

ミリ波帯共振器直結型フィルタの設計概論

水野孝彦 Takahiko Mizuno

〔要 旨〕

近年、ミリ波帯の利用が活発化しており、次世代移動体通信の実用化に向けた 300 GHz を超える周波数帯の開拓が進められている。しかし、高周波になるほど基板材料の誘電損失をはじめとした各種損失が顕著になるため、測定器のフロントエンドなどでは低損失な中空の導波管フィルタの有用性が増している。本稿では代表的な導波管フィルタの設計法を概説し、300 GHz 帯の共振器直結型フィルタの設計例を示す。また、これをもとにマイクロストリップフィルタ等との損失の比較、フィルタ性能の制限要因の検討を行い、導波管の優位性と精密加工の重要性を確認する。

1 まえがき

高度な情報化社会において、ミリ波技術はますますその重要性を増している。次世代の情報化社会の基盤技術となるモノのインターネット(IoT)によるビッグデータ収集と活用や仮想現実(VR)、拡張現実(AR)の実用化のためには、高速、大容量、低遅延、多数同時接続を満たす通信技術が求められる^{1), 2)}。このような社会的要請のもと、現用の移動体通信技術である 5G では、Sub 6 帯域などのマイクロ波帯だけでなく、28 GHz 帯をはじめとしたミリ波帯の利用が開始され、通信帯域の拡充が図られている。さらに次世代の 6G では、300 GHz 帯などのミリ波の高い周波数への展開により、さらなる高速化、大容量化、接続数増大を目指している。他方で、光よりも高い透過性とマイクロ波より高い空間分解能を活用した各種ミリ波センシングへの応用も図られている^{3), 4)}。このように積極的に利用が検討されているミリ波帯であるが、その設計にはマイクロ波帯とは若干異なる設計手法が要求される。本稿では、その中でも重要なフィルタ設計について紹介する。

ミリ波帯では回路のサイズが波長程度になり、また、十分な特性をもつインダクタやキャパシタもないことから、分布定数回路に基づくフィルタ設計が行われる。図 1 にマイクロ波・ミリ波帯の分布定数回路に用いられる代表的な伝送線路を示す。これらの線路を用いたフィルタは、マイクロ波帯では数十 cm のサイズになることもあるが、ミリ波帯では数 cm 以下でコンパクトに実現できる。その一方、小型になるに伴って導体損失が増大し、加工精度への要求も増大する。図 1 上段に示す中空導波管は低損失性に優れるが製造コストが高く、マイクロ波帯では大型であるため、主に耐電力が必要な用途に限定して使われてきた。また、マイクロ波帯では図 1 の下段に示すようなマイクロストリップなどの誘電体基板線路が多用される。これらは導波管に比べて製造が容易であるが、高周波になるほど誘

電損失が無視できなくなる。

このように、損失と製造の容易さに配慮してフィルタの実現形態を選ぶ必要がある。特にミリ波帯では、実装密度や製造の容易さを重視する場合には誘電体基板上の平面回路フィルタが、低損失性を重視する場合には中空の導波管フィルタが適している。その他にも、導波管フィルタは十分な特性の半導体デバイス等が利用できない高周波でも利用できること、ミリ波帯で多用される導波管と直結できること(異種線路間の変換損失がないこと)などの利点から再認識されている。後者は微小な信号レベルまでを扱うミリ波測定器のフロントエンドにおいて特に重要である。

本稿では、帯域通過フィルタ(BPF)の設計手順を確認し、300 GHz 帯共振器直結型導波管 BPF の設計例を示す。設計した BPF と既報のフィルタを比較し、誘電体基板上の平面回路フィルタと中空の導波管フィルタの得失やフィルタ性能の制限要因について考察する。

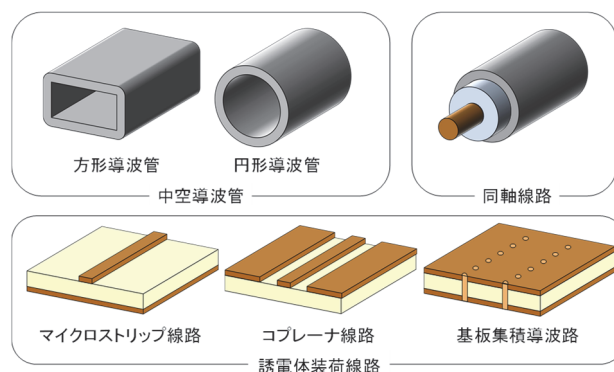


図 1 マイクロ波、ミリ波帯域で用いられる各種線路

2 共振器直結型帯域通過フィルタ設計法

BPF は、特定の周波数帯域の信号のみを通過させる事を目的とした受動回路であり、集中定数回路としてはインダクタとキャパシタの組合せで構成される。その設計のために、1950 年代に G.

