



5G ミリ波 バンドパスフィルタ

目次

1. はじめに
2. 結合行列
3. フィルタの検討
4. シミュレーション
5. 測定
6. まとめ

1. はじめに

5G 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くなります。そのためミリ波帯にアップコンバージョンする際に用いられる局所信号(LO)などの動作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ります。さらにミリ波は伝送損失が大きいため、アンテナ基板上に Radio frequency integrated circuit (RFIC) やバンドパスフィルタ、コンパイン等の部品を搭載します。そのため各部品は小さい必要があります[1]。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ます。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(良い)ため、挿入損失が小さく急峻なフィルタを実現できますが、共振器の大きさが 1/2 波長角程度必要になります。ストリップライン型は、線路長が 1/2 波長必要ですが折り曲げることができるため小さくすることができます。しかし無負荷 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くなります[2]。

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導入します。まず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します。次に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、それぞれのフィルタの特徴を確認します。

2. 結合行列

ミリ波帯では主に共振器結合型の BPF が使用されます。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ます。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、結合行列を導出します[3]。

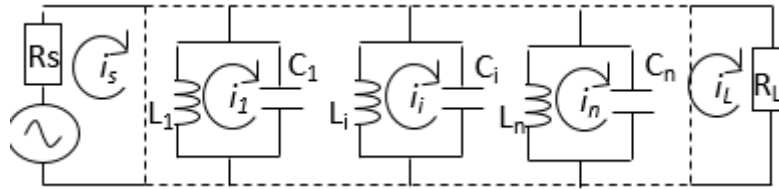


図 1 フィルタ回路図

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ます。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

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

が得られます。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 $[e]$ です。ここで各共振器の L と C を等しいと仮定します。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します。それぞれの結合を

$$\begin{aligned} M_{ij} &= \frac{L_{ij}}{L} \\ \text{また、} \frac{\omega}{\omega_0} &\doteq 1 \\ m_{ij} &= \frac{M_{ij}}{FBW} \\ \frac{R_i}{\omega_0 L \cdot FBW} &= R_{0i} \quad i = S, L \end{aligned}$$

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

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

と表すことができます。

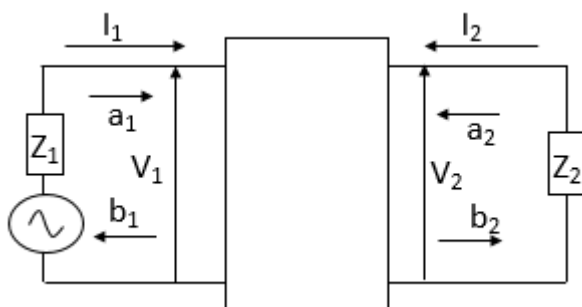


図 2 二端子対回路

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 $[M]$ が結合行列です。 $[M]$ 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ます。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ます。

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

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

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

と定義されます。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

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

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

$$a_2 = 0$$

$$b_2 = i_l \sqrt{R_l}$$

となります。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ます。

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、一般的に無負荷 Q は 30~200 程度です [2]。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いました。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 種類を検討します。

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 を変化させて比較します。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ます。

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 帯域幅のグラフです。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ことがわかります。

