

# Multiple Attenuation-Pole Production in Microstrip Parallel Coupled-Line Filters with Tapped Line

Mikio TSUJI\*, Hiroyuki DEGUCHI

(Received April 15, 2020)

This paper first shows from the equivalent-circuit analysis that microstrip parallel coupled-line filters can intrinsically produce three attenuation poles out of the passband, and then shows from the analysis of the 3-D finite element method that in the conventional filter structure, such three attenuation poles do not appear simultaneously. To overcome this problem, we propose the filter structure which has the 180-degree rotational symmetry and the coupled-line resonators shifted oppositely along the line axis. It is verified numerically and experimentally that the proposed filter has three attenuation poles, keeping the passband characteristics.

**Key words** : bandpass filter, microstrip line, attenuation pole, tapped-line input

**キーワード** : 帯域通過フィルタ, マイクロストリップ線路, 減衰極, タップ結合入力

## タップ結合平行マイクロストリップ線路フィルタにおける複数減衰極生成

辻 幹男, 出口 博之

### 1. はじめに

マイクロストリップ線路フィルタはマイクロ波, ミリ波帯で広く用いられ, 種々の形状のフィルタが提案されている. 従来, 半波長共振器<sup>1)</sup>, デュアルモード共振器<sup>2, 3)</sup>, SIR (Stepped Impedance Resonator)<sup>4)</sup>, ヘアピン共振器<sup>5)</sup>, オープンループ共振器<sup>6)</sup>, スパイラル共振器<sup>7)</sup>など種々の共振器形状を用いてフィルタが構成されてきた. また, フィルタの通過域を構成するこれらの共振器に工夫を加えることによって, 阻止域となる帯域外特性に減衰極を持たせる有極形フィルタについても盛んに研究が行われてきた<sup>8-10)</sup>. これらフィルタの1つである半波長平行結合線路は容易に2段の通過帯域が構成でき, 入出力線路を直接

結合するタップ結合を用いれば, その構成は非常に簡単なものとなる. しかしながら, その通過帯域外特性については構造の簡単さゆえに, 付加的な構造を用いない限り有極特性を持たせることは困難であった. 本論文ではこのフィルタの通過帯域外特性を付加的な構造を用いずに改善する方法について検討している. そこで, まずタップ結合平行線路フィルタを等価回路によって表示することで, 本フィルタが通過帯域外に3つの減衰極生成の可能性があることを示すとともに, 通常フィルタ構成においては同時に3つの減衰極が現れないことを3次元有限要素法 (HFSS) の解析結果から明らかにしている. そして, これらの検討結果をもとに3つの減衰極を同時に生成するフィルタ

\*Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto  
Telephone: +81-774-65-6358, FAX: +81-774-65-6824, E-mail: mtsuji@mail.doshisha.ac.jp

を新たに提案している. このフィルタは2つの半波長共振器を線路方向に僅かに移動させ, 点対称構造としたものであり, 数値計算結果ならびに測定結果から本構造の有用性を検証していく.

## 2. 対称タップ結合フィルタ

Fig. 1(a)に対称タップ結合帯域通過フィルタの基本構成を示す. 本フィルタは両端開放の長さ $\lambda_g/2$  ( $\lambda_g$ は伝搬波長), ストリップ導体間隔 $S$ を持つ平行結合マイクロストリップ線路で構成されており, 入出力線路とはタップ結合で直接接続されている. この対称タップ結合線路フィルタをFig. 1(b)に示す4端子回路網の $Z$ パラメータで表すことにすると, 入力端子の電流 $I_1$ , 電圧 $V_1$ および出力端子の電流 $I_2$ , 電圧 $V_2$ と $Z$ パラメータとの関係式は次式で表される<sup>11)</sup>.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$Z$ パラメータの各成分は回路網の対称性より,

