

## 誘電体フィルタに対する分布・集中混在系等価回路

盧, 鋒

九州大学工学部情報工学科 : 研究生 | 北京郵電大学大学院博士課程

西, 哲生

九州大学大学院システム情報科学研究院情報工学専攻

駒崎, 友和

沖電気工業株式会社移動通信システム事業本部

<https://doi.org/10.15017/1474976>

---

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 1, pp.105-110, 1996-09-27. 九州大学大学院システム情報科学研究院

バージョン :

権利関係 :

## 誘電体フィルタに対する分布・集中混在系等価回路

盧 鋒\*・西 哲生\*\*・駒崎 友和\*\*\*

### A Mixed Lumped- and Distributed- Equivalent Circuit for Dielectric Filters

Feng LU, Tetsuo NISHI, and Tomokazu KOMAZAKI

(Received June 24, 1996)

**Abstract:** A mixed lumped- and distributed-equivalent circuit is proposed for a monoblock dielectric bandpass filter. The equivalent circuit consists of a multiconductor transmission line which models the characteristics of the inner part of the monoblock dielectric filter and lumped-constant capacitors which model the characteristics of electrodes on the upper surface. This paper first shows the characteristics measured at various upper surface electrodes on the monoblock filter. A numerical method of determining parameters of the above mentioned equivalent circuit on the basis of the measured data is also presented. Though the number of the parameters of the equivalent circuit are few in comparison with the complexity of the measured data, the calculated overall characteristics fit the measured one over a considerably wide frequency range.

**Keywords:** Dielectric filter, Equivalent circuit, Mixed lumped- and distributed-circuit

#### 1. はじめに

誘電体帯域フィルタは、携帯電話用空中線共用器の送信および受信フィルタとしては最も普通に用いられており、これの小型化は携帯電話の小型化に大きく寄与をしている。現在の携帯電話の周波数帯は1 GHz 帯であるが、需要の増加に伴い、1.5 GHz 帯や 2 GHz 帯の使用が検討されており、これらの帯域での誘電体フィルタ設計が重要になる。このため、フィルタ設計に対するより厳密な使い易い等価回路の開発が必要である。

誘電体フィルタは、一つの直方体セラミクスの中に複数の平行共振器をもつ一体形と、単一共振器を組み合わせた個別共振器形とに分類される。前者は後者より小形でかつ安価という長所があり、すでにその等価回路と設計法について多くの研究がある<sup>1-9)</sup>。後者は、各共振器が1/4 波長同軸線路に相当しているので、同軸形誘電体フィルタとも呼ばれるが、各素子は個別部品としての取扱が可能で、設計は比較的簡単と考えられる<sup>6-10),12),14)</sup>。また、多層誘電体フィルタという新しいタイプのフィルタも検討されている<sup>14)</sup>。

本文は一体形誘電体フィルタの等価回路について考察している。一体形誘電体フィルタの厳密な解析は、周波数帯を考慮すると電磁界理論の立場からなされるべきであるが、境界条件が複雑なため厳密な解析は困難であり、設計への見通しが立ちにくい。従って、一体形誘電体フィ

ルタの設計に対して回路理論的に取り扱い易く且つできるだけ簡単な等価回路が望まれる。

従来の一体形誘電体フィルタの等価回路は二種類に大別できる。その一つは集中定数形等価回路であり<sup>1),4),7),13)</sup>、もう一つは分布定数要素より構成された等価回路である<sup>2),3),6),7)</sup>。集中定数等価回路はフィルタの設計に有用であるが、(a) 狭い周波数帯域内では実際の特性に合わないという欠点がある。さらに、(b) 文献<sup>1),4)</sup>で用いられた集中定数モデルの素子は実際の誘電体回路中の物理素子と対応していない、という問題点がある。分布定数形等価回路も、1/4 波長相当の周波数帯での狭帯域フィルタの設計に対するものである。

誘電体フィルタの使用周波数帯域は900 MHz を中心とし、通過帯域が 25 MHz 程度で非常に狭帯域であるから、上記の集中定数形または分布定数形等価回路でも設計には十分使えるが、より広い周波数帯域で使える等価回路があればより望ましい。

