

平面フィルタのパターン設計 Pattern Design of Planar Filters

小林 禧夫

埼玉大学工学部電気電子システム工学科

Yoshio Kobayashi

Department of Electrical and Electronic Systems, Saitama University

255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, Saitama, 338-8570 Japan

Tel: +81-048-858-3477, Fax: +81-048-857-2529, yoshio@reso.ees.saitama-u.ac.jp

Abstract

This paper gives a description of the recent progress in pattern design of planar filters.

1. まえがき

近年、平面フィルタの研究開発が盛んに行われている^[1]。J インバータや K インバータおよび共振器直結形等価回路に基づいたフィルタの設計法については、既に文献[2]にて与えられた。しかし、マイクロ波帯における平面フィルタの設計では、純粋な静電結合(容量結合)や磁気結合(誘導結合)を実現することは難しく、ほとんどの場合はその両方が混在する電磁結合となる。従って、J, K インバータによる設計より、共振器直結形等価回路による設計の方が応用範囲が広い。

本論では、一般によく用いられる帯域通過フィルタ(BPF)に限定し、マイクロストリップ線路およびコプレーナ線路(Coplanar waveguide, CPW)を用いた平面フィルタの設計具体例について述べる。なお、計算は 2.5 次元電磁界シミュレータ Sonnet em および回路シミュレータ ADS を用いて完全無損失で行った。

2. 平面フィルタ用共振器

平面フィルタに用いられる共振器の構造は、小形化を目的とした形状や耐電力性に都合のよい形状など幅広い任意性がある。また、導体損失の小さい高温超電導(HTS)薄膜を用いることで、小形低損失な多段フィルタを実現することも可能である。

以下にマイクロストリップ線路および CPW 線路を用いた共振器構造についてまとめる。

2-1. MIC 形共振器

図 1 にマイクロストリップ線路の断面図を示す。この構造は、マイクロ波集積回路(MIC)によく用いられ、厚さ t 、比誘電率 ϵ_r の誘電体基板、地導体および幅 w の線路導体により構成される。図 2(a)に基本となるマイクロストリップ両端開放半波長共振器の構造を示す。図 2(b)は、長さが 1 波長の

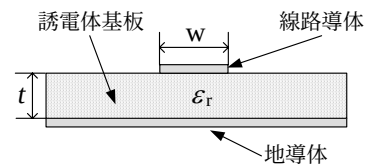


図 1 マイクロストリップ線路の断面図

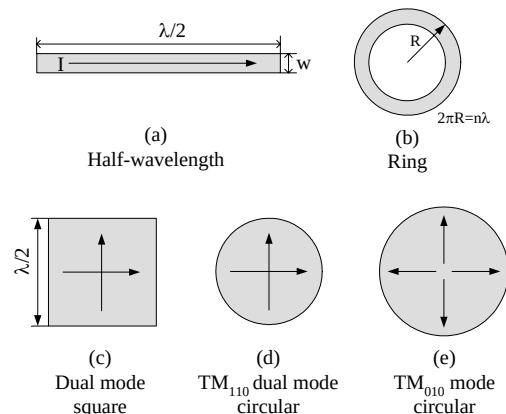


図 2 MIC 形平面共振器構造

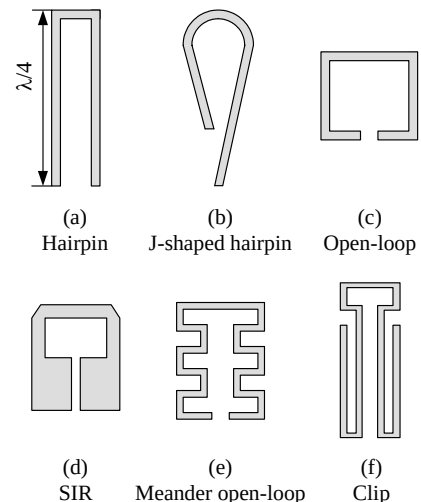


図 3 MIC 形折り曲げ半波長共振器の構造

整数倍で共振するリング共振器である。図 2(c)~(e) に平面共振器の構造を示す^{[3],[4]}。図 2(c), (d) に示す方形共振器や円形共振器は、電流密度が下げられるため耐電力性に優れている。これらの共振器は直交する 2 つのモードを用いることで、一つの共振器で 2 段のフィルタとして動作させることが可能である。また、図 2(e) に示す円形共振器^[4]は、 TM_{010} モードを用いるためエッジ部分に沿って流れる電流がなく、特に耐電力性に優れた構造である。次に、共振器の小形化を目的とした構造として、半波長共振器を折り曲げたヘアピン形共振器^[5]がある。その構造を図 3(a) に示す。この共振器の応用としては、図 3(b)~(f)^{[6]-[10]} に示す構造が挙げられる。図 3(d) は、SIR(Stepped Impedance Resonator) と呼ばれ、ヘアピン形共振器の開放端部分の面積を大きくすることで、共振器両端の容量を増やした構造である。次に、半波長共振器をスパイラル状に巻き込んだ構造^{[11]-[14]}を図 4(a)~(f) に示す。これらの共振器は線路の太さや巻き方により、共振周波数、無負荷 Q 、結合係数が変化する^[15]。最後に、インダクタンス素子(L 素子)とキャパシタンス素子(C 素子)を用いて構成される集中定数形共振器^{[16]-[18]}の構造を図 5(a)~(c) に示す。図中の共振器は、細い線路の L 素子と幅が広い線路の C 素子により、 C - L - C の共振器を構成している。

2-2. CPW 形共振器

図 6 に CPW 線路の断面図を示す。CPW 線路は、導体を基板の片面のみに施すため、地導体と線路導体と同じ面に配置され、基板の両面に導体が必要となるマイクロストリップ線路に比べ低価格化が期待できる。特に、高価な HTS 薄膜を用いる超電導フィルタにおいて、これは顕著な差となる。また、線路導体と地導体と同じ面にあるため地導体に接地しやすく、 $1/4$ 波長共振器を容易に構成できたため、フィルタの小形化にも有利である。更に、CPW フィルタの励振にはマイクロプローブを用いるため、マイクロ波帯からミリ波帯における広帯域な励振がしやすいなどの利点がある。図 7 に CPW 形共振器の基本形^[19]として、3 つの例を挙げる。図 7(a) は両端開放形、(b) は両端接地形の半波長共振器であり、(c) は片方を接地し、もう一方を開放した $1/4$ 波長共振器^[20]である。次に、共振器の小形化を図ったものに、ステップインピーダンス形共振器^[21]がある。その構造を図 8(a)~(c) に示す。これは、電界が集中する部分の容量を増やすことで小形化を図っている。その他の構造として、図 9(a)^[22] に示すようにメアンダーラインを用いたものや、(b) に示すように L - C - L 集中定数共振器^[23]に近い構造もある。