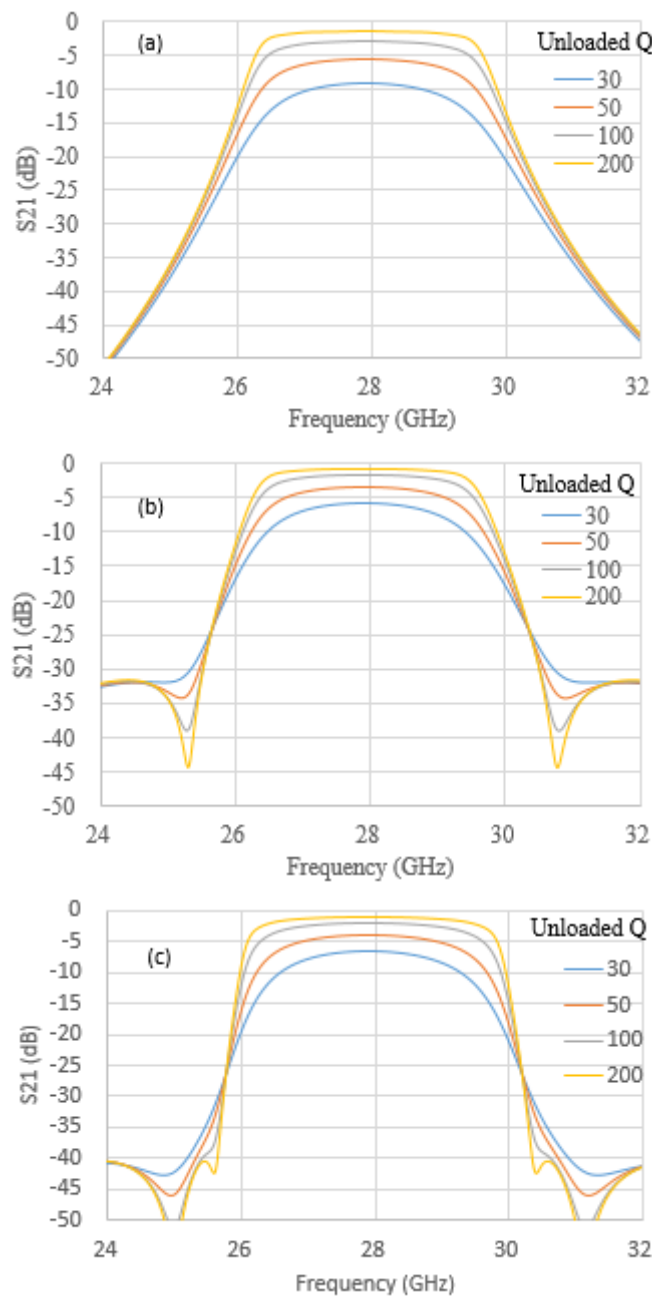


図 3 無負荷 Q を変化させたときの S_{21} (a)5 段チェビシェフ (b)4 段カノニカル(c)6 段カノニカル

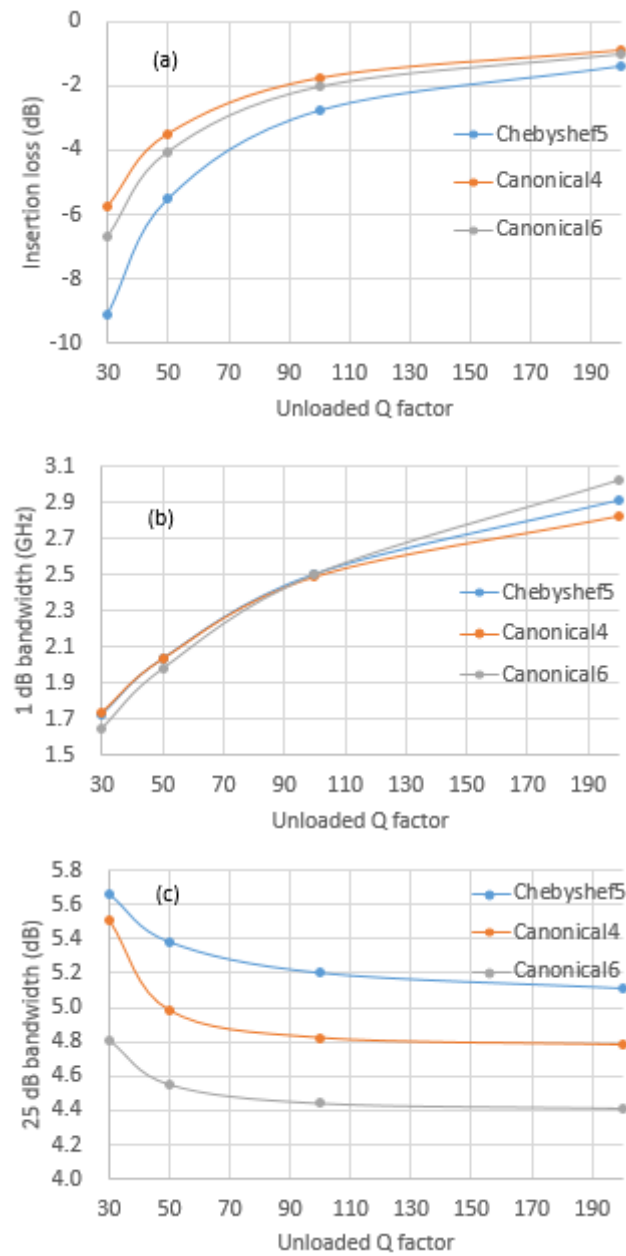


図4 無負荷 Q による変化 (a) 損失 (b) 1 dB 帯域幅 (c) 25 dB 帯域幅

4. シミュレーション

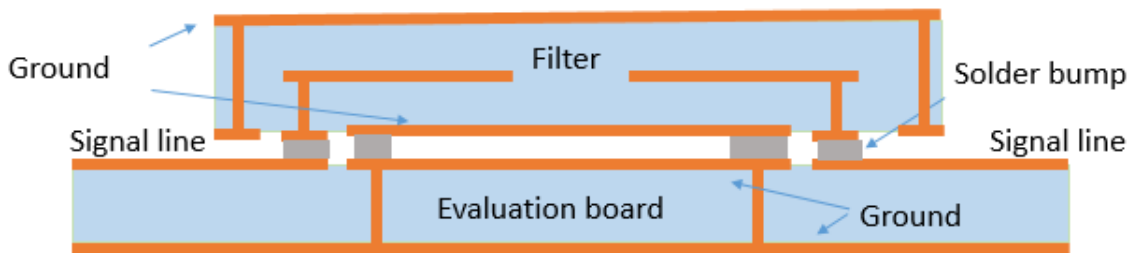


図 5 フィルタ断面図