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_e}{U_{eu}+U_{el}} + \frac{Z_o}{U_{ou}+U_{ol}} \right) \quad (2)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_e}{U_{eu}+U_{el}} - \frac{Z_o}{U_{ou}+U_{ol}} \right) \quad (3)$$

ただし,

$$\begin{cases} U_{eu} = j \tan \beta_e L_u \\ U_{ou} = j \tan \beta_o L_u \\ U_{el} = j \tan \beta_e L_l \\ U_{ol} = j \tan \beta_o L_l \end{cases} \quad (4)$$

となる. ここで,  $Z_e$ ,  $Z_o$ は偶モード, 奇モードの特性インピーダンスを表している. この回路網をFig. 2に示すT型の等価回路で表すと各インピーダンス $Z_1$ ,  $Z_2$ は次式で表される.

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{22} = \frac{Z_o}{U_{ou}+U_{ol}} \quad (5)$$

$$Z_2 = Z_{12} = \frac{1}{2} \left( \frac{Z_e}{U_{eu}+U_{el}} - \frac{Z_o}{U_{ou}+U_{ol}} \right) \quad (6)$$

簡単のためにストリップ線路のような均質媒質を持つ線路を仮定すると, 偶モードと奇モードの位相定数 $\beta_e$ と $\beta_o$ は等しくなることから,  $\beta_e = \beta_o = \beta$ ,  $U_{eu} = U_{ou} = U_u$ ,  $U_{el} = U_{ol} = U_l$ とおくことにする.

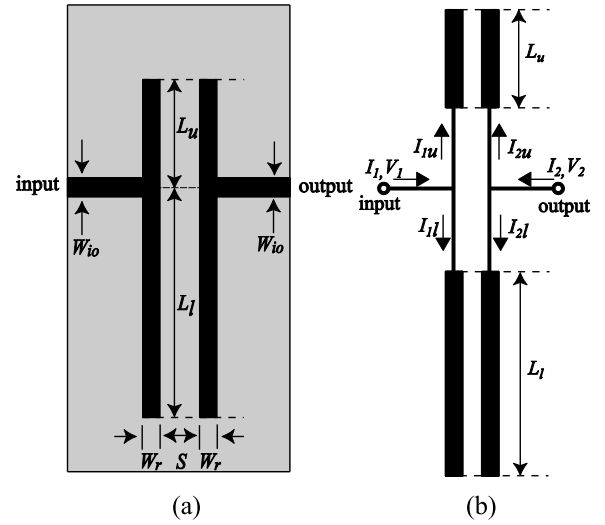


Fig. 1. (a) Configuration of a coupled-line bandpass filter with symmetrically tapped-line inputs and (b) its equivalent-circuit model.

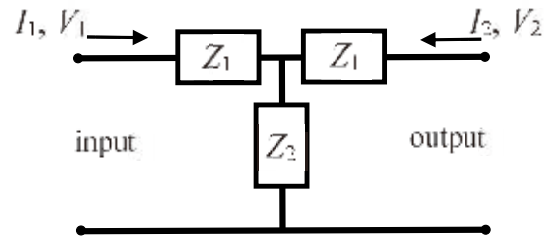


Fig. 2. T-type equivalent circuit.

これを(5)及び(6)に代入すると均質媒質の場合の各インピーダンス $Z'_1$ および $Z'_2$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} Z'_1 &= \frac{Z_o}{U_u+U_l} = \frac{Z_o}{j \tan \beta L_u + j \tan \beta L_l} \\ &= \frac{Z_o}{j \tan \beta (L_u+L_l) \cdot (1 - \tan \beta L_u \tan \beta L_l)} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Z'_2 &= \frac{Z_e - Z_o}{2(U_u+U_l)} = \frac{Z_e - Z_o}{2(j \tan \beta L_u + j \tan \beta L_l)} \\ &= \frac{Z_e - Z_o}{2j \tan \beta (L_u+L_l) \cdot (1 - \tan \beta L_u \tan \beta L_l)} \end{aligned} \quad (8)$$

