

# 液晶ポリマー（LCP）を用いた 28 GHz帯バンドパスフィルタ

電子応用技術R&Dセンター 長谷川 雄 大<sup>1</sup>・小柳津 直 樹<sup>2</sup>  
プリント回路事業部 太 田 雅 之<sup>3</sup>・中 谷 祐 介<sup>4</sup>  
東北フジクラ 岩 村 俊 哉<sup>5</sup>

## 28 GHz-band Bandpass Filter Made of Liquid Crystal Polymer (LCP)

Y. Hasegawa, M. Ota, T. Iwamura, Y. Nakatani, and N. Oyaizu

液晶ポリマー（LCP）による 3 層基板を使った 3 種類のストリップライン型バンドパスフィルタ（BPF）を開発した。一つ目は透過帯域外の不要放射を大きく抑圧できる 5 段のチェビシェフ型，二つ目は透過損失が小さい 4 段のカノニカル型フィルタ，三つ目は急峻な透過特性を持つ 6 段のカノニカル型フィルタである。本稿では，まずは結合行列を使用しフィルタの結合トポロジーの違いにより，無負荷Qによる損失と選択性の変化を比較する。その後，電磁界シミュレーションにより設計を行い，製造し測定した結果を述べる。5 段チェビシェフ型，4 段カノニカル型，6 段カノニカル型の挿入損失はそれぞれ 3.1 dB, 2.2 dB, 2.8 dBであり，25 dB抑圧帯域は 5.5 GHz, 5.8 GHz, 4.6 GHzであった。

We propose three types of bandpass filter made of liquid crystal polymer (LCP). The first one is a fifth order Chebyshev filter which can effectively suppress undesired radiation. The second one is a fourth order canonical filter whose loss is smaller than the first one. The third one is a sixth order canonical filter which is more selective than others. First, we compare the loss and selectivity with changing unloaded Q factor by using the coupling matrix. Next, the filters are designed by simulation and then fabricated and measured. Measurement demonstrates that the peak of the transmission is -3.1, -2.2 and -2.8 dB for the 5th-order Chebyshev, the 4th-order canonical and the 6th-order canonical filters. The bandwidth of -25 dB decreasing from the top is 5.5, 5.8 and 4.6 GHz, respectively.

### 1. ま え が き

5 Gに用いられるミリ波アンテナは多数のアンテナに給電し指向性を高めるため放射利得が大きい。そのため使用する周波数帯域外の放射（スプリアス）を抑えるために急峻な透過特性を持つバンドパスフィルタが必要になる。さらにアンテナ基板上にRadio frequency integrated circuit (RFIC) やバンドパスフィルタ，コンバイナ等の部品を搭載するため，各部品は小さい必要がある<sup>1)</sup>。ミリ波帯ではフィルタとして主に導波管型とストリップライン型のフィルタが用いられる。導波管型の方がフィルタの特性に影響する無負荷Qが大きいので，挿入損失を小さく急峻なフィルタを実現できるが共振器の大きさが 1 / 2 波長角程度必要になる。ストリップライン型は，線路長が 1 / 2 波長必要だが折り曲げることができるため小さくすることができる

が，無負荷Qが小さいため損失が大きくなり急峻なフィルタの実現が難しい<sup>2)</sup>。

小型かつ急峻なフィルタを実現するために飛び越し結合を有したフィルタを用いる。飛び越し結合を有したフィルタを検討するために結合行列を導出する。結合行列を用いて各無負荷Q値での結合トポロジーによるフィルタの特性の変化を比較した後，各結合トポロジーを持つフィルタを電磁界シミュレーションで設計し，その配線パターンを元に製造したものを測定した。

### 2. 結 合 行 列

ミリ波帯では主に共振器結合型のBPFが使用される。共振器結合型のBPFは，結合量を表す結合行列がわかればSパラメータを求めることができる。まず共振器結合型のフィルタの回路方程式をキルヒホッフの法則から求め，結合行列を導出する<sup>3)</sup>。

1 5 G無線デバイス開発部  
2 高周波基板開発部  
3 第二技術部  
4 技術開発部 主席研究員  
5 プリント回路部

略語・専門用語リスト

略語・専門用語	正式表記	説明
5G	5G	第5世代移動通信システム
無負荷Q	Unloaded Q factor	共振器に蓄えられるエネルギーを表す。大きいほど散逸が少ない
結合トポロジー	Coupling topology	バンドパスフィルタにおける共振器の組み合わせ方

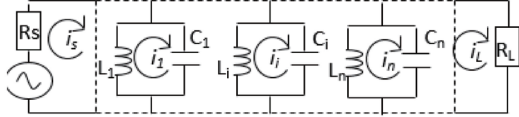


図1 フィルタ回路図

Fig. 1. Circuit of filter.