Matthaei, L. Young, E. Jones, S. Cohn らによってまとめられた挿入損失法がよく利用される。これは、回路網の合成理論に基づいて、所望の周波数特性(挿入損失)が得られるような回路構成および素子値を求める設計法である⁵⁾。この手順は、まず周波数と信号源インピーダンス(アドミタンス)を規格化した原型低域通過フィルタ(LPF)を設計し、構成し易いように回路の等価変換を行った後、周波数のスケーリングを行うことで帯域通過フィルタに変換するものである。高周波ではインダクタやキャパシタは理想的な特性から大きく外れるため、これらと近似的に等価リアクタンスを持つ伝送線路、および線路の不連続部を使用してフィルタを構成する。別途、電磁界解析などによって不連続部の各部寸法と等価リアクタンスの対応関係を求めておき、これを用いて挿入損失法で設計されたリアクタンスを実現する各部寸法を得る。本章では以上の設計手順の概要を紹介する。詳細は文献 5)~8)を参照されたい。

2.1 帯域通過フィルタの周波数特性

BPF に要求される周波数特性の代表的な仕様は、通過帯域(passband)の周波数 $f_{\text{pass,L}}$, $f_{\text{pass,H}}$ とゲイン $|H_{\text{p,max}}|$ 、および阻止帯域(stopband)の周波数 $f_{\text{stop,L}}$, $f_{\text{stop,H}}$ とゲイン $|H_{\text{s,min}}|$ がある。図 2 に、典型的な BPF の仕様と周波数特性の関係を示す。これら各仕様を満たすように、フィルタの設計パラメータを設定する。代表的な設計パラメータは、カットオフ周波数 f_1 , f_2 、およびフィルタ次数 N が挙げられる。フィルタ次数が大きいと、振幅通過特性のカットオフ周波数付近から阻止域に向かうスロープを急峻にできる。

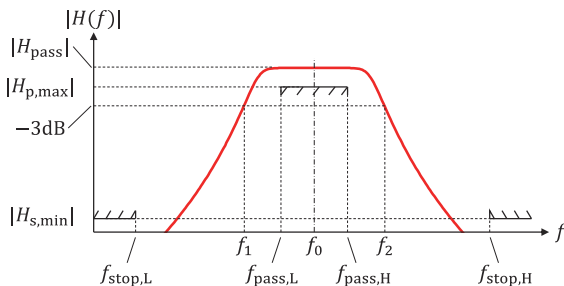


図 2 典型的な BPF の諸特性

2.2 原型 LPF の設計

原型 LPF とは、信号源のインピーダンスあるいはアドミタンスおよびカットオフ角周波数を 1 として規格化された LPF である。インダクタとキャパシタのラダー回路として構成された原型 LPF を図 3 に示す。規格化された素子値(L'_i , C'_i)は g_i と表される。図 3 は 6 次で、 g_1 がインダクタの素子値の場合である。 $g_0 (= 1)$ と g_7 は、おのおの信号源と負荷のアドミタンスである。また、同じ特性の原型 LPF において、 $i = 1$ を並列キャパシタ(すなわち $g_1 = C'_1$)から始まるラダー回路とし、 g_0 および g_7 をインピーダンスとして構成す

ることもできる。これら g パラメータの組を適切に設定することによって、所望のフィルタの周波数特性を設定できる。表 1 に、よく利用される代表的なフィルタの周波数特性の特徴を挙げる。また、各原型 LPF の典型的な振幅通過特性を図 4 に示す。