図 5 と図 6 は電磁界シミュレーションを行った構造です。フィルタは 3 層の導体層からなる液晶ポリマー (LCP) 基板を用いています。LCP の厚みは導体間でそれぞれ約 $100 \mu\text{m}$ 、導体層は上からグランドからなる第 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ています。第 3 層の入出力部とグランドは、評価基板上的信号線とグランドそれぞれにはんだバンプで接続しています。

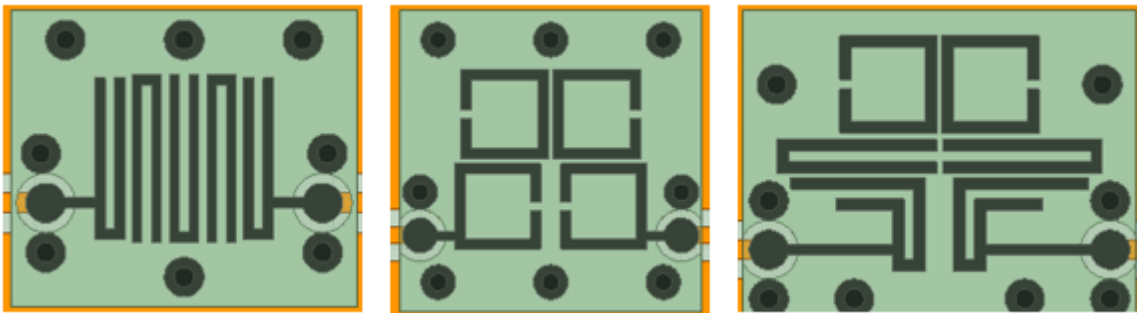
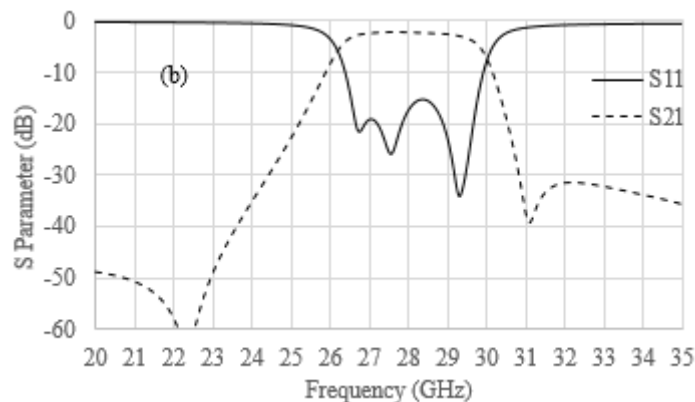
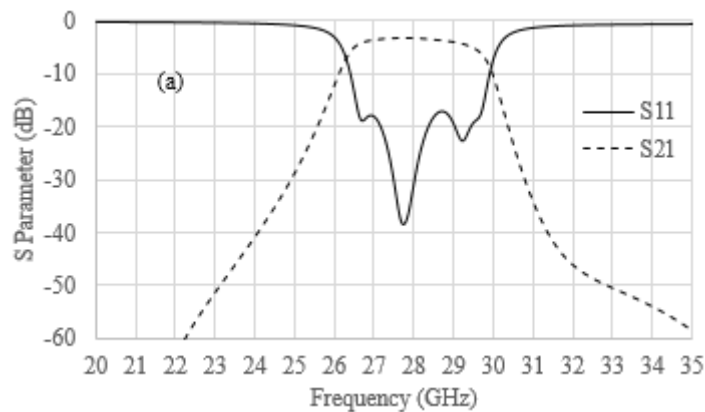