図1に示すようなn個の共振器がそれぞれ結合するフィルタを考える。i番目の閉ループに流れる電流を $i_i$ 、インダクタンスを $L_i$ 、キャパシタンスを $C_i$ 、電源抵抗を $R_s$ 、負荷抵抗を $R_L$ 、各共振器間の相互インダクタンスを $L_{ij}$ とすると

$$\begin{bmatrix} R_s & -j\omega L_{s1} & \dots & -j\omega L_{sn} & -j\omega L_{sL} \\ -j\omega L_{1s} & j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & \dots & -j\omega L_{1n} & -j\omega L_{1L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -j\omega L_{ns} & -j\omega L_{n1} & \dots & j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} & -j\omega L_{nL} \\ -j\omega L_{Ls} & -j\omega L_{L1} & \dots & -j\omega L_{Ln} & R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_1 \\ \dots \\ i_n \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

が得られる。これはインピーダンス行列 $[Z] \times$ 電流ベクトル $[i] =$ 電圧ベクトル $[e]$ である。

ここで各共振器のLとCを等しいと仮定する。また比帯域をfractional bandwidth (FBW) とし

$$p = \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

低域通過フィルタと帯域通過フィルタの周波数変換をする。それぞれの結合を

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L}$$

また、 $\frac{\omega}{\omega_0} \cong 1$

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}$$

$$\frac{R_i}{\omega_0 L \cdot FBW} = R_{0i} \quad i = S, L$$

と規格化し $[Z] = \omega_0 L \cdot FBW [\bar{Z}]$ とすると

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} R_{0s} & -jM_{s1} & \dots & -jM_{sn} & -jM_{sL} \\ -jM_{1s} & jp - jM_{11} & \dots & -jM_{1n} & -jM_{1L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -jM_{ns} & -jM_{n1} & \dots & jp - jM_{nn} & -jM_{nL} \\ -jM_{Ls} & -jM_{L1} & \dots & -jM_{Ln} & R_{0L} \end{bmatrix}$$

と表すことができる。

ここで $[R] = \text{diag}[R_{0s}, 0, \dots, 0, R_{0L}]$ ,  $[U] = \text{diag}[0, 1, \dots, 1, 0]$ としたとき、 $[\bar{Z}] = [R] + jp[U] + j[M]$ と分解して現れる $[M]$ が結合行列である。 $[M]$ の対角成分は共振周波数を表し、それ以外は共振器間の結合量を表している。フィルタの結合トポロジーが与えられれば $[M]$ がわかり、 $[Z]$ を求めることができる。

次に $[Z]$ から $S_{11}$ と $S_{21}$ を求める。図2のような二端子対回路のSパラメータを考える。 $a_1$ を入射波、 $b_1$ を反射波とする

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{Z_i}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i I_i}{2\sqrt{Z_i}}$$

と定義される。ここで図1より $I_1 = i_s$ ,  $V_1 = e_s - i_s R_s$ ,  $I_2 = -i_L$ なので

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_s}}$$

$$b_1 = \frac{e_s - 2i_s R_s}{2\sqrt{R_s}}$$

$$a_2 = 0$$

$$b_2 = i_L \sqrt{R_L}$$

となる。すると

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = 1 - \frac{2R_s i_s}{e_s} = 1 - 2R_s [Z]_{1,1}^{-1}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{2i_L \sqrt{R_s R_L}}{e_s} = 2\sqrt{R_s R_L} [Z]_{n+2, n+2}^{-1}$$

と計算することができる。

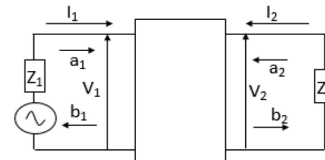


図2 二端子対回路

Fig. 2. Circuit of 4 ports.