本稿では、(i) このような広帯域にわたる一体形誘電体フィルタの等価回路として、誘電体部分を多線条分布定数線路と見なしかつ上部電極部分を集中定数のキャパシタと見なした分布・集中混在系等価回路を提案すること、(ii) 0~3000 MHz における広帯域での誘電体フィルタに対する種々の特性の測定データを示し、誘電体フィルタの振舞が予想以上に複雑であることを示すこと、さらに、(iii) これらの測定データから回路パラメータを決定する一方法を示し、従来よりも広帯域において測定値をよく近似する可能性を示す。測定データが複雑な割には少ない回路パラメータで比較的よく合っているが、特に、1.3

平成8年6月24日受付

\* 元工学部情報工学科研究生、現在北京郵電大学大学院博士課程

\*\* 情報工学専攻

\*\*\* 沖電気工業株式会社移動通信システム事業本部

GHz 以上では測定データと等価回路の特性とのずれがかなり大きい。このことは等価回路に、インダクタンスを加える必要があることを示唆する。そこで、第4節では、インダクタンスを加えた場合の考察を若干行なう。なお、本論文は<sup>2),3)</sup>をまとめたものである。

## 2. 一体形誘電体フィルタ

### 2.1 フィルタの構造

本論文で議論する一体形誘電体フィルタの形状を図1に示す。直方体セラミクスの中には4個の円筒状の穴が平行して開けられている。このセラミクスは上面以外は金属メッキの上接地されている。4個の円筒の内面は同じく金属メッキ（内部導体）がなされ、下面で外面の金属メッキと接続されている。各円筒穴は共振器を形成する。上面には内部導体を容量性結合するための電極（これらを上部電極または単に電極と呼ぶ）を図1のようにメッキして作る。これらの上部電極を電極1, 2, 3, 4とする。本文で議論される一体形誘電体フィルタの高さは8.78mm、長さは15.87mm、幅が4.32mmである。このフィルタの高さ、つまり円筒状の穴の長さは使用周波数帯の中心周波数の1/4波長に相当する。

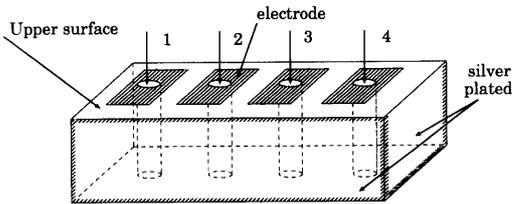


Fig.1 一体形誘電体フィルタの構造

### 2.2 フィルタの測定結果

図1の誘電体フィルタの測定にはネットワークアナライザHP8753AとSパラメータ測定器HP85046Aを用いた。測定器の入出力抵抗はそれぞれ50Ωである。測定方法及び測定データを以下に示す。

実験(a)：第*i*番目 (*i* = 1, 2, 3, 4) 以外の電極を全部接地して、*i*番目の電極から見た駆動点特性を測定する。これを電極*i*の駆動点特性ということにする。

例として図2は、電極1の駆動点特性を測定した時の回路図を示している。ネットワークアナライザは伝送特性  $|S_{21}| = |2V_1/E|$  と反射特性  $|S_{11}| = |(E - V_1)/(E + V_1)|$  を測定した。図3は対応する測定結果である。同様にして電極2から見た駆動点特性を図4に示す。これらの図で、横軸は周波数を表わし左端が0 Hz、右端が3 GHzのリアスケールである。縦軸は反射係数または伝送係数をdBで表わしており、1目盛りは10 dBを表わす。縦軸の