これを分布定数線路で表すとFig. 3(a)となる. ここで,  $W'_1$ と $W'_2$ は $Z'_1$ と $Z'_2$ を表す分布定数線路の特性インピーダンスを示しており,  $\theta'_u$ と $\theta'_l$ は各線路の電気長を示している.  $Z'_2$ に着目すると,  $L_u$ 及び $L_l$ が $\lambda_g/4$  ( $\lambda_g$ は伝搬波長)となるそれぞれの周波数において $Z'_2 = 0$ となり短絡されるために, これらの周波数で減衰極が生

じる。また、共振器の全長  $L = L_u + L_l$  が  $\lambda_g/2$  となる周波数においては  $Z'_2 = \infty$  となり開放されるために通過点が構成され完全伝送点を実現されるはずであるが、 $Z'_1$  に着目すると共振器の全長  $L$  が  $\lambda_g/2$  となる周波数において  $Z'_1 = \infty$  となるため、通過点でも減衰極が生じることが分かる。それゆえ、減衰極を3点の周波数で生成することができるものの、減衰極と通過点の周波数が一致するためにフィルタが構成できないことになる。そこで、マイクロストリップ線路のような不均質媒質を用いることにすると、その場合の等価回路は Fig. 3(b) に示すようになる。ここで、 $W_1$  と  $W_2$  は  $Z_1$  と  $Z_2$  の特性インピーダンスを示しており、 $\theta_u$  と  $\theta_l$  は

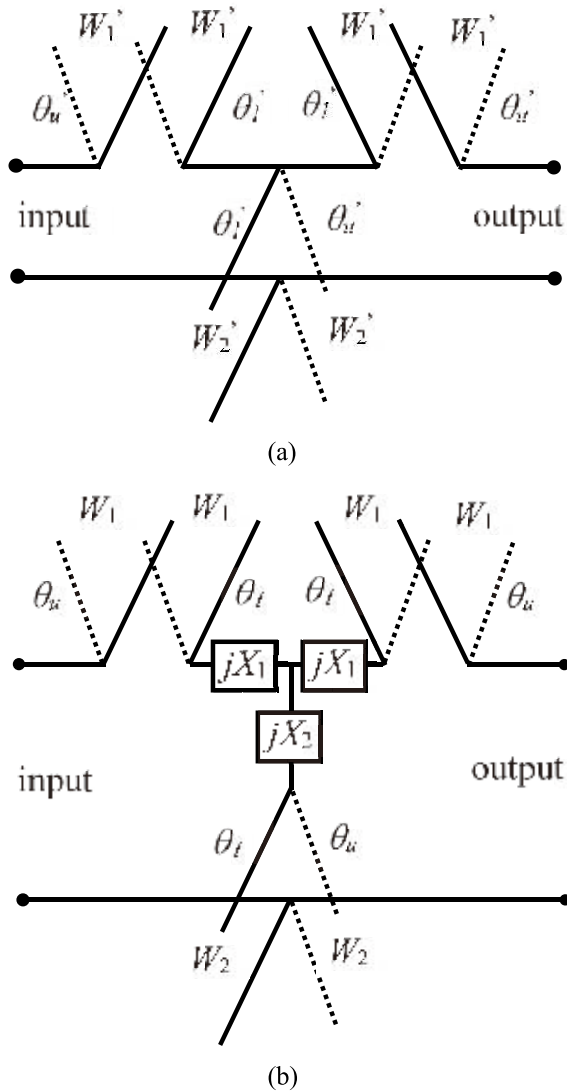


Fig. 3. T-type equivalent circuit expressed by using distributed circuits: (a) Homogeneous medium and (b) inhomogeneous medium.