### 3. フィルタの検討

ストリップライン型の共振器を用いた場合、一般的に無

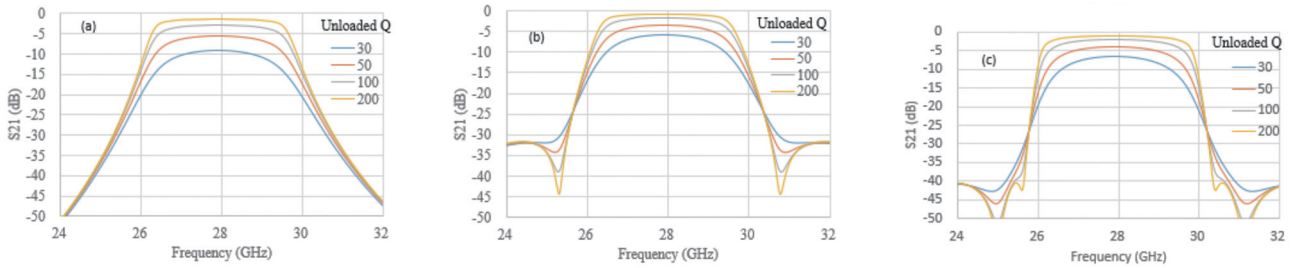


図3 無負荷Qを変化させたときのS21 (a) 5段チェビシェフ (b) 4段カノニカル (c) 6段カノニカル

Fig. 3. S 21 as changing unloaded Q factor (a) 5 th order chebyshev (b) 4 th order canonical (c) 6 th order canonical.

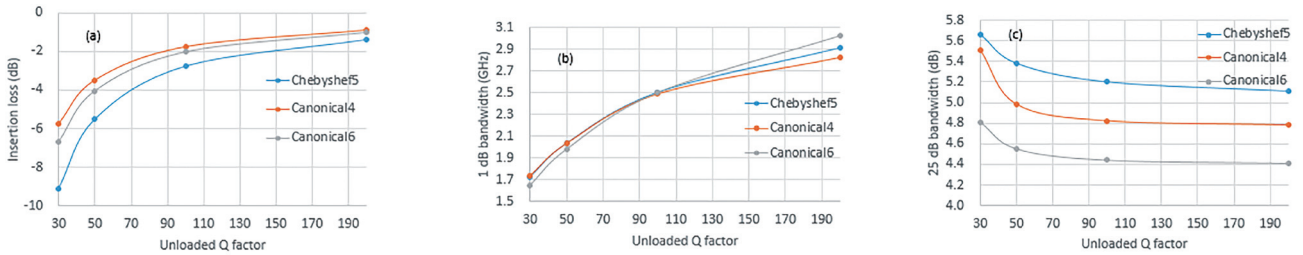


図4 無負荷Qによる変化 (a) 損失 (b) 1 dB帯域幅 (c) 25 dB帯域幅

Fig. 4. Unloaded Q factor dependence of (a) peak of passband, (b) 1 dB bandwidth, (c) - 25 dB bandwidth.

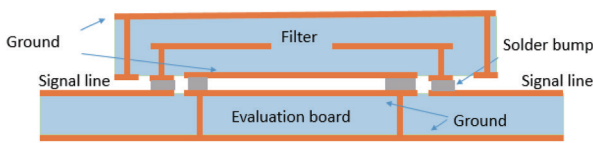


図5 フィルタ断面図

Fig. 5. Side view of filter.

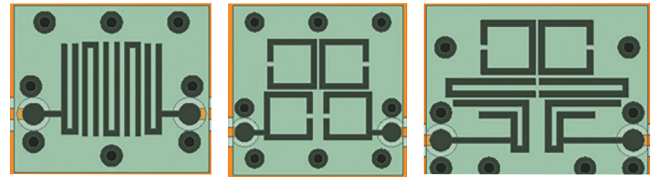


図6 フィルタ上面図 (左) 5段直列 (中) 4段カノニカル (右) 6段カノニカル

Fig. 6. Over view of filter (L) 5 th order series (C) 4 th order canonical (R) 6 th order canonical.

負荷Qは 30 ~ 200 程度である<sup>2)</sup>。そのため無負荷Qを 30 ~ 200 としたとき、透過特性にどの程度影響を及ぼすか検討を行った。結合行列を用いて、帯域外の抑圧が期待でき、ある程度の急峻な特性をもつ 5 段チェビシェフ型と、帯域外に伝送 0 点を持つため急峻な特性を持つカノニカル型、その中でフィルタの数が少ないため低損失が期待できる 4 段と、伝送 0 点を増やすことでより急峻な特性が期待できる 6 段の計 3 種類を検討した。

それぞれ無負荷Qが 100 の時に、1 dB帯域が 2.5 GHzになるようにFBWを決定した後、無負荷Qを変化させて比較を行った。図 3 をみるとどのフィルタも無負荷Qが小さくなるにつれ損失が増え、透過特性がなだらかになっていることが確認できる。

図 4 は無負荷Qを変えたときの挿入損失、1 dB帯域幅、25 dB帯域幅のグラフである。これを見ると無負荷Qが低い領域では、1 dB帯域幅は結合トポロジーによる変化は