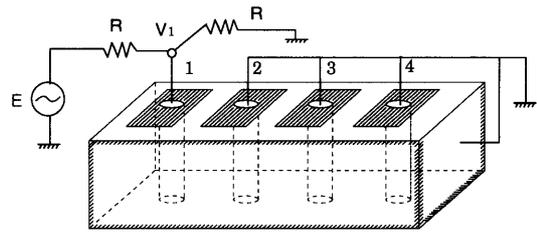


Fig.2 電極1の駆動点特性の測定図

一番上が+10 dBである。また図2で△が伝送特性  $S_{21}$  の曲線を表わし、▽印が  $S_{11}$  に相当する曲線を表わす。

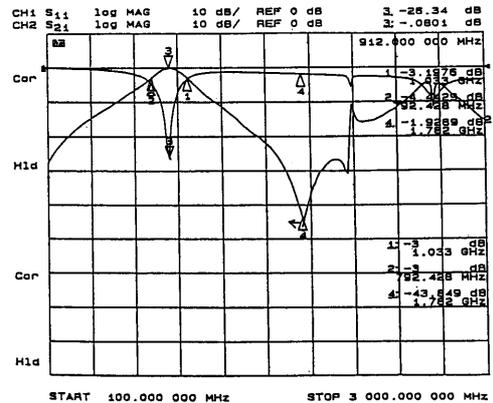


Fig.3 電極1の駆動点特性の測定結果

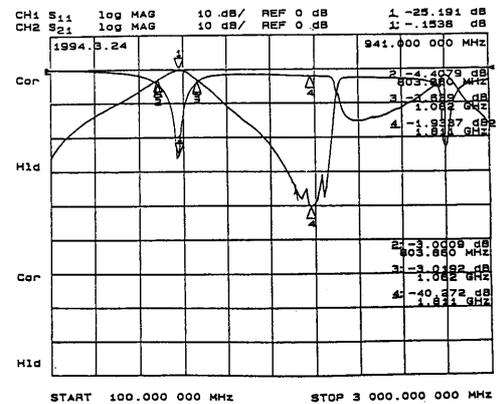


Fig.4 電極2の駆動点特性の測定結果

電極3及び電極4の駆動点特性の測定結果は回路の対称性から、それぞれ電極2及び電極1の駆動点特性の測定にきわめて近いのでここでは省略した。

実験(b)：電極*i*に電源を加え、電極*i+1* (*i* = 1, 2, 3) の出力電圧（電極*i*から*i+1*への伝送特性）を測定する。

図5と図6は、それぞれ、第1番目の電極から第2番目の電極への伝送特性の測定回路と測定結果である。同様に図7は電極2から3への伝送特性の測定結果を表わす。電極3から4への伝送特性は、回路の対称性から

