

マイクロストリップスパイラル共振器を用いた楕円関数特性帯域通過フィルタの設計

河口 民雄^{†a)} 馬 哲旺[†] 小林 禧夫[†]

Design of an Elliptic Function Bandpass Filter Using Microstrip Spiral Resonators

Tamio KAWAGUCHI^{†a)}, Zhewang MA[†], and Yoshio KOBAYASHI[†]

あらまし 本論文では、分布定数共振器間における電磁界結合の新しい等価回路表示について論じ、この回路に基づき結合係数を定義する。この定義では、共振器間結合係数は正、負または零の値をもつ。したがって、この等価回路表示は正負の結合が必要な阻止域に極をもつ有極フィルタの設計に有効である。この定義に基づき楕円関数特性4段帯域通過フィルタの設計をSonnet emを用いて行い、その有効性を実証した。

キーワード 分布定数共振器、結合係数、等価回路、楕円関数特性フィルタ

1. ま え が き

共振器間結合係数は、帯域通過フィルタ(BPF)を設計する上で重要なパラメータであり、その大きさがフィルタの帯域幅に直接影響を及ぼす[1]。一般に、マイクロ波帯において分布定数共振器を用いたBPFを設計するにあたり、純粋な電界結合(容量結合)や磁界結合(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界結合となる。この共振器間結合係数については、Hong氏により既に次の三つ(electric, magnetic, mixed coupling)に分類され表されている[2],[3]。これらは、 k_e , k_m , $k = k_e + k_m > 0$ としてそれぞれ表され、mix結合の符号は常に正であった[2]~[4]。しかし、楕円関数特性フィルタ[5],[6]など阻止域に減衰極をもつ有極フィルタの設計では、正・負の両方の結合が必要となるため、これら従来の結合係数の定義では説明がつかないという問題があった。

本論文では、共振周波数の等しい二つの共振器間の

電磁界結合 k について新しい等価回路を提案する。この定義を用いることにより、結合係数は正、負または零の値をとり得るため、有極フィルタの設計に有効である。この定義に基づき2種類の楕円関数特性BPFの設計、製作、評価を行った。なお、計算には、2.5次元電磁界解析シミュレータSonnet em[7]を用いた。

2. 共振器間結合係数の等価回路表示

2.1 磁界結合、電界結合の等価回路表示

共振器間において純粋に電界や磁界のみで結合した場合の等価回路は、Hong氏の定義[2],[3]に従い、以下のように表される。

磁界のみによる結合について、図1(a)にその等価回路を示す。ここで、二つの共振器のインダクタンス L やキャパシタンス C は同じ値をもち、 L_m は相互インダクタンスである。図1(a)の回路を K インバータを用いて表すと図1(b)のように書き換えられる。したがって、磁界結合による結合係数 k_m は次式で表される。

$$k_m = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} > 0 \quad (1)$$

ここで、 f_e や f_m は、図1(b)の対称面を電気壁、磁気壁とした場合の回路の共振周波数をそれぞれ表す。

[†] 埼玉大学工学部電気電子システム工学科、さいたま市

Department of Electrical and Electronic Systems, Saitama University, 255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, 338-8570 Japan

a) E-mail: kawaguti@reso.ees.saitama-u.ac.jp

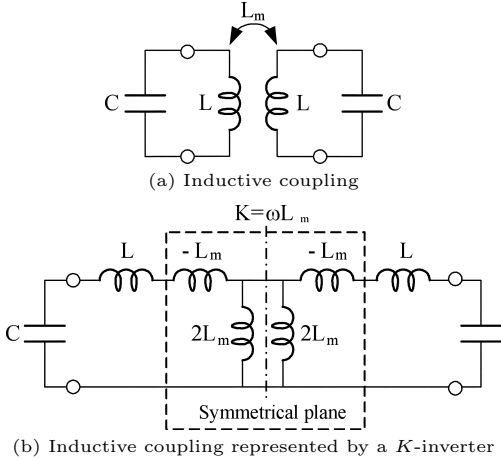


図1 磁気結合の等価回路表示
Fig.1 Equivalent circuit of a magnetic coupling.

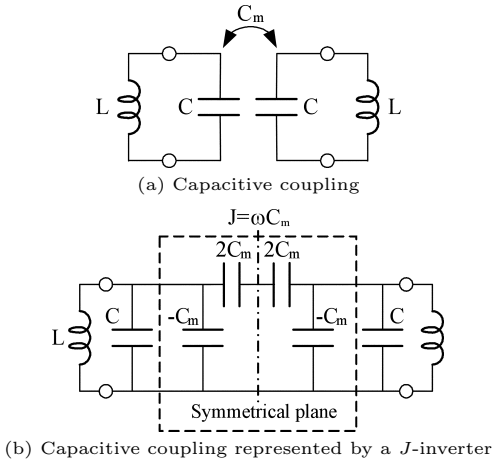


図2 静電結合の等価回路表示
Fig.2 Equivalent circuit of an electric coupling.