小さいが、挿入損失と 25 dB帯域幅は結合トポロジーによる影響が大きい。

#### 4. シミュレーション

図 5 と図 6 はシミュレーションを行った構造である。フィルタは 3 層の導体層からなる液晶ポリマー (LCP) 基板を用いる。LCPの厚みは導体間でそれぞれ約 100 μmである。導体層は上からグラウンドからなる第 1 層、共振器を含む信号線からなる第 2 層、グラウンドと入出力部を含む第 3 層であり、第 1 層と第 3 層のグラウンドはビアで接続されており、第 2 層の信号線層と第 3 層の入出力部はビアで接続される。第 3 層の入出力部とグラウンドは、評価基板上の信号線とグラウンドそれぞれにはんだバンプで接続している。

各フィルタの結合トポロジーは、図 6 のような配線パ

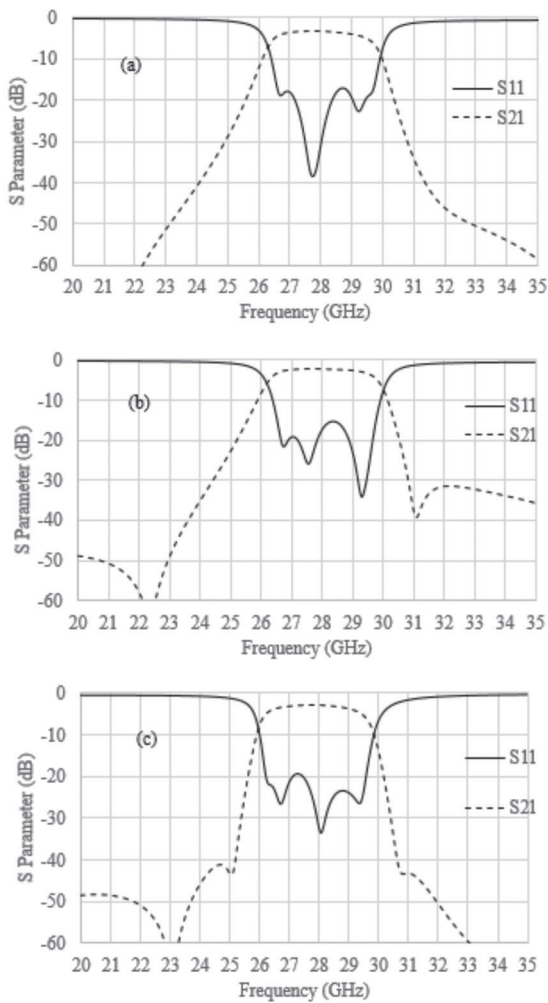


図7 シミュレーション結果 (a) 5段直列 (b) 4段カノニカル (c) 6段カノニカル

Fig. 7. Simulation results (a) 5 th order series (b) 4 th order canonical (c) 6 th order canonical.

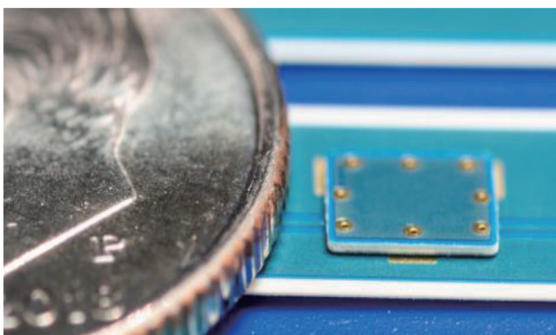


図8 フィルタの写真

Fig. 8. Picture of filter.