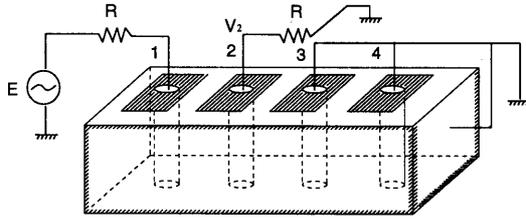


Fig.5 電極1から電極2への伝送特性の測定図

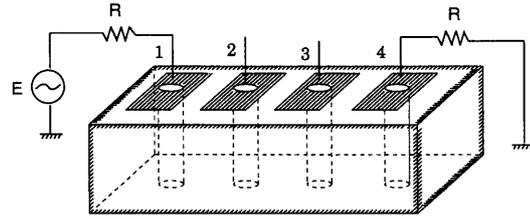


Fig.8 全体(電極1から4)の伝送特性の測定図

1から2への伝送特性に近いので省略した。

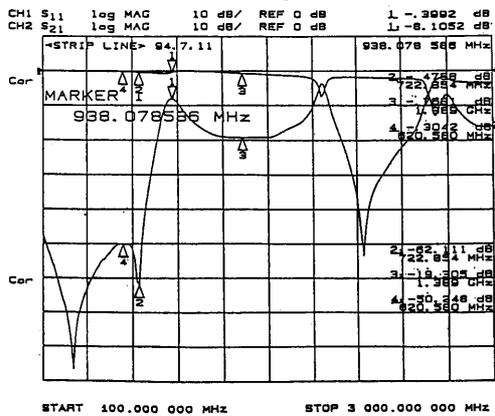


Fig.6 電極1から2への伝送特性の測定結果

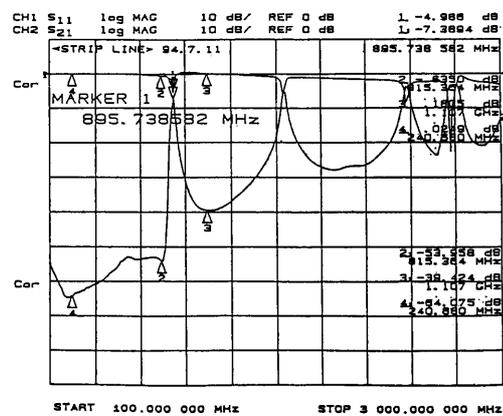


Fig.9 電極1から4への伝送特性の測定結果

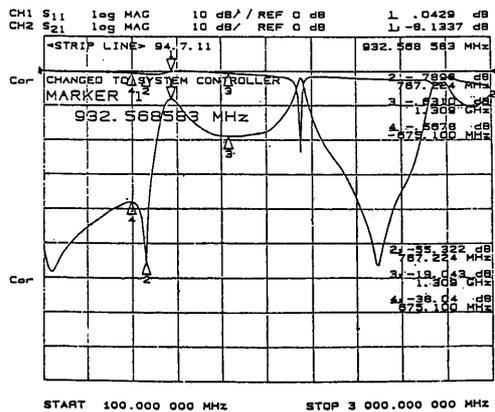


Fig.7 電極2から3への伝送特性の測定結果

実験(c): 電極1から電極4までの総合伝送特性を測定する。測定時の回路配置及び測定結果はそれぞれ図8と図9に示されている。

これらの測定データを見ると、特性は非常に複雑であることがわかる。また、これらの実験データは測定の仕方によりかなり変動し、測定には非常に注意を要する。

### 3. 混在系等価回路と回路パラメータの決定

#### 3.1 混在系等価回路

本稿では挙げていないが、上部電極の無いときの各電極の駆動点特性などは、極めてきれいな周期的特性を示す。このことからセラミクス本体は、完全な分布定数素子(多線状線路素子)と見なしても差し支えないと考える。上部電極を、共振器間を結合させる集中定数の容量性結合と仮定することにより、図1の回路に対し図10の分布・集中混在系等価回路を得ることができる(文献2),3)。ここで、 $C_i, C_{ij}$ は集中定数キャパシタであり、 $P_i, P_{ij}$ は分布定数素子のパラメータ(アドミタンスが  $P_i \coth \beta s, P_{ij} \coth \beta s$  (後述参照)の素子)を表す。

図10を節点1, 2, 3, 4と接地点を外部端子とする4ポートとみなすとこれは、分布定数部分と上部電極(キャパシタ)部分の並列回路と見なせ、分布定数素子部分のアドミタンス行列  $Y_D$  は

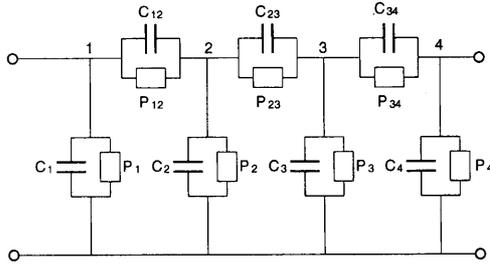


Fig.10 誘電体フィルタの分布・集中混在系等価回路

$$Y_D = \frac{1}{a} C_D \coth \beta s$$

$$= \coth \beta s \begin{bmatrix} P_{11} & -P_{12} & -P_{13} & -P_{14} \\ -P_{21} & P_{22} & -P_{23} & -P_{24} \\ -P_{31} & -P_{32} & P_{33} & -P_{34} \\ -P_{41} & -P_{42} & -P_{43} & P_{44} \end{bmatrix} \quad (1)$$

で表される。ただし、 $\beta = al$  で、 $l$  は MTL の長さであり、 $P_{ij} = P_{ji}$ 。非隣接内部導体間の結合容量は小さいので図 10 では  $P_{13} = 0, P_{14} = 0, P_{24} = 0$  とおいている。上部電極部分のアドミタンス行列  $Y_L$  は

$$Y_L = sC_L = s \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & -C_{13} & -C_{14} \\ -C_{21} & C_{22} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{31} & -C_{32} & C_{33} & -C_{34} \\ -C_{41} & -C_{42} & -C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \quad (2)$$

で表される。ただし、 $C_{ij} = C_{ji}$  で、図 10 では (1) の場合と同様に  $C_{13} = 0, C_{14} = 0, C_{24} = 0$  としている。