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L - L_m}}, \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L + L_m}},$$

$$f_m < f_e \quad (2)$$

同様に、電界のみによる結合について、図2(a)にその等価回路を示す。ここで、 C_m は相互キャパシタンスである。図2(a)の回路をJインバータを用いて表すと図2(b)のように書き換えられる。したがって、電界結合による結合係数 k_e は次式で表される。

$$k_e = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} > 0 \quad (3)$$

ここで、 f_e や f_m は、図2(b)の対称面を電気壁、磁気壁とした場合の回路の共振周波数をそれぞれ表す。

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C + C_m}}, \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C - C_m}},$$

$$f_e < f_m \quad (4)$$

上記の式(1), (2)の結果、 k_m と k_e は常に正である。

2.2 電磁界結合の等価回路表示

一般に、分布定数共振器間の結合においては2.1に示したような純粋な磁界、電界結合を実現することは難しく、そのほとんどは両方の結合が混在する電磁界結合の形となる。そこで、図3に示す電界結合と磁界結合が混在する等価回路を考える [8],[9]。

はじめに、図3(a)に示すような C_m と L_m を用いて表した回路を考える。ここで、 C_m と L_m の符号は正である。図3(a)の回路をJインバータとKインバータの並列の形で表すと、図3(b)のように書き換えられる。図3(b)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図3(c)のようになる。ここで、中央部の容量 C_m を $2C_m$ の直列の形で、 L_m を $2L_m$ の並列の形で表されている。

次に、図3(c)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。

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

また、図3(c)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。

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

これより、電磁界結合による結合係数 k は式(1), (3)に基づいて、以下に述べる2通りに定義する。

磁界結合が電界結合に比べ支配的な場合には、その結合係数を式(1)に従い次式で表す。

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

$$= \frac{CL_m}{LC - L_m C_m} - \frac{LC_m}{LC - L_m C_m}$$

$$= \frac{k_m}{1 - k_m k_e} - \frac{k_e}{1 - k_m k_e} \quad (7)$$

ここで、 $k_m k_e \ll 1$ とすると式(7)は次のように近似さ

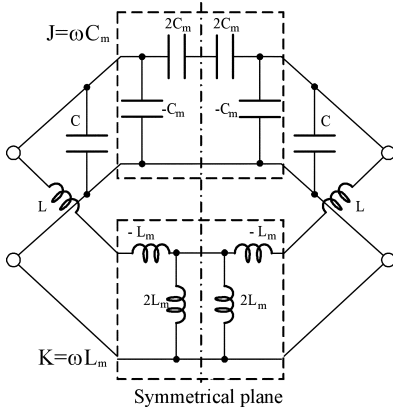
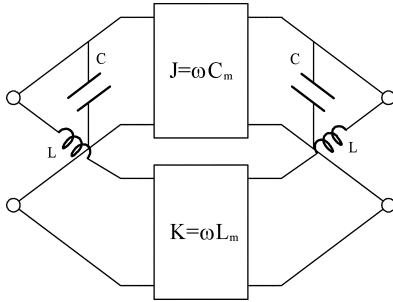
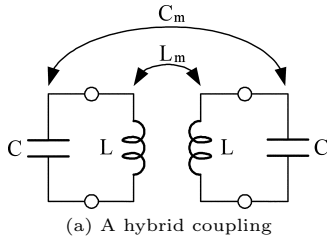


図3 電磁界結合の等価回路
Fig.3 Equivalent circuit of a hybrid coupling.

れる．

$$k \approx k_m - k_e \quad (8)$$

上式より， k は磁界結合が支配的な場合には正の値をとり，電界結合が支配的な場合には負の値をとる．

次に，電界結合が磁界結合に比べ支配的な場合には，その結合係数を式 (3) に従い次式で表す．

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

$$\begin{aligned} &= \frac{k_e}{1 - k_m k_e} - \frac{k_m}{1 - k_m k_e} \\ &\approx k_e - k_m \end{aligned} \quad (9)$$

上式より， k は電界結合が支配的な場合には正の値をとり，磁界結合が支配的な場合には負の値をとる．

ここで， f_0 ， k_m ， k_e を用いて式 (5)，(6) の f_e ， f_m は次式で表される．

$$\begin{aligned} f_e &= \frac{f_0}{\sqrt{(1 - k_m)(1 + k_e)}}, \\ f_m &= \frac{f_0}{\sqrt{(1 + k_m)(1 - k_e)}} \end{aligned} \quad (10)$$