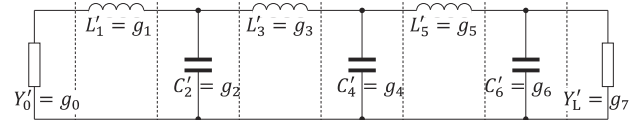


図 3 原型 LPF 等価回路

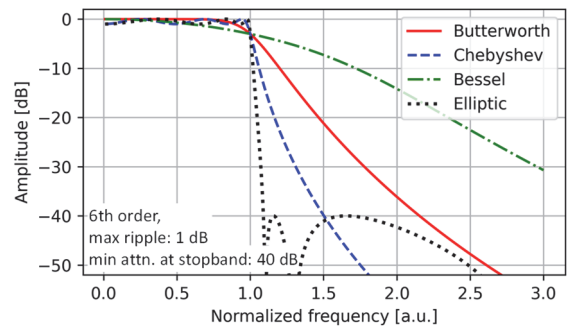


図 4 典型的な原型 LPF の振幅通過特性

表 1 代表的なフィルタの特性

特性	メリット	デメリット
バタース型 (最平坦型)	通過域の平坦性が高い	減衰スロープが急峻でない
チェビシェフ型 (等リプル型)	減衰スロープが急峻	通過域が平坦でなく、リプルがある
ベッセル型 (線形位相型)	通過域の位相が線形変化であり、時間的過渡応答が良好	減衰スロープがとても緩やかで、周波数選択性は低い
楕円型	減衰極を適切に配置し減衰スロープを急峻に設定可能	飛越し結合のためフィルタ構造が複雑

ここではバタース型の原型 LPF を例として取り上げる。図 3 の素子値 g_i を

$$\begin{aligned} g_0 &= 1, \\ g_i &= 2 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2N} \right], \quad i = 1, 2, \dots, N, \\ g_{N+1} &= 1, \end{aligned} \quad (1)$$

と設定することで、バタース型原型 LPF が得られる。ここに、 N はフィルタの次数を表しており、大きくなるにつれてラダーの段数が増える。スロープはフィルタ次数 N 次につき $6N$ dB/oct.となる。この関係に基づいて仕様を満たすようにフィルタ次数を定める。 g パラメータは、例えば 6 次のバタース型原型 LPF では、

$$\begin{aligned} g_0 &= g_7 = 1.0000, & g_1 &= g_6 = 0.5176, \\ g_2 &= g_5 = 1.4142, & g_3 &= g_4 = 1.9319, \end{aligned}$$

となる。このような g パラメータが設定されたバタース型原型 LPF の伝達関数 $H(s)$ は、

$$H(s) = \begin{cases} \prod_{i=1}^{N/2} (s^2 + g_i s + 1)^{-1} & N: \text{even}, \\ \frac{1}{s+1} \prod_{i=1}^{(N-1)/2} (s^2 + g_i s + 1)^{-1} & N: \text{odd}, \end{cases} \quad (2)$$

と表すことができる。

2.3 アドミタンスインバータ

図 3 に示した原型 LPF は、リアクタンス要素の直列接続と並列接続の両方から構成されている。実装を容易にするため、インピーダンスインバータあるいはアドミタンスインバータを用いて、直列接続あるいは並列接続のいずれかに統一する。ここでは、アドミタンスインバータを用いて図 5(a)の直列インダクタを並列キャパシタに変換する。アドミタンスインバータは、アドミタンス Y_L の負荷を接続したときに入力アドミタンスが J^2/Y_L となるような 2 ポート回路網である。ここに、 J はアドミタンスパラメータ(J パラメータ)と呼ばれ、 J インバータの F 行列(伝達行列)は、

$$F_J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -jJ & 0 \end{bmatrix},$$

である。ここで、図 5(a), (b)に示す回路の F 行列は、おのこの

$$F_a = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad F_b = \begin{bmatrix} -\frac{J_2}{J_1} & -j\frac{\omega C_a}{J_1 J_2} \\ 0 & -\frac{J_1}{J_2} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

となる。 F_a, F_b の比較から、

$$J_1 = -J_2, \quad L = -\frac{C_a}{J_1 J_2} = \frac{C_a}{J_1^2} = \frac{C_a}{J_2^2},$$