従って、図 10 の全体の Y 行列は

$$Y = Y_D + Y_L \quad (3)$$

で示され、図 10 の素子値は次式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} P_i &= P_{ii} - \sum_{j \neq i} P_{ij} \\ C_i &= C_{ii} - \sum_{j \neq i} C_{ij} \quad (i = 1, \dots, 4) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここで、 $L_D, C_D$  は多線状線路の単位長さ当たりのインダクタンス行列、キャパシタンス行列であり、上の内部誘電体が一様等方向性をもつ仮定で、

$$\left. \begin{aligned} L_D C_D &= a^2 \mathbf{1} \\ a &= \sqrt{\epsilon \mu} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

と考えてよい。ただし、 $\mathbf{1}$  は単位行列、 $\epsilon$  及び  $\mu$  はそれぞれ誘電体の誘電率及び透磁率である。また式 (1) の  $a$  は上式の  $a$  である。

### 3.2 等価回路素子値の決定

2.2 節の測定結果に基づき、図 2 の等価回路の回路素子を決める。まず 2.2 節の (a) の測定について考える。図 2 と図 10 を比較して図 11 に示される回路が導ける。これを基にして次の  $S$  パラメータが求まる。

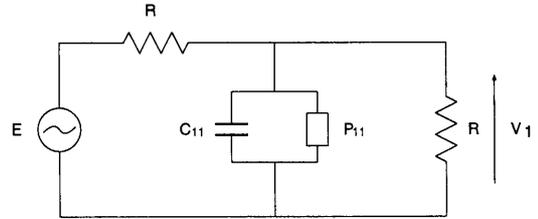


Fig.11 電極 1 の駆動点特性測定時の等価回路

$$S_{21} = \frac{2V_1}{E} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} R(C_{11} s + P_{11} \coth \beta s)} \quad (6)$$

ただし、 $R = 50$  であり、 $\beta$  は MDF の物理量から次のように決めた。

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7} \\ \epsilon_0 &= 8.854 \times 10^{-12} \\ \mu_s &= 1 \\ \epsilon_s &= 75.0 \\ a &= \sqrt{\epsilon \mu} \\ l &= 8.78 \text{ mm} \\ \beta &= al \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

この結果  $\beta = 2.5362954 \times 10^{-10}$  となる。

減衰関数  $A(\omega)$  :

$$A(\omega) = -20 \log_{10} |S_{21}(\omega)| \quad (8)$$

と図 3 に示される  $|S_{21}|$  の測定結果をピーク周波数  $f_0 (= 0.912 \text{ GHz})$  及び上方 3dB 周波数  $f_{3dB} (= 1.034 \text{ GHz})$  で合うように

$$\left. \begin{aligned} A(\omega_0) &= A_{\min} = 0 \\ A(\omega_{3dB}) &= A_{3dB} = 3 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

として  $C_{11}$  と  $P_{11}$  を定める。式 (9) を解くと、式 (6) の  $C_{11}, P_{11}$  が次のように定まる。

$$\left. \begin{aligned} C_{11} &= 3.8796877 \text{ pF} \\ P_{11} &= 0.19055637 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

同様に 2.2 節の (a) の測定データのデータから  $C_{ii}, P_{ii}$  ( $i = 2, 3, 4$ ) が定められる。

次は 2.2 節の (b) の測定結果について検討を行なう。共振器 1 から 2 までの伝送特性を測定する等価回路は図 12 に示される。この回路の  $S$  パラメータ  $S_{21}$  を解析的に求め、 $f_0 (= 0.938\text{GHz})$  と減衰極点  $f_p (= 0.723\text{GHz})$  で実験データと合うように  $C_{12}$  と  $P_{12}$  を決めることができる。すなわち

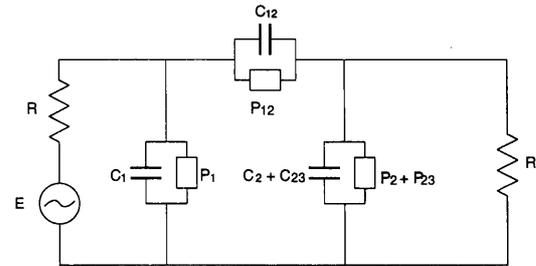


Fig.12 電極 1 から 2 への伝送特性の測定時の等価回路

$$\begin{aligned} C_{12} &= 0.87002176 \text{ pF} \\ P_{12} &= 0.0088757559 \end{aligned} \quad (11)$$

