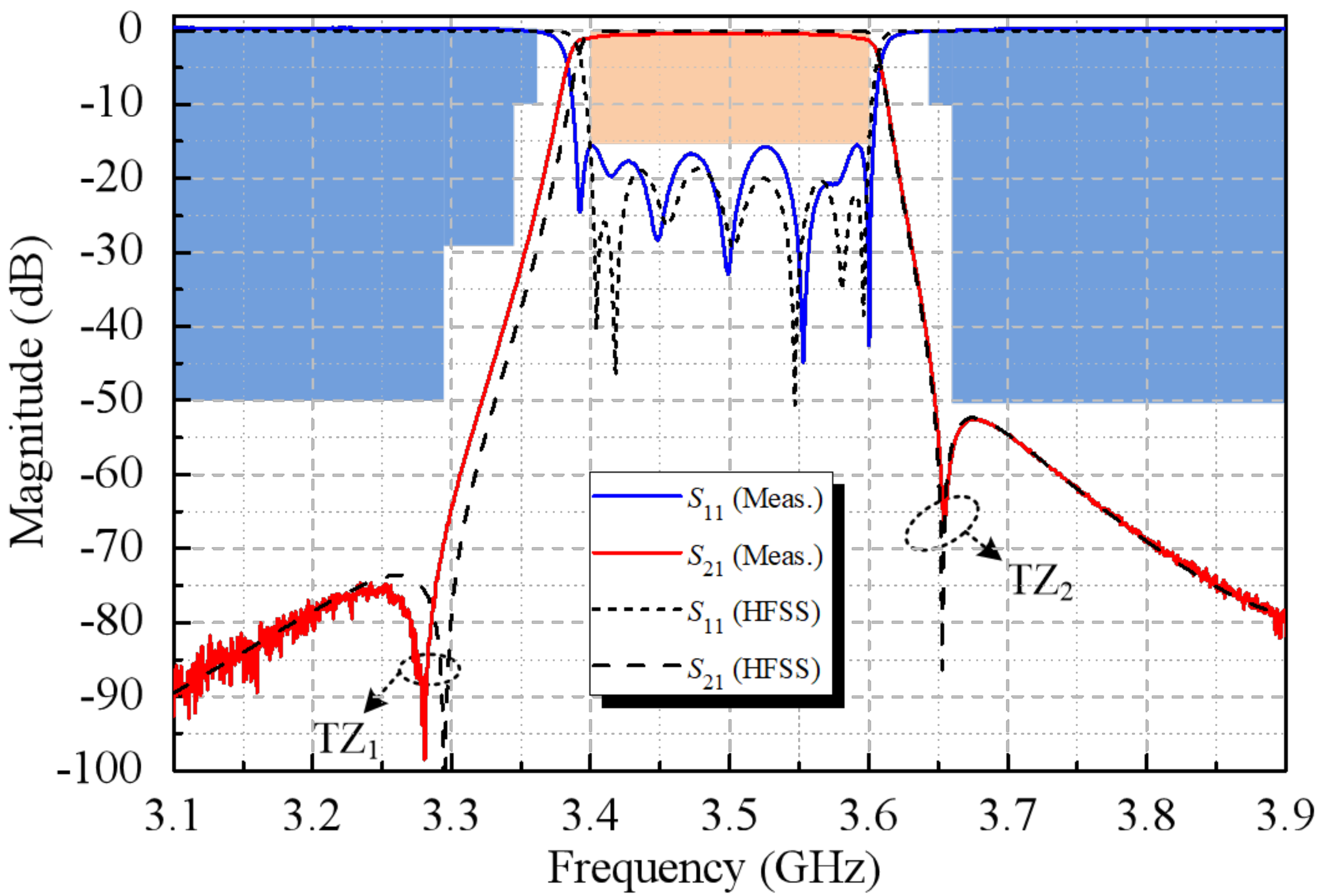




Back Side View

一体化成形7段誘電体BPF (4/4)

Comparison between measurement and simulation results



むすび

- マイクロ波フィルタは、時代や様々な用途の要請に対処すべく、新しい設計理論や材料および製作方法の開発により、進化をし続けてきた。

- 今後、多周波数共用フィルタ、広帯域フィルタ、可変フィルタ等、様々な高機能・多機能フィルタが求められ、マイクロ波フィルタの理論および技術の一層の発展が期待されている。

文献および著者紹介

[1] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Norwood, MA, 1980.
[2] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd Ed., John Wiley & Sons, New York, 2005.
[3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, New York, 20011.
[4] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications, John Wiley & Sons, New Jersey, 2007.
[5] 小林禧夫, 鈴木康夫, 古神義則, マイクロ波誘電体フィルタ, (社)電子情報通信学会, 東京, 2007.
[6] 馬　哲旺, "マイクロ波フィルタ設計の基礎と実践," Microwave Workshop & Exhibition (MWE2011), 基礎講座02, 2011.
[7]大平　昌敬, “ワイヤレス新時代におけるマイクロ波フィルタの理論・解析・設計入門,” Microwave Workshop & Exhibition (MWE2015), 基礎講座, 2015.
[8] F. Liu, Z. Ma, M. Ohira, D. Qiao, G. Pu, and M. Ichikawa, "Precise Design of an 11-Pole TM010 Mode Dielectric Resonator BPF with Novel Capacitive Coupling Structures," IEICE Trans. Electron., Vol. E107-C, no.11, Nov. 2024.
[9] F. Liu, Z. Ma, M. Ohira, D. Qiao, G. Pu, and M. Ichikawa, "Novel combined coaxial and dual-mode dielectric resonator BPFs with symmetric and asymmetric responses using virtual negative couplings," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol.71, no.11, pp.4947-4956, Nov. 2023.

著者：　馬　哲旺　埼玉大学大学院理工学研究科　教授，　maz@mail.saitama-u.ac.jp