図 6 フィルタ上面図 (左) 5 段直列 (中) 4 段カノニカル (右) 6 段カノニカル



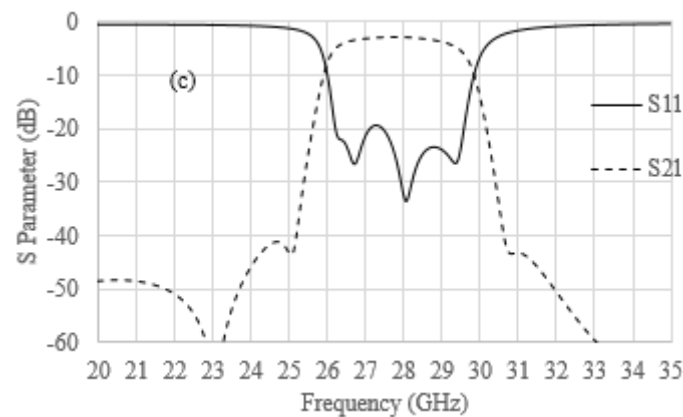


図 7 シミュレーション結果(a)5 段直列(b)4 段カノニカル(c)6 段カノニカル

各フィルタの結合トポロジーは、図 6 のような配線パターンで実現されます。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ます。

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ます。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ます。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ます。

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しています。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に、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に配置されています。

図 7 はシミュレーション結果です。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、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 になりました。