同様に 2.2 節 (b) の測定のデータから 図 12 に示された  $C_{ij}$ ,  $P_{ij}$  ( $i = 2, 3, j = i + 1$ ) が決められ、図 10 の素子値が全部決まる。

#### 4. 計算結果と測定データの比較

3.2 節で求めた素子値を用いてフィルタの特性を計算する。例として電極 1 の駆動点特性について述べる。式 (6) と式 (10) を利用した  $|S_{21}|$  特性のを計算値を図 13 の実線で示す。集中定数素子のみからなる等価回路による計算結果は図 13 の一番粗い点線で示される。図 3 の測定結果は図 13 には稠密な点線で示している。

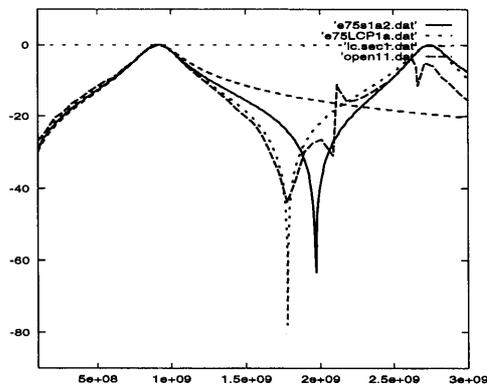


Fig.13 電極 1 の駆動点特性の計算値と測定値の比較

図 13 の上述の三つの曲線を比較してすると明らかに全体的に混在系等価回路の計算結果は集中定数の等価回路の結果より良く、前者は 1.5GHz まで測定結果と良く合

う一方後者は 1.1 GHz までしか合わない。ただし、減衰極点では図 10 の混在系等価回路の計算結果でも測定結果とは合わないことに注意して欲しい。

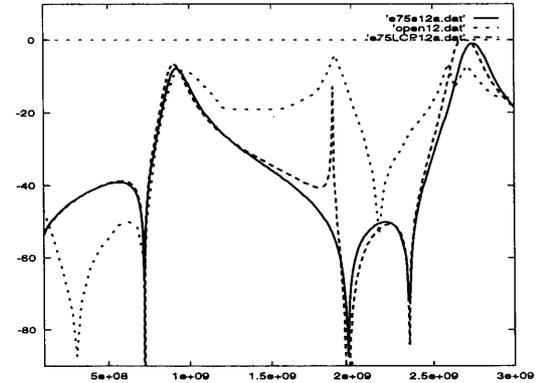


Fig.14 1-2 伝送特性の計算結果

電極 1 から 2 への伝送特性の計算結果を図 14 の実線で示す。点線は図 6 に示した測定結果。明らかに、計算結果と測定結果は 710 MHz ~ 1200 MHz ででしかよく合わない。ただし、700 MHz 以下では値としては非常に小さいので、実用上の誤差は小さい。

本文で提案している等価回路の結果は注目の帯域では実験結果と合っているが、その以外の帯域ではかなりの誤差が存在している。特に 1.5 GHz 以上の部分は極点の位置がずれている。それらの誤差をできるだけ小さくするには、この混在系等価回路を少々修正すべきである。これらそれぞれの分析から等価回路の極点を測定結果に合うためにインダクタンスが必要であると推測できる。そして等価回路を図 15 のように修正すると計算結果は測定データ良く合うことができた。例として、電極 1 の駆動点特性の場合には図 13 の点線に示されるように計算結果と測定データは 2.0 GHz まで良く合っている。このインダクタンスの物理的な意味としては上部各電極が横方向に短い分布定数線と見なせ、総合的に容量性結合の他に誘導性結合も存在することが考えられる。従って等価回路にインダクタンスを入れるは妥当と思われる。更に、この修正した等価回路は上面電極パタンがいわゆるショートパタンの誘電体フィルタの等価回路にも応用できる。

#### 5. む す び

本文では誘電体フィルタの広帯域に亘る測定結果を示すと共に、これをもとにして、一体形誘電体フィルタの集中・分布混在系等価回路を提案し、その素子値の数値計算法について述べ、混在系等価回路の妥当性を確かめた。数値計算の結果から見るとこの混在系等価回路は以下の長所をもっている。(1) 多数条伝送線とキャパシタとも物理的に自然な形で理解できる。(2) かなり簡単かつ集