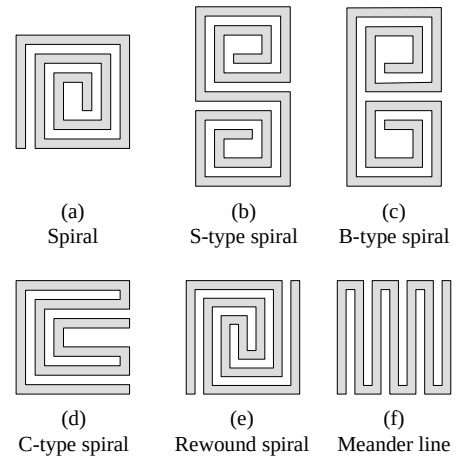


図 4 MIC 形スパイラル共振器の構造

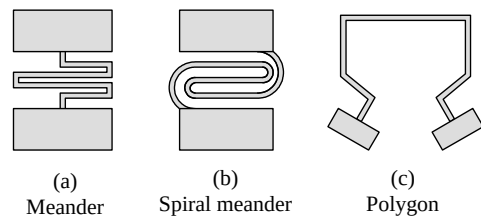


図 5 MIC 形集中定数共振器の構造

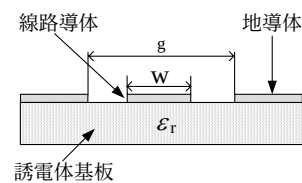


図 6 CPW 線路の断面図

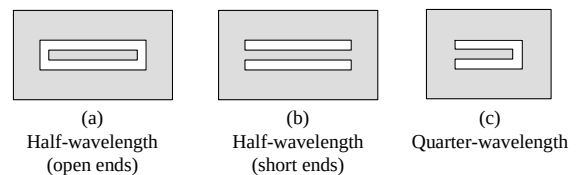


図 7 CPW 形半波長および $1/4$ 波長共振器の構造

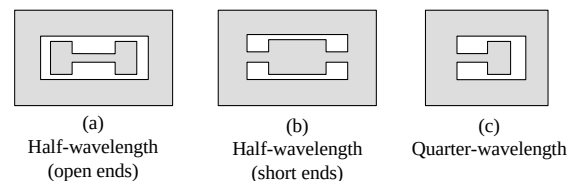


図 8 CPW 形ステップインピーダンス共振器の構造

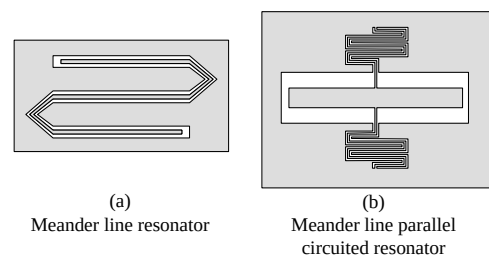


図 9 CPW 形集中定数共振器の構造

3. 共振器の励振

共振器直結形フィルタ^[24]の設計において、共振器と励振線との結合は外部 Q , Q_e を用いて表される。 Q_e は、周波数特性の計算結果^[25]より次式^[26]を用いて求められる。

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

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2)$$

ここで、 Q_L は負荷 Q , Q_u は無負荷 Q , Q_{eo} は出力側の外部 Q , Δf は 3dB 帯域幅である。計算は、完全無損失で行うため、共振器の Q_u は無限大となる。また、出力側の励振線を共振器から大きく離すことで疎結合とし、 Q_{eo} の項が無視できるよう $Q_{eo}=30000$ 以上になる程度間隔をあける。これより式(1)は以下のように表され、出力側における S_{21} の周波数特性の計算結果より Q_e が求まる。

$$Q_L = Q_e = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (3)$$

Q_e の計算例として、図 10 に示すように MIC 形半波長共振器を静電結合および磁気結合させる場合を考える。

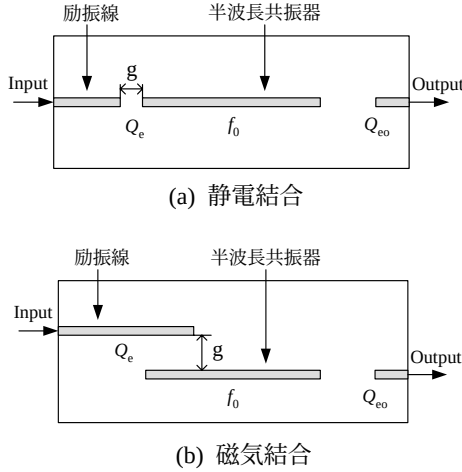


図 10 Q_e の計算に用いた MIC 構造

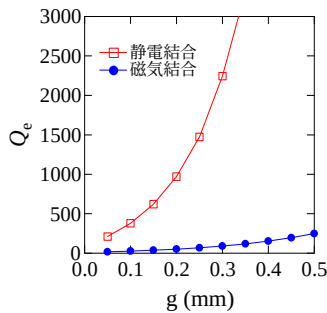


図 11 g に対する Q_e の関係

この構造を用いて周波数特性計算を行い得られた Q_e の計算結果を図 11 に示す。この結果より、静電結合は磁気結合に比べ結合が弱いことがわかる。従って、強い結合が必要となる場合は磁気結合によるか、もしくは直接共振器に励振線を接続し電流により給電する必要がある。

4. 共振器間結合係数

共振器直結形の等価回路を用いるフィルタの設計において、共振器間結合係数は重要な値であり、その大きさがフィルタの帯域幅に直接影響を及ぼす。一般に、共振周波数が等しい 2 つの共振器を相互に近づけていくと、周波数が徐々に分離し、 f_l, f_h ($f_l < f_h$) の 2 つの周波数が現れる。そこで、共振器間結合係数 k は、 f_l, f_h の計算値あるいは測定値を用いて次式で表される。

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} > 0 \quad (4)$$

一般に式(4)は、通常フィルタを設計する上で問題なく扱える。しかし、楕円関数形フィルタの設計など、フィルタ特性に極を作る場合は負の結合が必要となり、この定義では k は常に正となるため説明がつかなくなってしまう。そこで、等価回路表示に基づき結合係数の計算方法について以下に示し、実例をいくつか挙げる。