各線路の電気長を示している。リアクタンスの値  $X_1$  と  $X_2$  を数式的に表すことはできないが、定性的にはこの図のように不均質媒質の場合は均質媒質時の等価回路にリアクタンスを付加した回路になるので、周波数特性における減衰極は低域側や高域側へシフトする。しかも、リアクタンス  $X_1$  と  $X_2$  の値が異なることから均質媒質では一致していた減衰極と通過点の周波数は分離され、通過域近傍の3箇所減衰極を持つフィルタを構成できる。一例として対称タップ結合平行マイクロストリップ線路で構成した回路モデルを3次元有限要素法により解析した結果を Fig. 4 に示す。なお、計算は誘電率3.2、厚さ1mmの誘電体基板を仮定し、導体および誘電体は無損失としている。この図を見ると、減衰極が通過域低域側の1箇所しか発生していないことがわかる。また図には測定結果も合わせて示しており、実験的にも1箇所しか発生しないことを確かめている。これは次節で詳しく示す減衰極の振舞いと同一ように3箇所発生する減衰極のうちの非常に近い周波数で発生する2個の減衰極が互いに打ち消し合うためである。この対称タップ結合を用いた構造の場合、タップ位置を変化させても3箇所減衰極を発生させることはできないことは確認しており、次節では形状に自由度のある非対称タップ結合について検討を行うことにする。

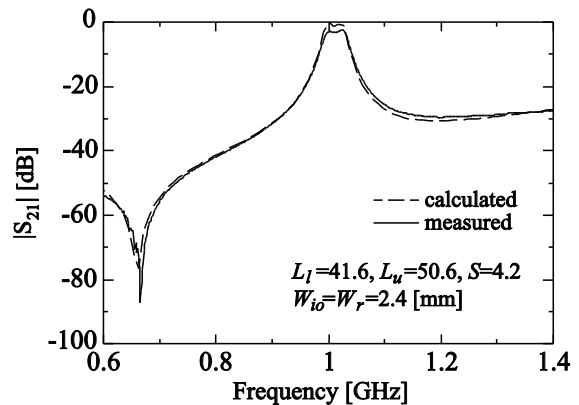


Fig. 4. Transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter with symmetrically tapped-line inputs.

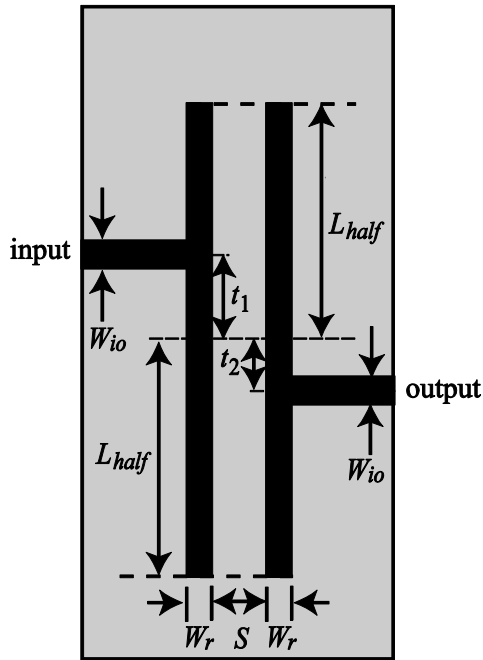


Fig. 5. Configuration of a coupled-line bandpass filter with asymmetrically tapped-line inputs.