式 (10) より，電磁界結合において f_e と f_m の大小関係を調べることで， k_e ， k_m のどちらが支配的かを決定することができる．すなわち， k_e が支配的な場合は $f_e < f_m$ となり， k_m が支配的な場合は $f_m < f_e$ となる．

以上式 (8)，(9) で示されるように， k は常に k_m と k_e の差の形で表され，互いに打ち消し合う．したがって，この定義において k は正，負またはゼロの値をもつため，正負の結合が必要となる有極フィルタを設計する際には好都合である．次章では，本定義による結合係数の計算方法と，Hong 氏による従来の計算方法との比較を行い，本定義の有効性について検討をする．

3. 結合係数の計算

結合係数の計算例として，Hong 氏によって取り扱われている図 4(a) に示すマイクロストリップ Open-loop 半波長共振器間結合を考える [2]．この共振器の寸法は，縦及び横の長さ $a = 7.0$ mm，線路幅 $W = 1.0$ mm とし，共振周波数 $f_0 = 2.50$ GHz となるよう $g_1 = g_2 = 0.4$ mm とされ，また，誘電体基板には比誘電率 $\epsilon_r = 10.8$ ，厚さ $t = 1.27$ mm の基板が用いられている．この構造を電磁界シミュレータに入力し，対称面を電気壁，磁気壁とした場合の共振周波数 f_e ， f_m の計算結果を図 4(b) にそれぞれ示す．この結果より， $d < 0.9$ mm では $f_e < f_m$ であることから，電界結合が支配的であると判別できる．また， $d > 0.9$ mm では $f_m < f_e$ であることから，磁界結合が支配的であると判別できる．

次に，本定義式 (9) による k の計算結果を図 4(c) に示す [10]．式 (9) より，結合係数は $k = k_e - k_m$ で表されるため k の符号は正，負または零の値をもつ．したがって， d が小さいときは電界結合が支配的なため k

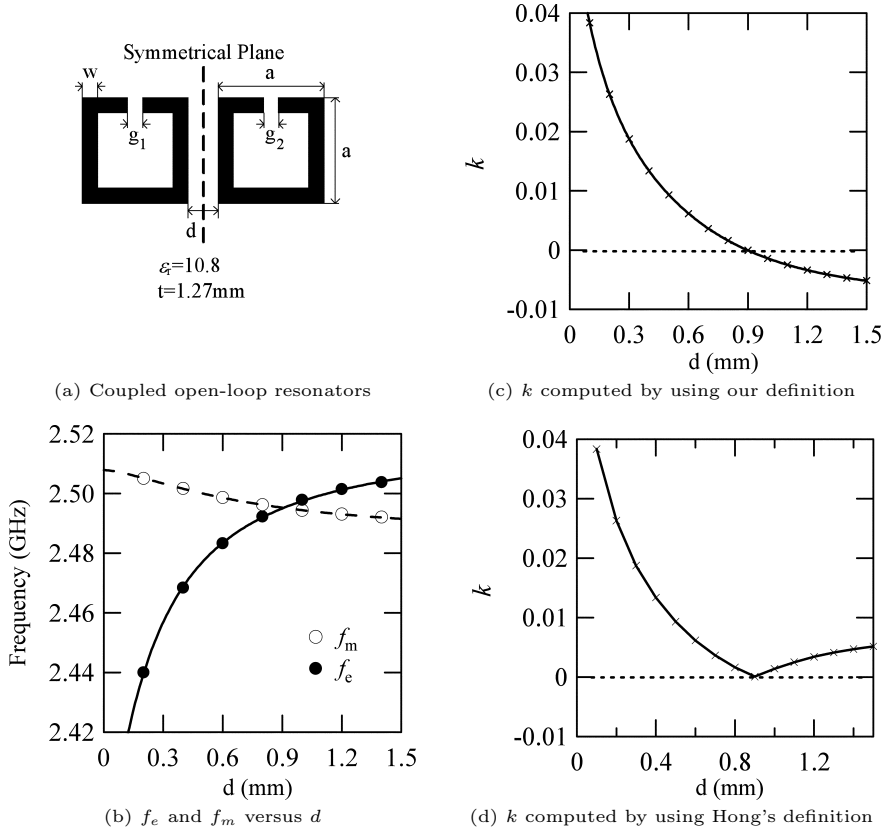


図4 結合係数の計算結果の比較

Fig.4 Comparison of the coupling coefficients computed by using different definitions.