4-1. 共振器間結合係数の等価回路表示^[27]

4-1-1. 磁気結合

純粋に磁界のみで結合する場合の例として、共振周波数が等しい 2 つの共振回路の共振器間結合について、図 12(a)に示す K インバータを用いた回路を考える。(b)は、相互インダクタンス L_m を用いて磁気結合を表した等価回路であり、(a)の回路と等価である。ここで、(a)の K インバータを L_m の T 形等価回路で表すと(c)のようになる。更に、中央部の L_m を $2L_m$ の並列の形で書き換えると(d)のように表される。

次に、図 12(d)の対称面が電気壁(electric wall or short circuit)の場合、回路の共振周波数 f_e は次式で与えられる。

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \quad (5)$$

また、図 12(d)の対称面が磁気壁(magnetic wall or open circuit)の場合、回路の共振周波数 f_m は次式で与えられる。

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}} \quad (6)$$

式(5), (6)より磁気結合の結合係数 k_m は次式で表される。

$$k_m = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (7)$$

ここで、 k_m は L_m の符号により正負の値を持つ。
また、中心周波数 f_{0k} は式(5)~(7)より以下のように表される。

$$\begin{aligned} f_{0k} &= \sqrt{f_e \cdot f_m} \\ &= \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &= \left(\frac{1}{4\pi^2 LC \sqrt{1-k_m^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (8)$$

従って、共振周波数 f_0 , k_m を用いて式(5), (6), (8)の f_e , f_m , f_{0k} を表すと以下ようになる。

$$f_e = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{L_m}{L}}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 - k_m}} \quad (9)$$

$$f_m = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{L_m}{L}}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 + k_m}} \quad (10)$$

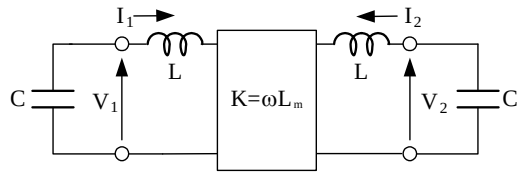
$$f_{0k} = f_0 \left(\frac{1}{1 - k_m^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (11)$$

4-1-2. 静電結合

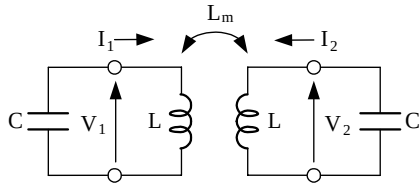
純粋に電界のみで結合する場合の例として、図13(a)に示すJインバータを用いた回路を考える。
(b)は、相互キャパシタンス C_m を用いて静電結合を表した等価回路であり、(a)の回路と等価である。
ここで、(a)のJインバータを C_m の π 形等価回路で表すと(c)のようになる。更に、中央部の容量 C_m を $2C_m$ の直列の形で書き換えると(d)のようになる。

次に、図13(d)の対称面が電気壁の場合、回路の共振周波数 f_e は次式で与えられる。

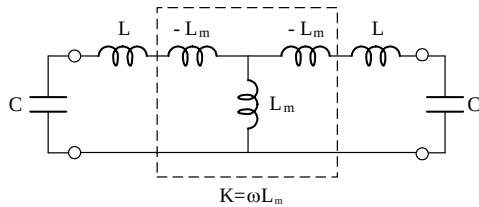
$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (12)$$



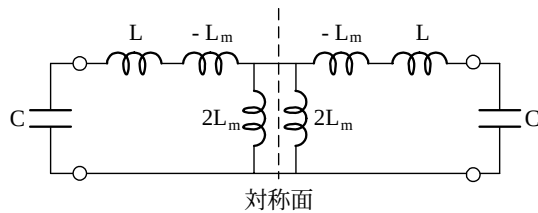
(a) K インバータのよる共振回路間の結合



(b) 相互インダクタンスによる共振回路間の結合

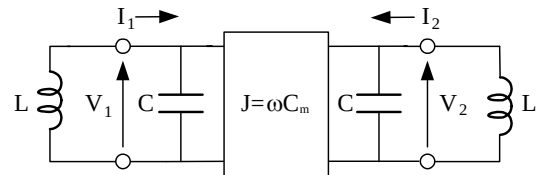


(c) K インバータの T 形等価回路表示

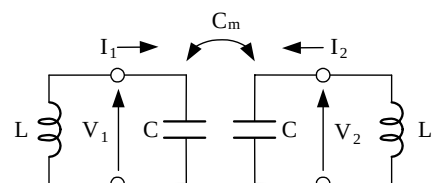


(d) 対称回路表示

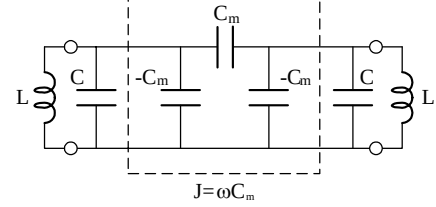
図12 磁気結合の等価回路表示



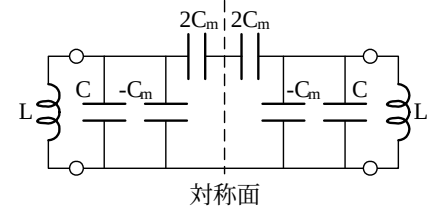
(a) J インバータのよる共振回路間の結合



(b) 相互キャパシタンスによる共振回路間の結合



(c) J インバータの π 形等価回路表示



(d) 対称回路表示

図13 静電結合の等価回路表示

また、図 13(d)の対称面が磁気壁の場合、回路の共振周波数 f_m は次式で与えられる。

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (13)$$

式(12), (13)より静電結合の結合係数 k_e は次式で表される。

$$k_e = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} > 0 \quad (14)$$

ここで、 C_m の符号は常に正となるため k_e は常に正となる。

また、 f_{0k} は式(12)~(14)より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} f_{0k} &= \sqrt{f_e \cdot f_m} \\ &= \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &= \left(\frac{1}{4\pi^2 LC \sqrt{1-k_e^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (15)$$

従って、 f_0 , k_e を用いて式(12), (13), (15)の f_e , f_m , f_{0k} を表すと以下ようになる。

$$f_e = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{C_m}{C}}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 + k_e}} \quad (16)$$

$$f_m = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{C_m}{C}}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 - k_e}} \quad (17)$$

$$f_{0k} = f_0 \left(\frac{1}{1 - k_e^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (18)$$