とすれば、図 5(a)と(b)の回路を等価にできることがわかる。また、図 5(b)の回路の一般的性質として、 F_b の対角要素は互いに独立ではないから、 F_b は(1,1)要素と(1,2)要素の 2 つの自由度を持つ。一方、回路を構成するパラメータは J_1, J_2, C_a の 3 つであるから、任意の C_a に対して F_b を変えないように J_1, J_2 を定めることができる。

したがって、図 3 の直列インダクタ(L_1, L_3, L_5)は J インバータに挟まれた並列キャパシタに変換できる。さらに、上述の J の自由度を用いて、 C'_2, C'_4, C'_6 も含めたすべてのキャパシタンスを任意に変更することができる。この結果、図 3 の原型 LPF を図 6 に示すような並列キャパシタと J インバータだけからなる回路に変換できる。このとき、任意のキャパシタンス $C'_{a,i}$ に対して J パラメータ $J'_{i,i+1}$ を次のように与える。

$$\begin{aligned} J'_{0,1} &= \sqrt{\frac{Y'_0 C'_{a,1}}{g_0 g_1}}, \\ J'_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{C'_{a,i} C'_{a,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \\ J'_{N,N+1} &= \sqrt{\frac{C'_{a,N} Y'_L}{g_N g_{N+1}}}. \end{aligned} \quad (4)$$

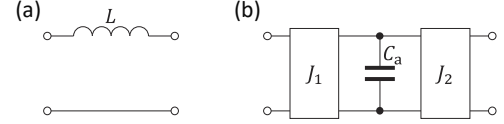


図 5 J インバータによる回路の変換

(a) 直列インダクタ, (b) J インバータで挟まれた並列キャパシタ

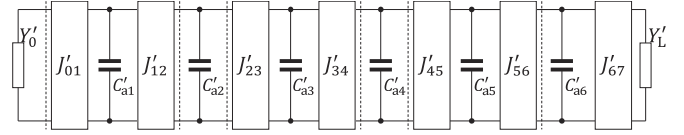


図 6 J インバータを組み込んだ原型 LPF の等価回路

2.4 原型 LPF から BPF への変換

図 6 に示した原型 LPF の線路アドミタンスに対してスケーリングを行う。原型 LPF における規格化角周波数 Ω を、次のように BPF の角周波数 ω に変換する。

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (5)$$

ここで、 ω_0 は中心角周波数であり、カットオフ角周波数 $\omega_1 = 2\pi f_1$, および $\omega_2 = 2\pi f_2$ を用いて、

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}, \quad (6)$$

と表される。また比帯域 Δ は

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad (7)$$

と表される。この変換によれば、 $\omega > \omega_0$ においては原型 LPF に準じた特性を示し、 $\omega < \omega_0$ においては LPF を ω_0 で反転させたハイパス特性を示す。カットオフ周波数は比帯域 Δ を介して、原型 LPF のカットオフ角周波数 Ω_c に対応付けられる。

図 6 の並列キャパシタンス C'_a は式(5)を用いて、図 7 のように変換される。このとき、 C_r および L_r はそれぞれ、

$$\begin{aligned} j\Omega C'_a &= j\omega \frac{\Omega_c}{\omega_0 \Delta} C'_a + \frac{1}{j\omega} \frac{\omega_0 \Omega_c}{\Delta} C'_a, \\ C_r &= \frac{\Omega_c}{\omega_0 \Delta} C'_a, \quad L_r = \frac{\Delta}{\omega_0 \Omega_c} \frac{1}{C'_a}, \end{aligned} \quad (8)$$

であるので、式(4)は次のように変換される。

$$\begin{aligned} J_{0,1} &= \sqrt{\frac{\omega_0 \Delta Y_0 C_{r,1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \\ J_{i,i+1} &= \frac{\omega_0 \Delta}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{r,i} C_{r,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \\ J_{N,N+1} &= \sqrt{\frac{\omega_0 \Delta C_{r,N} Y_L}{\Omega_c g_N g_{N+1}}}. \end{aligned} \quad (9)$$