は正の符号をもつ．しかし， d が大きくなるにつれて電界は減少し，ある点で k_m と k_e が等しくなり $k=0$ となる．更に d を大きくすると磁界結合 k_m が支配的になり k の符号は負になる．この結果，本定義では k の値は正・負両方の値をもつため，負の結合が必要な有極フィルタの設計に対して有効であることが分かる．

以上の結果を用いて，次に Hong 氏による従来の定義と本定義との比較を行った．図4(d)は，Hong 氏の定義による k の計算結果である．この定義では，結合係数は $k = k_e + k_m > 0$ と表されるため k の符号は常に正である．したがって， k は d が大きくなるにつれ減少し， $d=0.9$ mm の点で $k=0$ となる．しかし，更に d を大きくすると k は増加するため， k の計算結果は，常に正の値となるため，結合の種類が判別できない問題がある [2],[4] ．

次に， k の計算例としてもう一例，マイクロストリップ半波長共振器間の結合について考える．図5に共振器の開放端同士で結合させた場合の k の計算結果を示

す．この結果， k の符号が 1.0 mm の前後で正から負に符号が反転している．図6に共振器を並列に結合させた場合の k の計算結果を示す．この結果， d にかかわらず常に磁界結合が支配的なため k の符号は負である．

4. 楕円関数特性 BPF の設計

2. で示した2種類の電磁界結合の定義に基づいて，楕円関数特性 BPF の設計を行う．BPF の主要な結合である隣接する共振器間の結合において，磁界結合が支配的であり，飛越し結合において，電界結合が支配的である場合，我々は式(8)に基づいて設計を行う．この場合， k は磁界結合に対して正の値を，電界結合に対して負の値をとる．一方，隣接する共振器間の結合において，電界結合が支配的であり，飛越し結合において，磁界結合が支配的である場合，我々は式(9)に基づいて設計を行う．この場合， k は電界結合に対して正の符号を，磁界結合に対して負の符号をもつ．以下に，式(8)，(9)に従い半波長共振器4段 BPF と半波

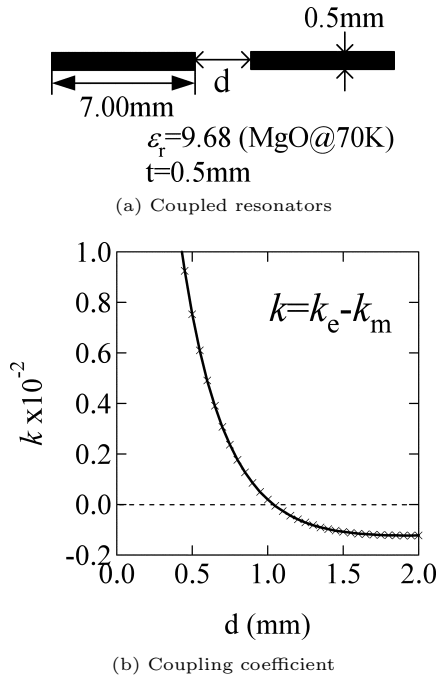


図5 End-coupled 半波長共振器
Fig. 5 End-coupled half-wavelength resonators.

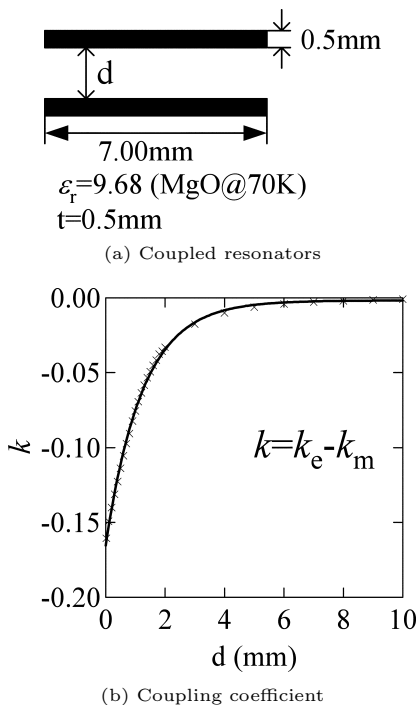


図6 Parallel-coupled 半波長共振器
Fig. 6 Parallel-coupled half-wavelength resonators.

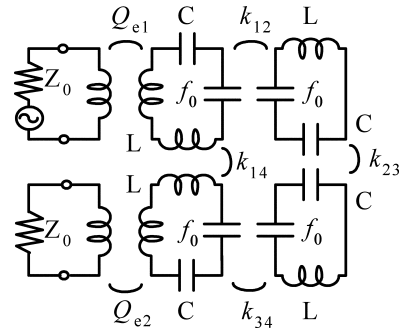


図7 楕円関数4段BPFの等価回路
Fig. 7 Equivalent circuit of a 4-pole elliptic function filter.