4-1-3. 電磁結合^[28]

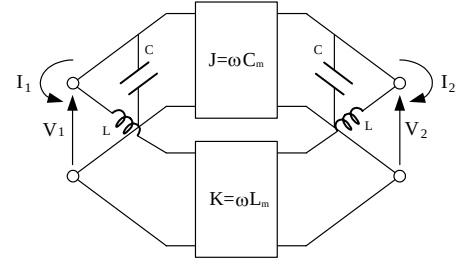
一般に分布定数共振器間の結合は、磁気結合と静電結合が混在する電磁結合の形をとる。以下にその等価回路表示について示す。まず、図 14(a)に示すような J インバータと K インバータを並列にした回路を考える。(b)は電界結合、磁界結合をそれぞれ相互キャパシタンス C_m , 相互インダクタンス L_m を用いて表した等価回路であり、(a)回路と等価である。ここで、(a)の J インバータを C_m の π 形等価回路で、K インバータを L_m の T 形等価回路でそれぞれ表すと(c)のようになる。更に、中央部の容量 C_m を $2C_m$ の直列の形で、 L_m を $2L_m$ の並列の形で書き換えると(d)のようになる。

次に、図 14(d)の対称面が電気壁の場合、回路の共振周波数 f_e は次式で与えられる。

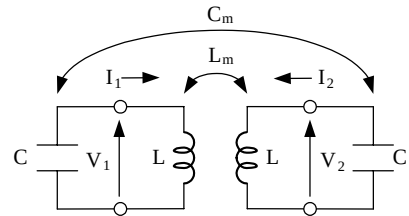
$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)(C+C_m)}} \quad (19)$$

また、図 14(d)の対称面が磁気壁の場合、回路の共振周波数 f_m は次式で与えられる。

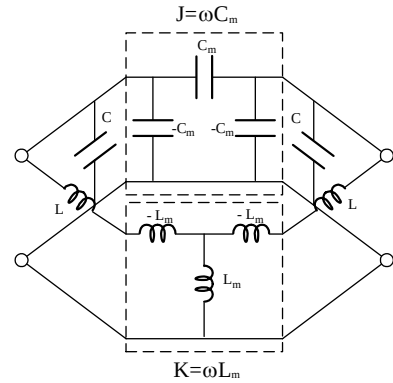
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)(C-C_m)}} \quad (20)$$



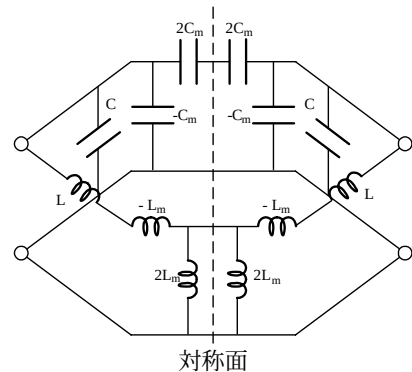
(a) J, K インバータによる共振回路間の結合



(b) C_m , L_m による共振回路間の結合



(c) J, K インバータの等価回路表示



(d) 対称回路表示

図 14 電磁結合の等価回路表示

式(19), (20)より $f_e > f_m$ の場合、電磁結合の結合係数 k は次式で表される。

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m}{LC - L_m C_m} - \frac{LC_m}{LC - L_m C_m}$$

$$= \frac{k_m}{1 - k_m k_e} - \frac{k_e}{1 - k_m k_e}$$

ここで、 $k_m k_e \ll 1$ とすると、

$$k \approx k_m - k_e \quad (21)$$

同様に、 $f_m > f_e$ の場合、 k は以下のように表される。

$$k \approx k_e - k_m \quad (22)$$

これより、電磁結合は k_m と k_e の差の形で表される。また、 f_{0k} は式(19)~(21)より次式で表される。

$$f_{0k} = \sqrt{f_e \cdot f_m}$$

$$= \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)(C + C_m)}} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)(C - C_m)}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left(4\pi^2 LC \sqrt{1 - \frac{L_m^2}{L^2} - \frac{C_m^2}{C^2} + \frac{L_m^2 C_m^2}{L^2 C^2}} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$= \left(4\pi^2 LC \sqrt{1 - k_m^2 - k_e^2 + k_m k_e} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (23)$$

ここで、 f_0 , k_m , k_e を用いて式(19), (20), (23)の f_e , f_m , f_{0k} を表すと以下ようになる。

$$f_e = \frac{f_0}{\sqrt{(1 - k_m)(1 + k_e)}} \quad (24)$$

$$f_m = \frac{f_0}{\sqrt{(1 + k_m)(1 - k_e)}} \quad (25)$$

$$f_{0k} = f_0 \left(\frac{1}{1 - k_m^2 - k_e^2 + k_m k_e} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (26)$$

4-2. MIC 形半波長共振器間結合係数

分布定数共振器間の結合は、先で述べたように電磁結合となるため、正負の符号を持つ。以下にその計算例として、半波長共振器間の結合について示す。

磁気結合の例として、図 15(a)に示す MIC 形半波長共振器間の結合について考える。この共振器間の間隔 d に対する結合係数 k の変化を図 15(b)に示す。この結果、 d を大きくするにつれて結合が減少していくことがわかる。また、この構造は、比較的結合の強い構造である。

次に、静電結合の例として図 16(a)に示す構造を考える。両端開放形半波長共振器は、その開放部

で電界がもっとも強くなるため、共振器の開放端同士を近づけることで静電結合となる。図 16(b)に k の計算結果を示す。この結果、式(21)で示したよう結合は磁気結合と静電結合の差 $k_m - k_e$ の形で表されるとすると、 d が小さい時は静電結合が支配的なため k は負の符号を持つ。しかし、 d が大きくなるにつれて静電結合は減少し、ある点で結合はゼロになる。つまり k_m と k_e が等しくなる。さらに d を大きくすると磁気結合 k_m が支配的になり k の符号は正になる。