ターンで実現される。5段直列型は5つのU字型の共振器を向きが交互になるように並べ、それぞれ磁界結合するようにしている。

4段カノニカル型は4つのC字型の共振器からなる。1段目と4段目が電界結合になるように共振器端が向かい

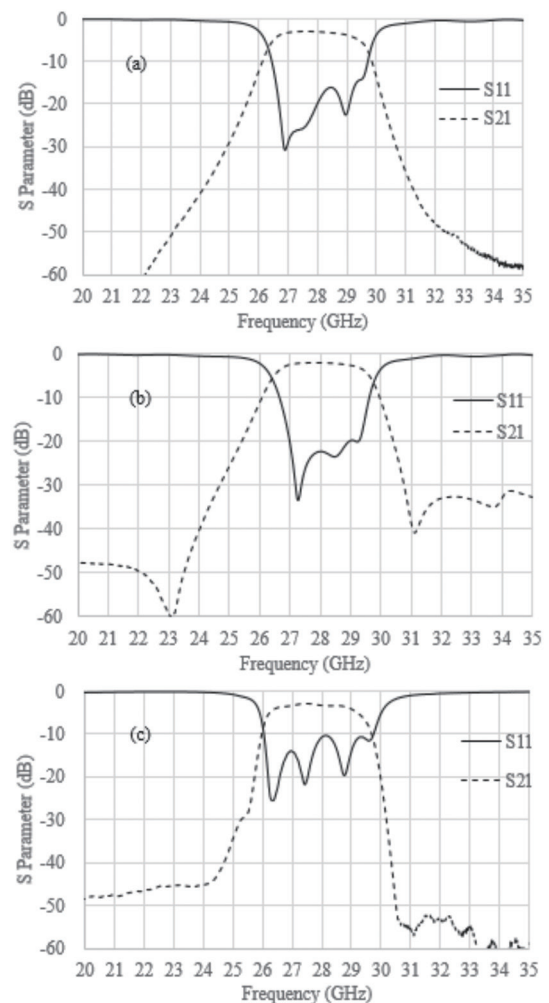


図9 測定結果 (a) 5段直列 (b) 4段カノニカル (c) 6段カノニカル

Fig. 9. Measurement results (a) 5 th order series (b) 4 th order canonical (c) 6 th order canonical.

合うようにし、1と2段目、2と3段目、3と4段目は磁界結合になるように共振器端部が向かい合わないよう配置している。しかし1と3段目、2と4段目に想定外の結合が発生しているため、帯域外伝送0点が低周波側にずれている。高周波側で30 dB程度抑圧するために想定より1と4段目の結合を弱めることで伝送0点を中心から離しているため結合行列で計算した時より緩やかな特性になっている。

6段カノニカル型は2つのC字型、2つのU字型、2つのL字型の共振器で構成される。1と6段目、1と2段目、2と3段目、3と4段目、4と5段目、5と6段目を磁界結合するようにそれぞれ共振器端が向かい合わないよう、2と5段目が電界結合するように共振器端が向かい合うよう配置されている。

図7はシミュレーション結果である。挿入損失は、5段直列型は3.3 dB、4段カノニカル型は2.3 dB、6段カノニ

カル型は2.8 dBであった。1 dB帯域幅はそれぞれ 2.6 GHz, 2.9 GHz, 2.6 GHz。25 dB帯域幅は 5.7 GHz, 6.1 GHz, 4.9 GHzであった。

## 5. 実測

図 8 は作製したフィルタの写真である。評価基板上にプローブパッドにプローブを当て測定した。試作したフィルタは、はんだバンプをかいて測定用基板に接続した。フィルタの厚みは、上下層に覆ったソルダーレジスト層も含めて 330  $\mu\text{m}$  である。

測定した結果を図 9 に示す。挿入損失は、5 段直列型は 3.1 dB, 4 段カノニカル型は 2.2 dB, 6 段カノニカル型は 2.8 dB であった。1 dB帯域幅はそれぞれ 2.4 GHz, 2.45 GHz, 2.45 GHz, 25 dB帯域幅は 5.52 GHz, 5.79 GHz, 4.61 GHz であった。

4 段カノニカルが最も損失が少なく、6 段カノニカル型が挿入損失 3 dB 以下かつ最も急峻であった。

## 6. むすび

LCP基板により 3 種類の 28 GHz帯バンドパスフィルタを製作し測定した。飛び越し結合を有したフィルタは、従来の直列に共振器を配置したものよりも損失が小さく急峻な特性になることを確認した。サイズはどれもフィルタ 1 つあたりの大きさは  $4 \times 4 \times 0.4 \text{ mm}^3$  より小さく、はんだバンプをかいて容易にプリント回路基板に接続可能なフィルタを開発した。

## 参考文献

- 1) B. Sadhu, Y. Tousi, J. Hallin, S. Sahl, S. K. Reynolds, Ö. Renström, K. Sjögren, O. Haapalahti, N. Mazor, B. Bokinge, G. Weibull, H. Bengtsson, A. Carlinger, E. Westesson, J-E. Thillberg, L. Rexberg, M. Yeck, X. Gu, M. Ferriss, D. Liu, D. Friedman, and A. Valdes-Garcia, "A 28-GHz 32-element TRX phased-array IC with concurrent dual-polarized operation and orthogonal phase and gain control for 5G communications," *IEEE Trans. Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 12, pp. 3373-3391, Dec. 2017.
- 2) X. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filter: basic design rules and fundamental structure features," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 108-116, July-Aug. 2014.
- 3) J-S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," Second Ed., Wiley, 2011.