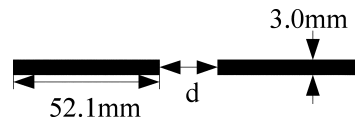


図8 End-coupled 半波長共振器
Fig. 8 End-coupled half-wavelength resonators.

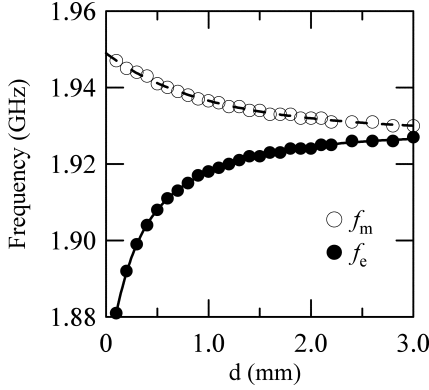
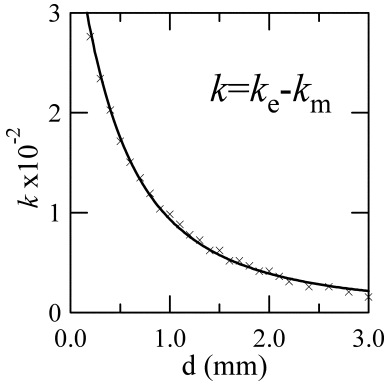
長スパイラル共振器4段BPFを設計し、実験によりその妥当性を検討する。

4.1 半波長共振器4段BPF

はじめに、マイクロストリップ半波長共振器を用いた楕円関数特性4段BPFの設計を式(9)に基づいて行う。図7に隣接する結合を電界結合とした楕円関数特性4段BPFの等価回路を示す。フィルタの設計仕様は、中心周波数 $f_0 = 1.93$ GHz, 帯域幅 $\Delta f = 38.6$ MHz, 帯域内リプル幅 $RW = 0.01$ dB, 阻止域最小減衰量 $SB_{min} = 40$ dBとすると、等価回路中の外部 Q , Q_e は、 $Q_{e1} = Q_{e2} = 31.7$, 結合行列 k は、次式で表される。

$$k = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0226 & 0 & -0.00242 \\ 0.0226 & 0 & 0.0175 & 0 \\ 0 & 0.0175 & 0 & 0.0226 \\ -0.00242 & 0 & 0.0226 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

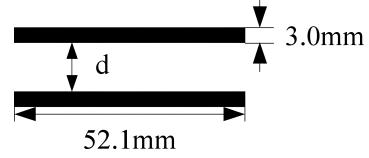
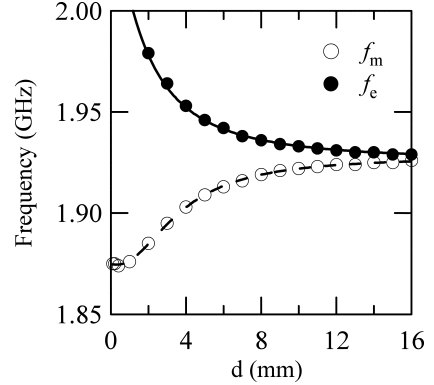
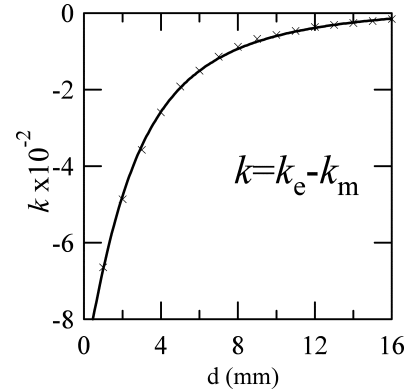
ここで、誘電体基板には、 $t = 1.15$ mm, $\epsilon_r = 2.6$ のものを用い、すべての線路幅 W は 50Ω 伝送線路幅 3.0 mm とする。図8に共振器の開放端同士で結合させ

(a) Resonant frequencies f_e and f_m 

(b) Coupling coefficient

図9 d に対する f, k の計算結果
Fig. 9 f and k versus d .