### 3. 非対称タップ結合フィルタ

Fig. 5に示す非対称タップ結合線路フィルタについて検討する. 前節と同様の方法により非対称にタップした場合の等価回路を導出すると, 基本的には通過域近傍の帯域外に3つの減衰極生成の可能性を有している. 非対称タップ結合の場合には入出力タップ間隔  $t_1 + t_2$  が可変となり, 減衰極の位置を調整できることになる. Fig. 6は非対称タップ結合マイクロストリップ線路フィルタの出力側のタップ位置  $t_2$  を変化させたときの3次元有限要素法による解析結果を示している. この場合, 入力側のタップ位置は  $t_1 = 4.5$  [mm] に固定しており, 他の線路パラメータはFig. 4と同じにしている. 図に示すように出力側のタップ位置により減衰極の発生する個数と周波数は変化していく. タップを左右対称に配置した  $t_2 = -4.5$  [mm] の場合と点対称に配置した  $t_2 = 4.5$  [mm] の場合は電気的に対称構造となるため通過域における挿入損失は小さいが, 対称タップ結合の場合と同様の理由により減衰極は1箇所にはしか発生してしない. 一方, 電気的に非対称構造となり, 通過域における挿入損失が大きくなる  $t_2 = -1$  [mm] のときに減衰極が3箇所が発生していることがわかる. Fig. 7は  $t_2 = -1$  [mm] における測定

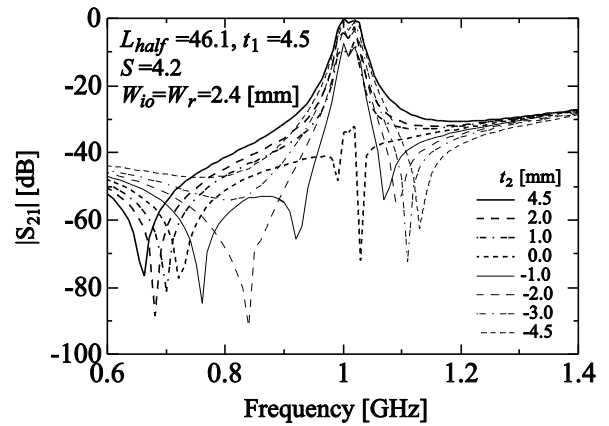


Fig. 6. Transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter with asymmetrically tapped-line inputs.

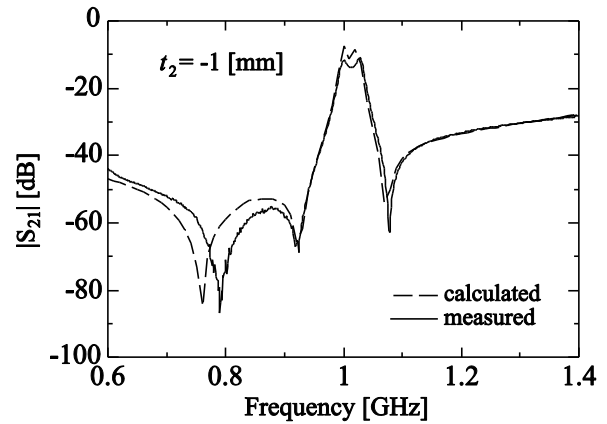


Fig. 7. Measured transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter with asymmetrically tapped-line inputs.

結果を示したものであり, 実験からも結合平行マイクロストリップ線路において3つの減衰極の生成が確認できる. しかしながら, この場合, 電気的な非対称性を解消する付加的な整合素子を用いずに通過域の特性劣化を避けることは困難であり, 次節では点対称構造として電気的対称性を保ちつつ, 減衰極の位置を移動可能とする形状を提案する.

### 4. 点対称タップ結合フィルタ

点対称タップ結合平行マイクロストリップ線路に着目し, 平行半波長共振器を互いに長さ  $d$  だけ移動さ

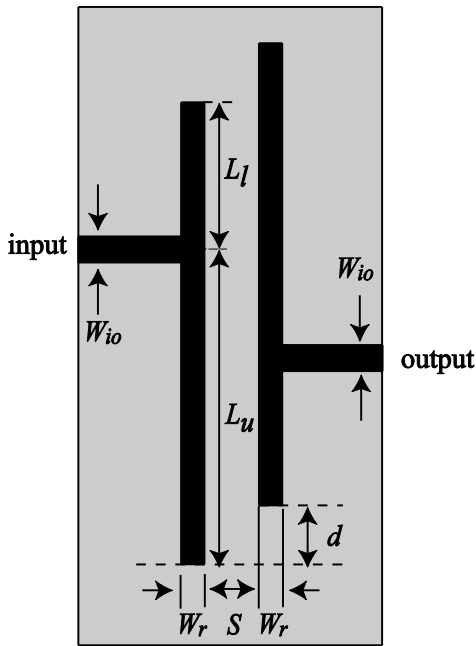


Fig. 8. Configuration of a coupled-line bandpass filter with tapped-line inputs of 180-deg rotational symmetry.