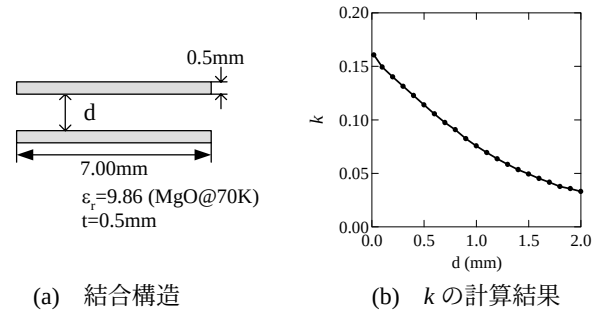


図 15 半波長共振器間の磁気結合

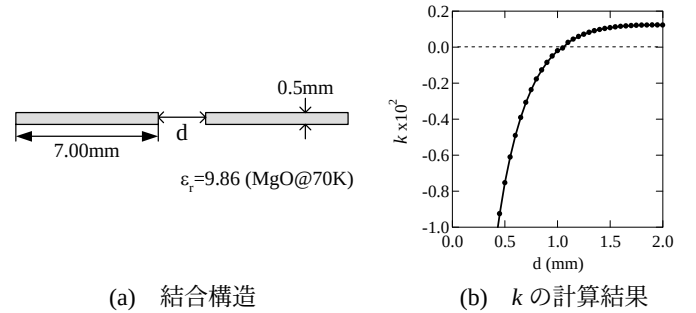


図 16 半波長共振器間の静電結合

4-3. MIC 形ヘアピン共振器間結合係数^[29]

ヘアピン共振器間の結合について、コムライン形、インターデジタル形、2 つの共振器間の結合特性について以下に示す。

コムライン形結合の構造とその結合特性の計算結果をそれぞれ図 17(a), (b)に示す。この結果、 d

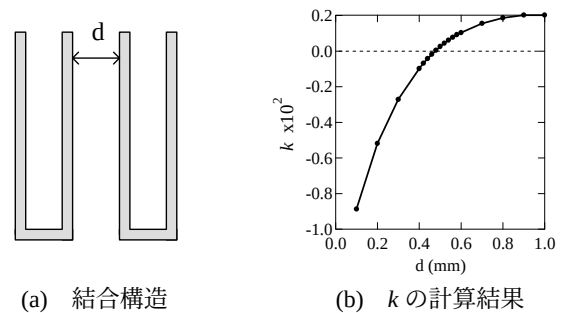
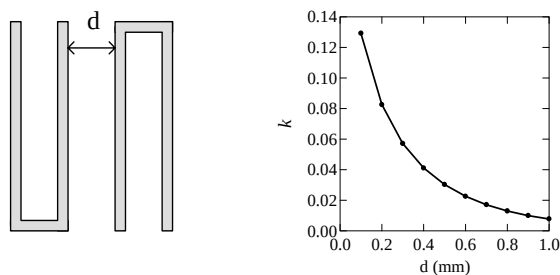


図 17 コムライン構造の結合

が小さい時は、電界が強い開放端が同じ向きにあるため静電結合 k_e が支配的で k の符号は負であるが、ある程度共振器を離すと静電結合が減少することにより、磁気結合 k_m が支配的になり k の符号は正になる。

次に、インターデジタル形結合の構造および k の計算結果をそれぞれ図 18(a), (b) 示す。この結合は、磁気結合が支配的でコムライン形の結合に比べ、強い結合がとれる。

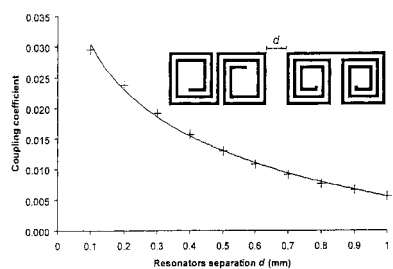


(a) 結合構造 (b) k の計算結果
図 18 インターデジタル構造の結合

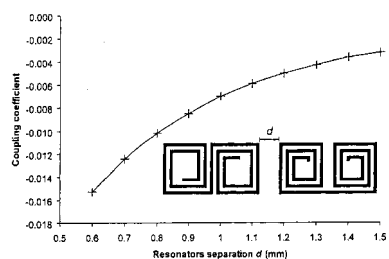
4-4. デュアルスパイラル共振器間結合係数^[30]

負の結合係数を持つ構造の例として、文献[30]で楕円関数特性フィルタを設計する際に用いられたデュアルスパイラル共振器間の結合について以下に示す。

図 19 にデュアルスパイラル共振器の構造および k の計算結果を示す。結合構造は、2-1 節で挙げた S 字形と B 字形のスパイラル共振器を組み合わせることで、図 19(a) は磁気結合を、(b) は静電結合をそれぞれ実現している。



(a) 磁気結合



(b) 静電結合

図 19 デュアルスパイラル共振器間の結合

5. 4 種類の HTS フィルタの設計例

5-1. 集中定数形フィルタの設計^[16]

マイクロストリップ構造上に L 素子と C 素子を用いて構成される集中定数形フィルタの例を以下に述べる。

集中定数形 BPF の設計に必要な等価回路の導出には、まず図 20 に示す K インバータを用いて表した n 段 BPF の等価回路から出発する。次に、K インバータを容量の T 形等価回路に置き換え、整理すると図 21 のような形になる。更に、この容量を π 形等価回路で用いて表すと図 22 の形となる。中心周波数 $f_0=264\text{MHz}$ 、帯域幅 $\Delta f=20\text{MHz}$ 、帯域内リップル幅 $\text{RW}=0.01\text{dB}$ のチェビシェフ特性 5 段 BPF を設計した結果を図 22 に示す。この等価回路中の L 素子、C 素子を実現するようにマイクロストリップ線路の形状を決定する。図 23 に $40\times 40\text{mm}^2$ の MgO 基板上に製作されたフィルタ構造及びその周波数特性の測定結果を示す。

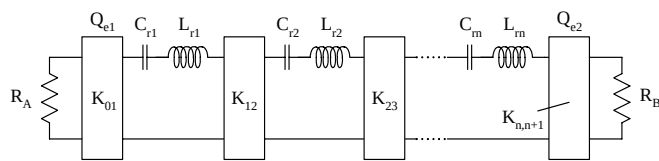


図 20 K インバータを用いて表した n 段 BPF の等価回路

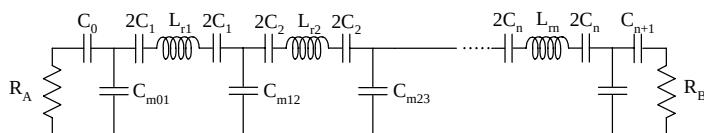


図 21 K インバータを容量で表した n 段 BPF の等価回路

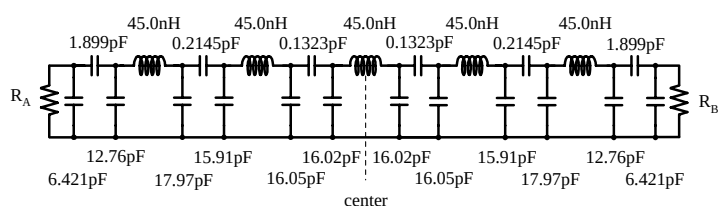
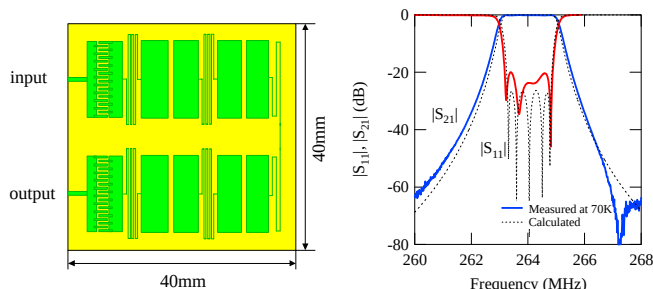