た構造を示す．図9にその共振器間の距離 d に対する f, k の計算結果を示す． k_{12}, k_{23}, k_{34} は電界結合であることから正の値を実現している．ここで，前章図5の計算結果では， k の値が正から負に反転していたが，図9では常に正である．これは，基板の比誘電率が小さくなり線路幅が大きくなったことにより共振器の容量が増加したため，電界結合がより支配的になったためである．図10に共振器を並列に結合させた構造を示す．図11に d に対する f, k の計算結果を示す．この結果， d にかかわらず常に磁界結合が支配的なため k の値は負となる．以上の結果を用いて決定したフィルタの構造を図12(a)に示す．図12(b)に計算した周波数特性の結果を示す．図中の破線は，等価回路による理想特性であり，実線はSonnet emによる計算結果である．この結果， $f_0 = 1.93$ GHz, $\Delta f = 38.6$ MHz となり，帯域内の反射特性 $|S_{11}|$ も -20 dB 以下と所望のフィルタ特性を得た．一方，高域側の減衰極の位置が

図10 Parallel-coupled 半波長共振器
Fig. 10 Parallel-coupled half-wavelength resonators.(a) Resonant frequencies f_e and f_m 

(b) Coupling coefficient

図11 d に対する f, k の計算結果
Fig. 11 f and k versus d .

20 MHz 程度低域側にずれてしまった．これは， k_{13}, k_{24} 間における飛越し結合の影響であると考えられる．

次に，設計した4段BPFを製作し，常温にて測定した結果を図13に示す．図中の実線は，測定結果，破線はSonnet emのシミュレーション結果である．この結果， $f_0 = 1.925$ GHz, $\Delta f = 30$ MHz, 挿入損 $I.L. = 2.7$ dB となり，帯域内の反射特性 $|S_{11}|$ は -10 dB 以下となった．また，減衰極の位置もシミュレーション結果とほぼ一致した．波形がシミュレーションと一致しない理由としては，共振器に直接励振を行ったことによる電磁界の乱れにより， k_{14} の結合が所望の値を実現して

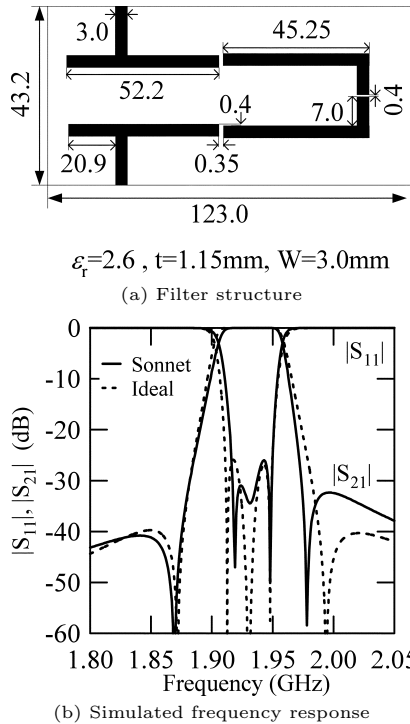


図 12 楕円関数半波長共振器 4 段 BPF

Fig. 12 A 4-pole elliptic function filter using microstrip half-wavelength resonators.

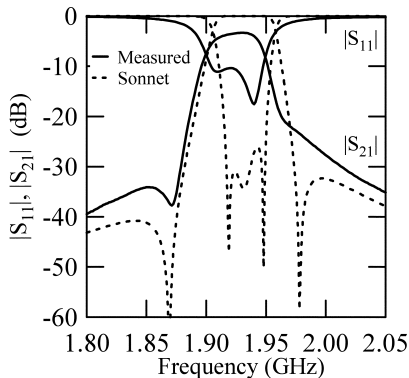


図 13 半波長共振器 4 段 BPF の測定結果

Fig. 13 Simulated and measured frequency response of the 4-pole elliptic function filter.

いないことが原因と考えられる．

4.2 半波長スパイラル共振器 4 段 BPF

前節で設計に用いた直線形 $1/2$ 波長共振器を移動体通信で仕様される周波数帯 (0.8 ~ 2 GHz) で用いると共振器長が長くなってしまい、フィルタの小形化の要求に応じることが難しい．そのため直線形共振器の一

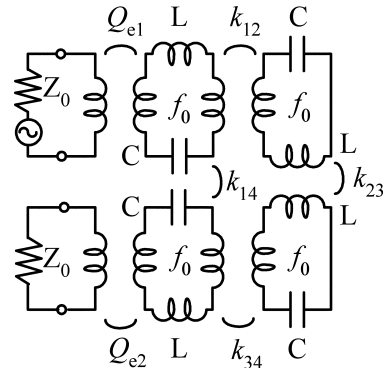


図 14 楕円関数 4 段 BPF の等価回路

Fig. 14 Equivalent circuit of a 4-pole elliptic function filter.