せたFig. 8に示す形状のフィルタを考える。この形状は点対称構造を保っており、長さ $d$ を変えることでパラメータが1つ増えることになる。ただし、 $d$ により通過域特性の劣化が生じないことが重要となることから、通過域特性を維持するには $d$ を変えても共振器間の結合係数 $k$ が変化しないことが要求される。Fig. 9は $d$ に対する結合係数 $k$ の変化を求めたもので、結合係数 $k$ は $d$ が10mm以内であれば $d$ にほとんど依存しないことがわかる。Fig. 10は $d$ を変化させたときの通過特性を求めたもので、 $d$ により通過域の特性を維持しつつ、帯域外特性が変えられることを示している。図より $d = 9[\text{mm}]$ のとき、通過域近傍の3箇所に減衰極が発生していることが明らかであり、Fig. 11に示す測定結果からもこのことは確認できる。最後に、この形状を用いて中心周波数1 GHz、比帯域幅2%の2段バターワース特性をもつ帯域通過フィルタを設計し、その特性を求めたのがFig. 12である。図には測定結果ならびに対称タップ結合を用いた場合の計算結果も合わせて示しており、本法を用いれば3つの減衰極により帯域外特性が大幅に改善できることが明確である。

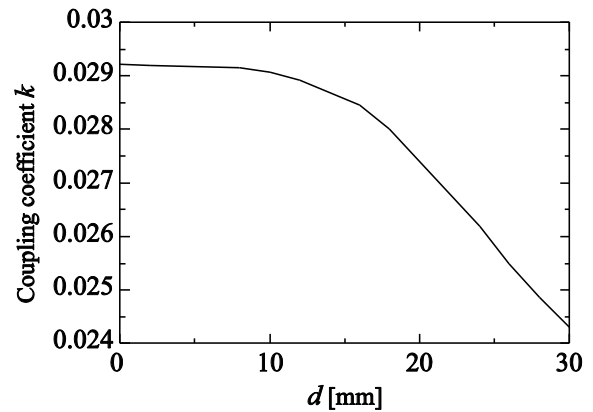


Fig. 9. Coupling coefficient as a function of the length  $d$ .

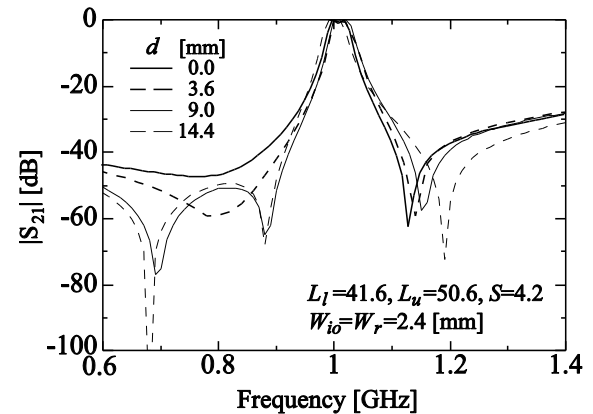


Fig. 10. Transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter with tapped-line inputs with 180-deg rotational symmetry.