図 22 集中定数 5 段 BPF の等価回路



(a) フィルタ構造

(b) 周波数特性

図 23 264MHz 帯集中定数 5 段 BPF

この結果、挿入損失が 0.1dB となり良好な特性を得た。この際、製作したフィルタは、所望のフィルタ特性を実現するように Sonnet em を用いてパターンのカットアンドトライを繰り返す調整を必要とした。これより、純粋に容量のみによる共振器間結合を実現することが困難なため、集中定数フィルタ回路を適用することが困難になると考えた。そこで、以下に共振器間結合係数 k と C 素子間結合 k_e について比較を行う。

5-1-2. 集中定数 LC 共振器間結合係数^[31]

共振器間および C 素子間の k の算出に用いた構造およびその等価回路をそれぞれ図 24, 25 に示す。ここで、共振器間の結合について Q_e は周波数に影響を与えないように疎結合とした。また、C 素子間の結合は参照面 R_f からみた反射係数 S_{11} , S_{22} の計算結果より C_1 , C_2 を求め、次式により与えられる。

$$k_e = \frac{C_2}{C_1} \quad (27)$$

図 23(a)に共振器間および C 素子間の結合特性を示す。また、共振器間結合の種類を判別するため

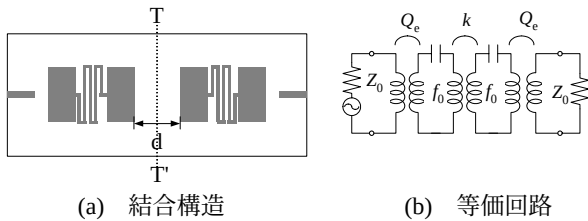


図 24 LC 共振器間の結合

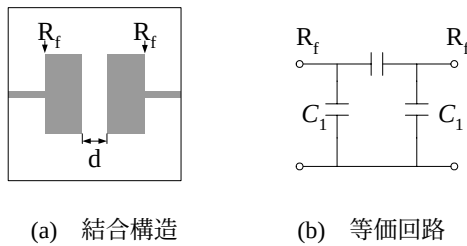


図 25 C 素子間の結合

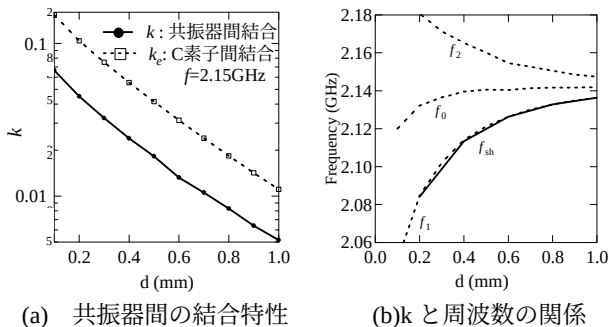


図 26 集中定数形共振器および C 素子間の結合

図 23(a)において対称面 T-T'を電気壁として、共振周波数 f_e の計算を行った結果を図 23(b)に示す。この結果、 f_e は f_0 より低くなっており、この結合は静電結合が支配的であることがわかる。また、共振器間の結合は C 素子間の結合に比べ弱いことがわかる。これは、共振器間の結合においては静電結合以外に L 素子同士の磁気結合の影響があるためであり、この結合は式(22)で示したように k_e - k_m の形で表される。これより、図 23 に示すような集中定数形フィルタの設計においても、磁界による結合の影響が無視できないため、集中定数等価回路を用いるより、共振器直結形等価回路を用いるほうが有効である。

5-2. J, K インバータによるフィルタの設計^[32]

J, K インバータを用いたフィルタの設計例として、コプレーナ構造を用いた $f_0=5.0\text{GHz}$, $\Delta f=160\text{MHz}$, $RW=0.01\text{dB}$ のチェビシェフ特性 4 段 BPF を以下に示す。インバータを用いる設計法は、J, K インバータの値を計算する点が中心周波数 1 点のみで良く、フィルタの帯域幅および段数の変化に対し、そのまま結果を利用できるため、時間効率がよい利点がある。図 27 に J, K インバータを用いた CPW1/4 波長共振器 4 段 BPF の等価回路を示す。等価回路中で共振器はそれぞれ電気長 $\pi/2$ の一様な伝送線路として表される。また、各インバータは、両側に電気長 $\phi/2$ の分布定数線路を付け加えることで実現している。

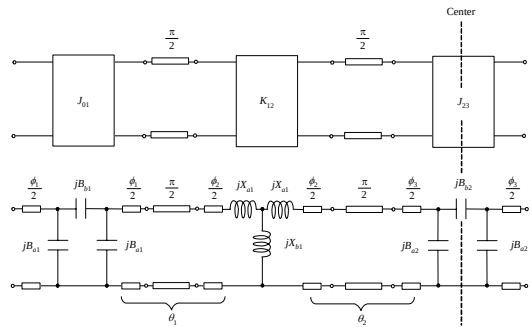


図 27 CPW1/4 波長共振器 4 段 BPF の等価回路

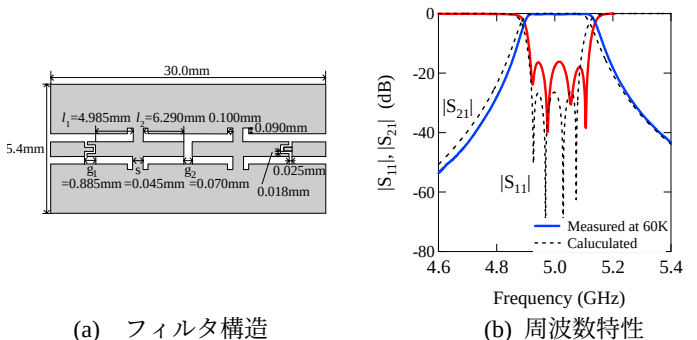


図 28 5GHz 帯 CPW1/4 波長共振器 4 段 BPF

設計仕様より計算した結果は、 $J_{01}/Y_0=J_{45}/Y_0=0.189$, $K_{12}/Z_0=K_{34}/Z_0=0.027$, $J_{23}/Y_0=0.02$ である。図 28 に MgO 基板上に製作されたフィルタ構造と、周波数特性の測定結果を示す^[30]。J インバータは、開放ギャップを用いることで実現される。また、K インバータは短絡スタブを用いることで実現される。ここで、強い結合が必要となる入出力部分では、インターディジタルギャップを用いている。