ここでも、キャパシタンス $C_{r,i}$ は任意に設定できる。最終的に、図 8 に示す並列 LC 共振回路と J インバータからなる BPF が得られる。

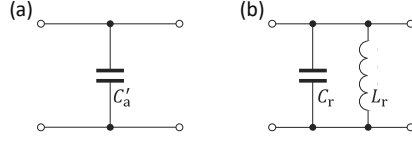


図7 原型LPFとBPFの回路素子変換
(a) 原型LPFの並列C, (b) BPFの並列LC共振回路

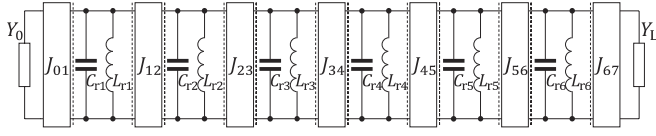


図8 並列LC共振回路とJインバータからなるBPF

2.5 集中定数回路から分布定数回路への変換

図8の並列LC共振回路は空洞共振器などを用いて近似的に実現できる。このための条件は、空洞共振器などのサセプタンスが並列LC共振回路のそれと、共振角周波数において角周波数に対する1次微係数まで等しいことである。共振器のサセプタンスを $B(\omega)$ として、 ω に対するスロープパラメータ b を次のように定義する。

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (10)$$

ここでは図9のように伝送線路を共振器として用いる場合を考える。まず、図9(a)の並列LC共振回路について、

$$B(\omega) = \omega C_r - \frac{1}{\omega L_r}, \quad \frac{dB(\omega)}{d\omega} = C_r \left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right),$$

である。共振角周波数 $\omega = \omega_0$ において $B(\omega_0) = 0$ であるから、

$$b = \omega_0 C_r = \frac{1}{\omega_0 L_r}, \quad (11)$$

が得られる。これを式(9)に代入すると、次のようになる。

$$\begin{aligned} J_{0,1} &= \sqrt{\frac{\Delta}{\Omega_c} \frac{Y_0 b_1}{g_0 g_1}}, \\ J_{i,i+1} &= \frac{\Delta}{\Omega_c} \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \\ J_{N,N+1} &= \sqrt{\frac{\Delta}{\Omega_c} \frac{b_N Y_L}{g_N g_{N+1}}}. \end{aligned} \quad (12)$$

一方、図9(b)に示した特性アドミタンス Y_0 、位相定数 β 、長さ l 、出力端開放の伝送線路について、角周波数 ω における入力端から見たアドミタンス $Y_{\text{line}}(\omega)$ は、

$$Y_{\text{line}}(\omega) = jY_0 \tan[\beta(\omega)l], \quad (13)$$

と表される。共振角周波数 ω_0 の近傍 $\omega = \omega_0 + \delta\omega$ において半波長共振器を構成した場合、 ω_0 近傍で位相定数 β が線形と見なすと、

$$\beta(\omega_0)l = \pi, \quad \beta(\omega_0 + \delta\omega)l = \pi \left(1 + \frac{\delta\omega}{\omega_0} \right), \quad (14)$$

である。これから ω_0 近傍のサセプタンスの1次微係数は、

$$\frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{j} \frac{dY_{\text{line}}(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \approx \frac{\pi Y_0}{\omega_0}, \quad (15)$$

となる。これを式(10)に与えると、

$$b \approx \frac{\pi}{2} Y_0, \quad (16)$$

が得られる。これを式(12)に代入し、同時に $\Omega_c = 1$ 、 $Y_L = Y_0$ とすると、

$$\begin{aligned} \frac{J_{0,1}}{Y_0} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2} \frac{1}{g_0 g_1}}, \\ \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} &= \frac{\pi \Delta}{2} \sqrt{\frac{1}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \\ \frac{J_{N,N+1}}{Y_0} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2} \frac{1}{g_N g_{N+1}}}, \end{aligned} \quad (17)$$

が導かれる。

さらにJインバータは、図10に示す π 型回路に変換できる。線路アドミタンス Y_0 で規格化したJパラメータは、

$$\begin{aligned} \frac{J}{Y_0} &= \left| \tan \left[\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{B_p}{Y_0} \right) \right] \right|, \\ \phi &= -\tan^{-1} \left(2 \frac{B_s}{Y_0} + \frac{B_p}{Y_0} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{B_p}{Y_0} \right), \end{aligned} \quad (18)$$