## 5. 結論

本論文ではタップ結合を用いた平行マイクロストリップ線路フィルタにて通過域近傍の帯域外に合わせて3つの減衰極生成の可能性を先ず等価回路による解析から示し、通常構成ではそれら減衰極が3つ同時に現れないことを3次元有限要素法による解析から示した。そして、タップ結合位置を点対称に配置し、平行線路共振器を線路方向に互いに少し移動させたフィルタ形状を用いれば、通過域特性を維持しつつ、帯域外に3つの減衰極を生成できることを数値計算結果ならびに測定結果より明らかにした。今後は減衰

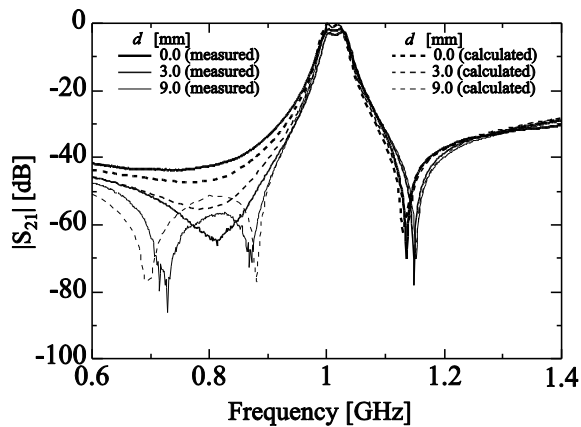


Fig. 11. Measured transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter tapped-line inputs with 180-deg rotational symmetry.

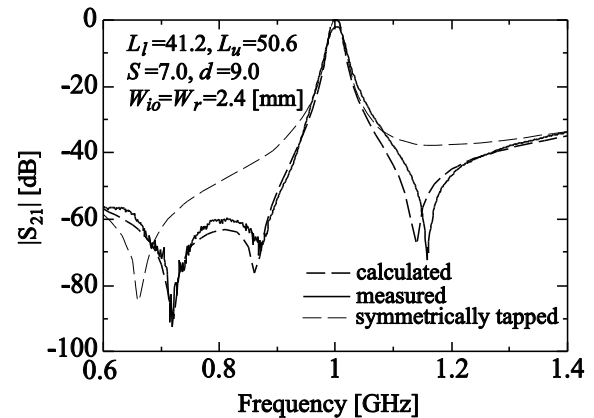


Fig. 12. Designed transmission characteristics of a coupled-line bandpass filter tapped-line inputs with 180-deg rotational symmetry.

極発生の有無の物理的メカニズムを明確にするとともに、減衰極発生位置の制御を行うことが課題である。

本学大学院生であった後田紗代子氏に特性解析、回路製作ならびに測定に協力頂いた。ここに記して謝意を表します。

#### 参考文献

- 1) J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/Microwave applications* (John Wiley Sons Inc., New York, 2001).
- 2) I. Wolff, "Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonators," *Electron. Lett.*, **8**[12], 302-303 (1972).
- 3) J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Bandpass Characteristics of New Dual-Mode Microstrip Square-Loop Resonators," *Electron. Lett.*, **31**[11], 891-892 (1995).
- 4) M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **45**[7], 1078-1085 (1997).
- 5) E. G. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line/Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **20**[11], 719-728 (1972).
- 6) J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Canonical Microstrip Filter Using Square Open-Loop Resonators," *Electron. Lett.*, **31**[23], 2020-2022 (1995).
- 7) Z. Ma, E. Sakurai, K. Nomiya, and Y. Kobayashi, "Design and Measurement of a Miniatured High Temperature Superconductor Microstrip Spiral Resonator Filter," *Proc. of 2002 Asia Pacific Microwave Conf.*, 211-214 (2002).
- 8) J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **46**[1], 118-122 (1998).
- 9) A. C. Kundu and I. Awai, "Control of Attenuation Pole Frequency of a Dual-Mode Microstrip Ring Resonator Bandpass Filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **49**[6], 1113-1117 (2001).
- 10) C. Quendo, E. Rius, and C. person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **51**[3], 734-743 (2003).
- 11) 小西良弘, 高周波・マイクロ波回路の構成法, (総合電子出版, 東京, 1993).