5-3. 共振器直結形フィルタの設計^[11]

共振直結形等価回路を用いたフィルタの設計例として、MIC 形半波長共振器の一端を内側に巻き込んで構成されるスパイラル共振器を用いたフィルタを以下に示す。共振器直結形 4 段 BPF の等価回路は、 k と Q_e を用いて図 29 のように表せる。設計仕様より k , Q_e の設計値を算出し、それらを満たすようにフィルタパターンを決定する。設計仕様を、 $f_0=1.93\text{GHz}$, $\Delta f=20\text{MHz}$, $\text{RW}=0.01\text{dB}$ とすると、各設計値は $Q_{e1}=Q_{e2}=336$, $k_{12}=k_{34}=2.30\times 10^{-3}$, $k_{23}=1.69\times 10^{-3}$ となる。図 30(a) に設計したチェビシェフ特性 4 段 BPF の構造を示す。この構造は、共振器を上下にずらすことで共振器間の結合を弱くし、共振器間の間隔を狭くすることでフィルタの小形化を図っている。図 30(b) に、 $12\times 20\text{mm}^2$ の LaAlO_3 基板上に製作された BPF の周波数特性の測定結果を示す。この結果、フィルタ波形が所望の特性に比べ高域側に移動してしまった。これは、基板の比誘電率が設計段階の見積もりより低かったため高域側に移動したと考えられる。

5-4. 楕円関数形フィルタの設計^[31]

楕円関数特性フィルタの設計例としてスパイラル共振器を用いた 4 段 BPF を以下に示す。楕円関数特性フィルタは、阻止域に減衰極を設けることにより最平坦形やチェビシェフ形フィルタに比べ急峻なスカート特性が得られる特徴がある。従って、少ない段数で急峻なスカート特性を得ることができるため、多段化による Q の低下を低減できる。図 31 に楕円関数特性 4 段 BPF の等価回路を示す。これは、共振器直結形 4 段 BPF の等価回路において、1 番目と 4 番目の共振器を結合させた形であり、その結合 k_{14} は負の符号を持つ。従って、楕円関数特性のフィルタの設計には、負の結合をどのようにして実現するかが問題となる。設計仕様を $f_0=1.93\text{GHz}$, $\Delta f=4\text{MHz}$, $\text{RW}=0.01\text{dB}$, 阻止域最小減衰量 $\text{SB}_{\min}=40\text{dB}$ とすると、等価回路中の設計値は $Q_{e1}=Q_{e2}=299$, $k_{12}=k_{34}=2.39\times 10^{-3}$, $k_{23}=1.86\times 10^{-3}$, $k_{14}=-2.56\times 10^{-4}$ となる。図 32(a) に設計したフィルタの構造を示す。 k_{14} 以外の結合は、磁気結合させることで正の符号を実現している。

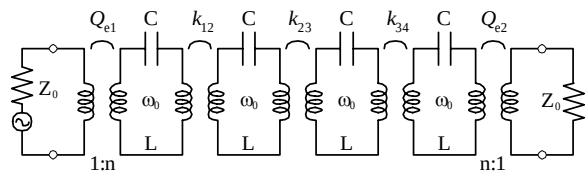
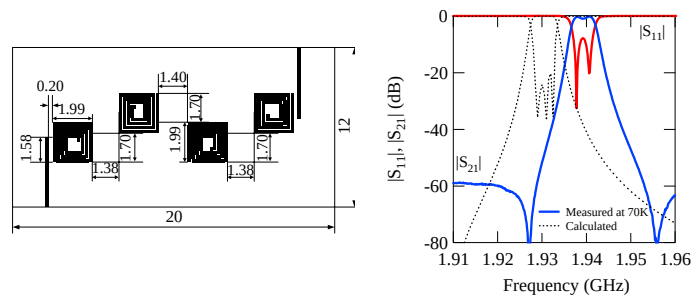


図 29 共振器直結形 4 段 BPF の等価回路



(a) フィルタ構造 (b) 周波数特性

図 30 1.93GHz 帯スパイラル 4 段 BPF

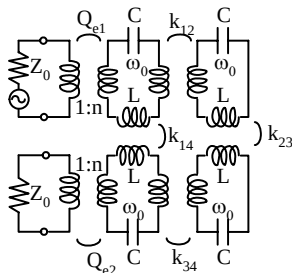
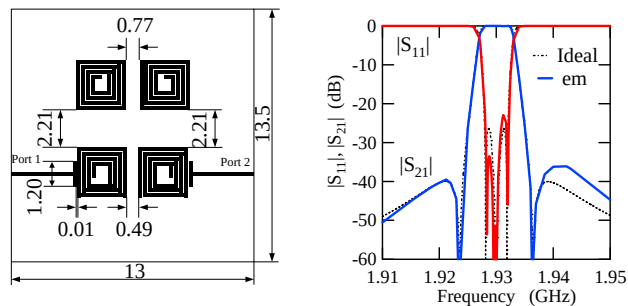


図 31 楕円関数特性 4 段 BPF の等価回路



(a) フィルタ構造 (b) 周波数特性

図 32 1.93GHz 帯楕円関数特性 4 段 BPF

k_{14} は、スパイラル共振器の巻き方を変えることで電界の強い開放端部分を近づけ静電結合とし、負の符号を実現している。この構造を電磁界シミュレータを用いて計算した結果を図 32(b)に示す。この結果、所望の楕円関数特性が得られた。