端を内側に巻き込んだスパイラル共振器を用い、フィルタの小形化が図られている．本節では、マイクロストリップ半波長スパイラル共振器 [11] を用いた楕円関数特性 4 段 BPF の設計を式 (8) に基づいて行う．図 14 にその等価回路を示す．設計仕様及び用いた誘電体基板、線路幅は 4.1 と同様である． k の計算に用いた構造及び共振器間の距離 d に対する k の計算結果を図 15 に示す． k_{12} , k_{23} , k_{34} の結合は磁界結合であることから正の値を実現している． k_{14} は、スパイラル共振器の電界の強い開放端部分を近づけることで電界結合が支配的となり、負の値を実現している．なお、 k の符号の判別は各構造に対する位相特性の計算結果を用いて行った [2], [10]．

以上の結果を用いて決定したフィルタ構造を図 16(a) 示す．図 16(b) に計算した周波数特性の結果を示す．図中の破線は、等価回路による理想特性であり、実線は Sonnet em による計算結果である．この結果、 $f_0 = 1.93$ GHz, $\Delta f = 38.6$ MHz となり、帯域内の反射特性 $|S_{11}|$ も -20 dB 以下と所望のフィルタ特性を得た．一方、高域側の減衰極の位置が 40 MHz 程度高域側にずれてしまった．これは、 k_{13} , k_{24} 間における飛越し結合の影響であると考えられる．

次に、設計した 4 段 BPF を製作し、常温にて測定した結果を図 17 に示す．この結果、 $f_0 = 1.93$ GHz, $\Delta f = 38$ MHz, 挿入損 $I.L. = 2.7$ dB となり、帯域内の反射特性 $|S_{11}|$ は -12 dB 程度となり所望の特性を得た．また、極の位置はシミュレーション結果とよく一致した．

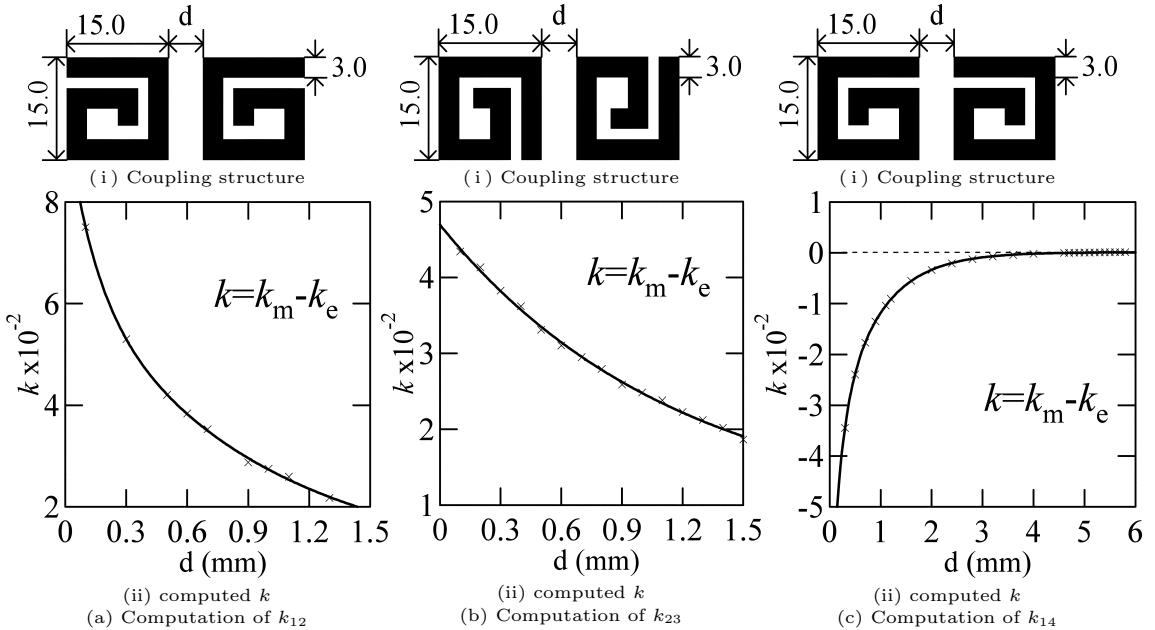


図 15 式 (8) に基づいた結合係数の計算結果
Fig. 15 Computed coupling coefficients using Eq. (8).