5. 測定結果

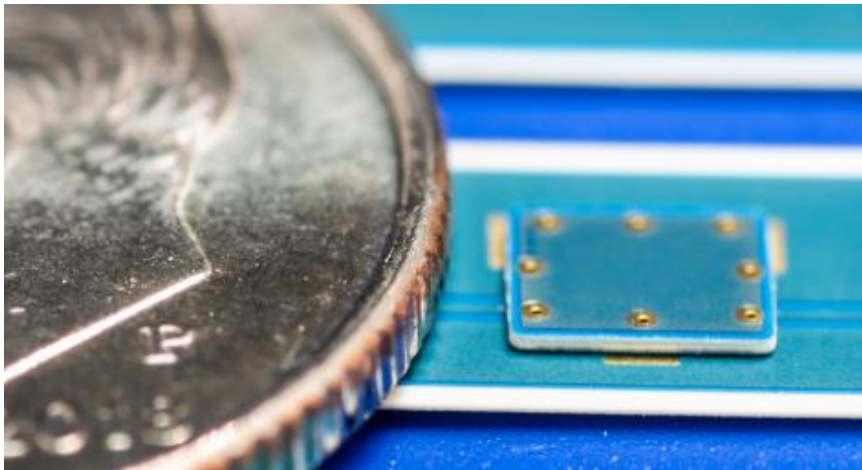


図 8 フィルタの写真

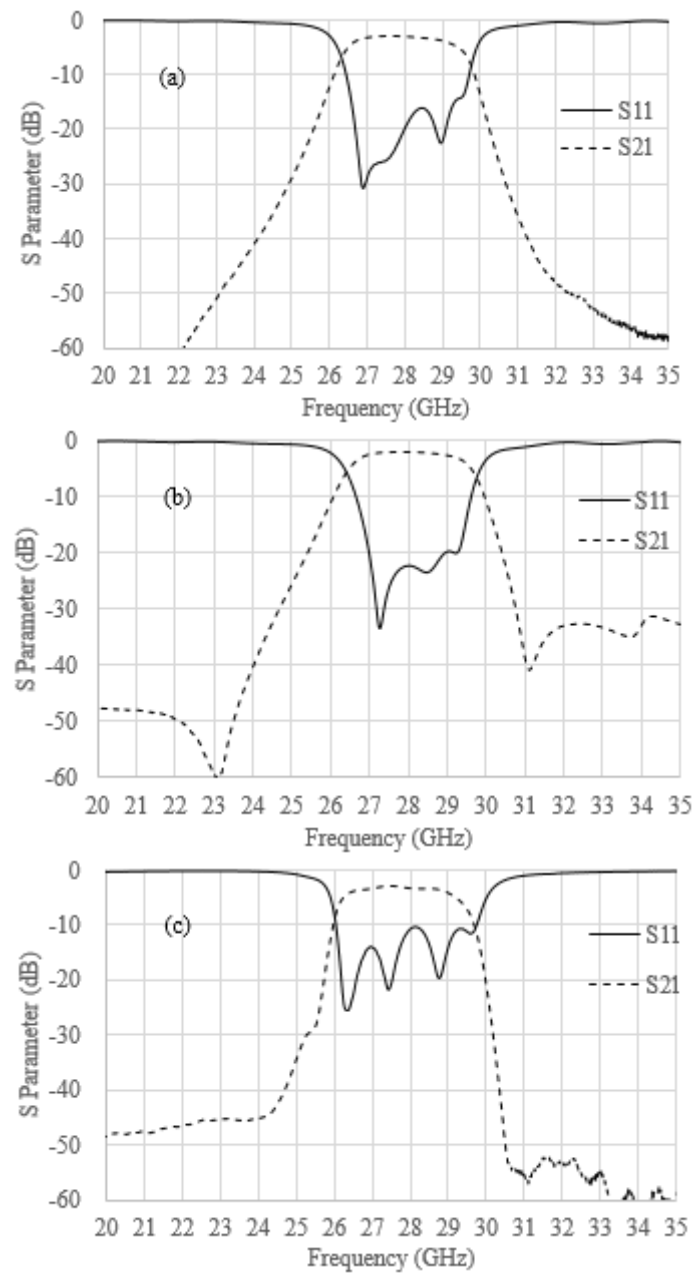


図 9 測定結果(a)5 段直列(b)4 段カノニカル(c)6 段カノニカル

図 8 は作製したフィルタの写真です。評価基板上にプローブパッドにプローブを当て測定しました。試作したフィルタは、はんだバンプをかいして測定用基板に接続しています。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 μ m です。

測定した結果を図 9 に示します。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、1 dB 帯域幅はそれぞれ 2.9 GHz、2.45 GHz、2.45 GHz、25 dB 帯域幅は 5.52 GHz、5.79 GHz、4.61 GHz でした。

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 以下かつ最も急峻になっています。

6. まとめ

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ました。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ました。サイズはどちらもフィルタ 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して容易にプリント回路基板に接続可能なフィルタです。

より詳細な情報については、フジクラ “mmwavetech@jp.fujikura.com” までお問い合わせください。

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.



株式会社フジクラ

電子応用技術 R&D センター

ミリ波事業開発室

〒285-8550 千葉県佐倉市六崎 1440

E-mail : mmwavetech@jp.fujikura.com

Web site : <https://mmwavetech.fujikura.jp/ja/5g/>