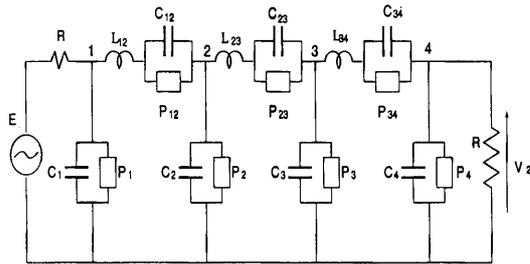


Fig.15 インダクタンスを含む混在系等価回路

中定数等価回路より広い帯域に実際のフィルタを近似できる。(3) 帯域以外の伝送極点は誘電体ブロック上部電極間の結合でできるという説明が立つ。この意味では、本文で提案している一体形誘電体フィルタの混在系等価回路は良いモデルであり、携帯電話向けの誘電体フィルタの設計にも応用できる。

しかし、測定結果の複雑さに比べ等価回路の素子数が少ない、そのため、注目の帯域以外の帯域では大きな誤差が存在している。そのらの誤差をできるだけ小さくするには、この混在系等価回路を修正する必要がある。本論文ではもっと広い帯域で測定データと合うように図 10 の等価回路を少々修正した。この新たな等価回路 (図 15) について数値計算も行った結果、相当よく合うようになることが示された。

参 考 文 献

- 1) T. Komazaki, T. Gunji, "Attenuation pole type dielectric filter for duplexer," *IEEE VTC*, May, 1990.
- 2) 西 哲生, 末武秀樹, 駒崎友和: "一体形誘電体フィルタの等価回路に関する一考察" 電子回路研究会資料 ECT-94-7, pp.9-18,(1994-1)
- 3) T. Nishi, Feng Lu, and T. Komazaki, "Equivalent circuits of dielectric bandpass filters by means of a multiconductor transmission line and lumped-constant elements" *Proceeding of JTC-CSCC'94* Vol.1, pp.492-497,

July,1994.

- 4) T. Komazaki, K. Gunji, and H. Sato, "Dielectric filter with attenuation poles for the microwave band," *OKI DENKI KENKYU KAIHATSU* 162 Vol.61, No.2, pp.87-92, Jan.1989
- 5) T. Nishikawa, "RF front end circuit components miniaturized using dielectric resonators for cellular portable telephones," *IEICE Trans.* Vol.E 74, pp.1556-1562. No.6 June 1991
- 6) K. Hano, H. Kohriyama, and K. Sawamoto, "A direct-coupled  $\lambda/4$ -coaxial resonator bandpass filter for land mobile communications" *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, Vol.MTT-34, No.9, pp.972-976. Sept. 1986
- 7) A. Fukasawa, "Analysis and composition of a new microwave filter configuration with inhomogeneous dielectric medium" *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, Vol.MTT-30, No.9, pp.1367-1375. Sept. 1982
- 8) A. Fukasawa, "Composition and analysis of a new waveguide resonator filter with dielectric loading," *IECE Trans.* Vol.J64-B, No.7, pp.643-650. July 1981
- 9) A. Fukasawa, T. Sato, and K. Hosoda, "Miniaturized microwave filter construction with dielectric-loaded resonator and space coupling," *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*, Vol.MTT-29, No.6, pp.209-211. June 1981
- 10) S. Toyoda, "Low-pass and high-pass filters using coaxial-type dielectric resonators" *Inter. Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol.,13, No.11, pp.1745-1755, Nov. 1992
- 11) K. Miyauchi, and I. Wakabayashi, "A method for the design of dielectric multilayer bandpass filters" *Electronics and Communications in Japan,Part2*, Vol.76, No.2, pp.57-68, Feb. 1993.
- 12) R.V. Snyder, "Dielectric resonator filters with wide stopbands," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.40, No.11, pp.2100-2103, Nov. 1992,
- 13) S.B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters," *Proc. IRE*, pp.187-195, Feb.1957.
- 14) G. Mattaei, L. Young, and E.M.T. Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures," Artech House. Books, 1964