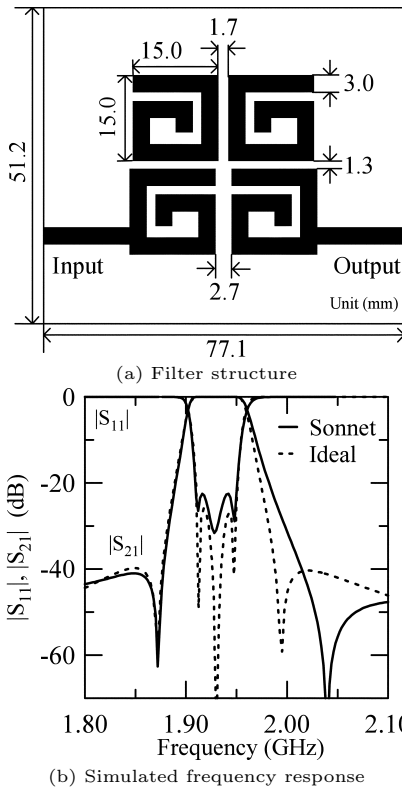


図 16 スパイラル半波長共振器を用いた楕円関数 4 段 BPF
Fig. 16 A 4-pole elliptic function filter using microstrip half-wavelength spiral resonators.

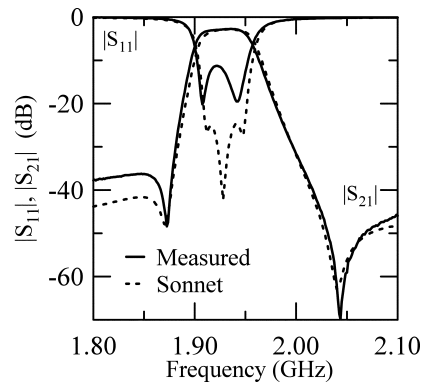


図 17 スパイラル半波長共振器 4 段 BPF の測定結果
Fig. 17 Filtering characteristics of the 4-pole BPF using microstrip spiral resonators.

5. む す び

共振周波数の等しい二つの分布定数共振器間の電磁結合について等価回路表示を示した．この定義では，結合係数は正，負またはゼロの値をもつため，阻止域に極をもつ有極フィルタの設計に有効である．この定義に基づき楕円関数特性 4 段帯域通過フィルタの設計，製作，評価を行い，その有効性を実証した．

謝辞 最後に，実験に御協力頂いた本研究室学生石原浩明君に深謝します．この研究の一部は日本学術振

興会科学研究費補助金 (基盤研究 C, 17560303) に負っていることを記し謝意を表する。

文 献

- [1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Wiley, New York, 1964.
- [2] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, Microwave filters for RF/microwave applications, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [3] J. S. Hong and J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.44, no.12, pp.2099-2109, Dec. 1996.
- [4] G. Tsuzuki, M. Suzuki, and N. Sakakibara, "Superconducting filter for IMT-2000 band," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.48, no.12, pp.2519-2525, Dec. 2000.
- [5] A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-18, no.12, pp.1109-1114, Dec. 1970.
- [6] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-20, no.4, pp.258-265, April 1972.
- [7] Sonnet Suite, Ver.8.0, Sonnet Software, Liverpool, NY, 2002.
- [8] 河口民雄, 小林禧夫, 馬 哲旺, "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, EMCJ2003-78, MW2003-175, Oct. 2003.
- [9] 河口民雄, 小林禧夫, "分布定数スパイラル共振器を用いた楕円関数特性フィルタの設計," 信学技報, SCE2004-14, MW2004-14, April 2004.
- [10] 河口民雄, 小林禧夫, "Open-loop 共振器間結合係数の磁気結合と静電結合の判別," 2004 信学総大, C-2-79, p.114, March 2004.
- [11] 桜井英理人, 馬 哲旺, 小林禧夫, "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, Sept. 2001.

(平成 17 年 4 月 7 日受付, 7 月 11 日再受付)



馬 哲旺 (正員)

平 7 電気通信大学院電気通信学研究科博士 (工学)。平 8 同大学電気通信学部助手, 平 9 同学部助教授。平 10 から埼玉大学工学部助教授。計算電磁気学, マイクロ波・ミリ波回路, 誘電体材料測定, 高温超電導体フィルタの研究に従事。



小林 禧夫 (正員:フェロー)

昭 40 東京都立大学大学院工学研究科修士課程了。同年 4 月埼玉大学工学部助手, 昭 43 講師, 昭 57 助教授を経て昭 63 同教授。平 17 同大客員教授。工博。誘電体共振器・フィルタ, 低損失誘電体及び高温超電導材料のマイクロ波・ミリ波測定の研究に従事。平 7 第 20 回井上春成賞受賞。IEEE Fellow。



河口 民雄 (正員)

平 15 埼玉大・工・電気電子システム工卒。平 17 同大学院理工学研究科修士課程了。同年(株)東芝研究開発センター入社。現在, マイクロ波フィルタの研究に従事。