と表される⁵⁾。ここで B_p および B_s は、 π 型回路の直列サセプタンス、並列サセプタンスであり、 ϕ は π 型回路による位相遅延を表す。位相遅延を考慮した場合の i 番目共振器の線路長 l_i は、

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2} (\phi_i + \phi_{i+1}) \right], \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (19)$$

で表される。ここで、 λ_{g0} は中心角周波数での線路内波長である。

以上の変換を適用することで、図8は図11に示すように $\lambda_g/2$ 共振器と π 型回路の組み合わせに置換される。

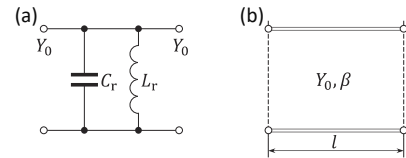


図9 共振回路の分布定数回路への変換
(a) 並列LC共振回路, (b) 電気長 π の線路による共振器

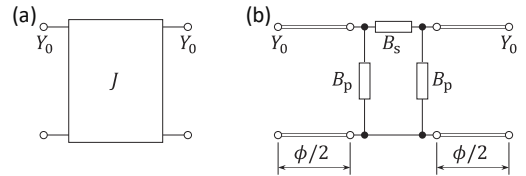


図10 Jインバータの等価回路の例
(a) Jインバータの4端子モデル,
(b) 電気長 ϕ の線路を含んだ等価な対称 π 型回路

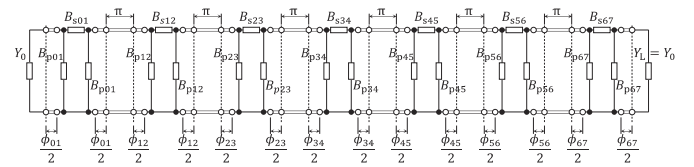


図11 分布定数回路へ変換したBPF回路

2.6 線路の不連続構造とその電気的特性

伝送線路の不連続部の電気的特性は π 型回路などで近似される。ここでは方形導波管中の誘導性窓を π 型回路で近似する。誘導性窓とは導波管の左右(の少なくとも一方)から導体の仕切り板が入る構造であり、板が十分に薄い場合、並列インダクタで近似できる。

図 12 に、電磁界シミュレータを用いた誘導性窓の π 型回路のパラメータ算出過程を示す。まず、開口幅 w 、厚さ t の誘導性窓についてモデルを作成する(図 12(a))。不連続構造のパラメータ(ここでは w)ごとのモデルを数値解析して散乱行列 S を求める(図 12(b))。さらに、この散乱行列から次式(20)によって π 型回路のサセプタンスを求める(図 12(c))。

$$j \frac{B_p}{Y_0} = \frac{1 - S_{12} - S_{11}}{1 + S_{11} + S_{12}}, \quad (20)$$

$$j \frac{B_s}{Y_0} = \frac{2S_{12}}{(1 + S_{11})^2 - S_{12}^2}.$$

これを用いて、開口幅 w に対する等価サセプタンスが得られる。

以上の準備の下で、開口幅 w を与えると式(18)より J と ϕ が求まる。したがって、 J が式(17)で設計した $J_{i,i+1}$ と一致するような開口幅 w を探索することができる。 J は共振器間の結合係数の意味合いを持つため、0 から 1 の範囲の任意の J を与える w は必ず存在する。開口幅 w が決まれば、式(18)より位相 ϕ も求まり、式(19)から $\lambda_g/2$ 共振器を構成するための線路長 l も得られる。