6. まとめ

平面回路フィルタについて、マイクロストリップ構造やコプレーナ構造の平面回路共振器の構造についてまとめ、フィルタ設計に必要な共振器間

結合について、静電、磁気、電磁結合についての等価回路表示および負の結合係数の計算例を示した。また、市販の電磁界解析ソフトを用いた平面回路フィルタの設計具体例について、様々な等価回路を用いたフィルタの設計例および実験結果を示した。

謝辞

本稿をまとめるにあたり、御協力いただいた本研究室学生河口民雄君に深謝する。

<参考文献>

- [1] 粟井, “マイクロ波平面フィルタ,” MWE2000, Microwave Workshops Digest, pp.445-454, Dec.2000.
- [2] 鈴木, “マイクロ波フィルタ設計の基礎,” MWE2003 Microwave Workshops Digest, Nov. 2003.(発表予定)
- [3] J. A. Curtis and S. J. Fiedziuszko, “Miniature dual mode microstrip filters,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.443-446, May. 1991.
- [4] Z.-Y. Shen, C. Wiker, P. Pang, D. W. Face, C. F. Carter III and C. M. Harrington, “Power handling capability improvement of high-temperature superconducting microwave circuits,” IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol.7, No.2, pp.2446-2453, June 1997.
- [5] E. G. Cristal and S. Frankel, “Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.20, No.11, pp.719-728, Nov.1972.
- [6] 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.
- [7] J. S. Hong and M. J. Lancaster, “Canonical microstrip filter using square open-loop resonators,” Electronics Letters, vol.31, No.23, pp.2020-2022, Nov. 1995.
- [8] M. Makimoto and S. Yamashita, “Microwave resonators and filters for wireless communication,” Springer, 2001.
- [9] J. S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik and R. B. Greed, “8-pole superconducting quasi-elliptic function filter for mobile communications application,” IEEE MTT-S, Digest, pp.367-370, 1998.
- [10] G. Tsuzuki, S. Ye and S. Berkowitz, “Ultra selective HTS bandpass filter for 3G wireless application,” IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol.13, No.2, pp.261-264, June 2003.
- [11] Z. Ma, E. Sakurai, K. Nomiyama and Y. Kobayashi, “Design and measurement of a miniaturized high temperature superconductor microstrip spiral resonator filter,” 2002 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc., No. WE3D-3, pp.211-214, Nov. 2002.
- [12] C. K. Ong, L. Chen, J. Lu, C. Y. Tan, and B. T. G. Tan, “High-temperature superconducting bandpass spiral filter,” IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 9, No.10, pp.407-409, Oct. 1999.
- [13] 甲斐, 中西, 赤瀬川, 山中, “IMT-2000 用小型超伝導フィルタの開発,” 信学総大, C-2-63, pp.100, Mar. 2002
- [14] H. K. Kan, and R. B. Waterhouse “Investigation Of Spiral Printed Antennas For Mobile Handsets,” 2001 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, pp.103-106, Taipei, Taiwan, 2001.
- [15] 馬, 河口, 小林, “6 種類のマイクロストリップスパイラル共振器の特性の比較研究,” 信学技報, vol.102, MW2002-70, pp.1-5, Sep. 2002.
- [16] K. Saito, N. Sakakibara, Y. Ueno, Y. Kobayashi, D. Yamaguchi, K. Sato and T. Mimura, “264MHz HTS lumped element bandpass filter,” IEICE Trans. Electron, vol. E83-C, No.1, pp.15-19, Jan. 2000.
- [17] G. L. Hey-Shipton, “Efficient computer design of compact planar bandpass filters using electrically short multiple coupled lines,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1547-1550, June. 1999.
- [18] B. K. Jeon, J. H. Kim, C. J. Lee, B. C. Min, Y. H. Choi, S. K. Kim and B. Oh, “A novel HTS microstrip quasi-elliptic function bandpass filter using pseudo-lumped element resonator,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1197-1200, June. 2000.
- [19] J. K. A. Everard and K. K. M. Cheng, “High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.41, No.9, pp.1568-1573, Sep.1993.
- [20] T. Tsujiguchi, H. Matsumoto and T. Nishikawa, “A miniaturized end-coupled bandpass filter using $\lambda/4$ hairpin coplanar resonators,” IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.829-832, June. 1998.
- [21] J. Awai, X. Wu and L. Zhan, “Coplanar stepped-impedance-resonator bandpass filter,” China-Japan Joint Meeting on Microwave S, Proc., pp.1-4, Apr. 2000.
- [22] H. Kanaya, J. Fujiyama, R. Oba and K. Yoshida, “Design method of miniaturized HTS coplanar waveguide bandpass filters using cross coupling,” IEEE Trans. on Applied Superconductivity, Vol.13, No.2, pp.265-268, June 2003.
- [23] A. Sanada, T. Hamamura and I. Awai, “High-temperature superconducting CPW bandpass filters using meander-line parallel-circuited resonators,” IEICE Trans. Electron, vol. E86-C, No.8, pp.1729-1736, August 2003.
- [24] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. New York: Wiley, 1964.
- [25] Sonnet Suite, Ver.8.0, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2002.
- [26] 小林, “マイクロ波共振器の測定技術,” MWE2000, Microwave Workshops Digest, pp.431-442, Dec.2000.
- [27] J. S. Hong and J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.44, No.12, pp.2099-2109, Dec.1996.
- [28] 河口, 小林, 馬, “分布定数共振器間電磁結合の等価回路表示に関する研究,” 信学技報, MW2003, Oct. 2003.(発表予定)
- [29] 河口, 馬, 小林, “マイクロストリップ半波長共振器の特性の比較研究,” 信学総大, C-2-70, pp.102, Mar. 2003.
- [30] C. Y. Tan, L. Chen, J. Lu, X. S. Rao and C. K. Ong, “Cross-coupled dual-spiral high-temperature superconducting filter,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.13, No.6, pp.247-249, June 2003.
- [31] 東出, 馬, 小林, “集中定数 BPF における C 素子間結合と共振器間結合に関する検討,” 信会ソ大, C-2-86, Sep. 2003.
- [32] H. Suzuki, Z. Ma, Y. Kobayashi, K. Satoh, S. Narahashi and T. Nojima, “A low-loss 5 GHz bandpass filter using HTS quarter-wavelength coplanar waveguide resonators,” IEICE Trans. Elec., Vol. E 85-C, No. 3, pp.714-719, Mar. 2002.
- [33] 桜井, 馬, 小林, “マイクロストリップスパイラル形共振器間の結合特性および 4 段帯域通過フィルタの設計,” 信学技報, ED2001-115, MW2001-67, pp.33-38, Sep. 2001