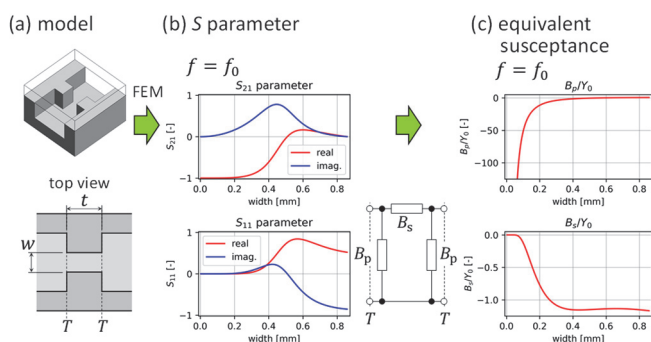


図 12 電磁界シミュレータを用いた π 型回路のパラメータ算出過程

- (a) 方形導波管中の誘導性窓(カットモデル)
- (b) 計算で得られた S パラメータ
- (c) π 型回路における等価サセプタンス

3 ミリ波フィルタの設計例とその電磁界解析

3.1 300 GHz 帯共振器直結型フィルタの設計

表 2 に、設計するフィルタの仕様と設計パラメータを示す。設計仕様は、中心周波数を 300 GHz とし、通過帯域幅を 10 GHz とした。BPF は、220~330 GHz の動作周波数範囲を持つ WR-3.4 標準導波管に構成することとした。仕様を満足するように 6 次のバ

タワースフィルタを選定し、カットオフ周波数 $f_1 = 293$ GHz, $f_2 = 307$ GHz とした。2 章の設計手順に従い、導波管に 7 つの誘導性窓を設けて 6 つの $\lambda_g/2$ 共振器を形成する構成を設計した。このとき、誘導性窓の厚さ $t = 0.2$ mm とした。設計によって得られた各部寸法を表 3 に示す。また、設計によって得られたフィルタ構造を図 13 に示す。このように複数の共振器が直接的に結合されたフィルタは共振器直結型フィルタと呼ばれる。

表 2 設計仕様と設計パラメータ

Required specifications		
Waveguide: WR-3.4 ($W \times H = 0.864 \times 0.432$ mm)		
$f_{\text{pass,L}}: 295$ GHz	$f_{\text{pass,H}}: 305$ GHz	$ H_{p,\text{max}} > -5$ dB
$f_{\text{stop,L}}: 280$ GHz	$f_{\text{stop,H}}: 320$ GHz	$ H_{s,\text{min}} < -40$ dB
Design parameters		
Filter type: 6th order Butterworth BPF		
$f_1: 293$ GHz	$f_2: 307$ GHz	
Iris specification: inductive iris, $t = 0.2$ mm		

表 3 バタワース方形導波管型 BPF の設計値

	Width [mm]	Length [mm]	J / Y_0	ϕ [rad.]
Iris 0-1/ Cavity 1	0.5094	0.3939	0.2466	1.8264
Iris 1-2/ Cavity 2	0.3749	0.4992	0.0368	2.6052
Iris 2-3/ Cavity 3	0.3268	0.5248	0.0190	2.7286
Iris 3-4/ Cavity 4	0.3155	0.5248	0.0163	2.7524
Iris 4-5/ Cavity 5	0.3268	0.4992	0.0190	2.7286
Iris 5-6/ Cavity 6	0.3749	0.3939	0.0368	2.6052
Iris 6-7	0.5094	-	0.2466	1.8264

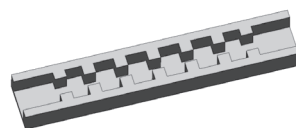


図 13 設計した方形導波管型 BPF の外観(カットモデル)

3.2 フィルタ特性の検証

設計したフィルタの特性を電磁界シミュレータ(Femtet, ムラタソフトウェア株式会社)を用いて検証した。図 14 にシミュレーションによって得られた反射・伝搬特性を示す。ここでは(a)無損失の場合と(b)損失がある場合について計算した。まず、損失を考慮しない場合における計算結果を図 14(a)に示す。3 dB 通過帯域は 293.8 ~ 306.2 GHz, 帯域内反射損失は < -30 dB となった。これらは表 2 の設計仕様を満たしている。図 14(b)では導体損失の寄与を考慮するために、(i) 無損失, (ii) 平滑な銅(導電率 6.0×10^7 S/m),

(iii) 平滑なアルミ合金 (導電率 2.0×10^7 S/m), (iv) 表面粗さ $R_{\text{rms}} = 0.4 \mu\text{m}$ のアルミ合金, の 4 つのパターンについて通過損失を比較した。通過帯域内 ($f_{\text{pass,L}} \sim f_{\text{pass,H}}$) における最大通過損失は, それぞれ 0.0 dB, 1.5 dB, 2.0 dB, 3.3 dB であった。導電率が小さく, 表面が粗いほど損失が増している。この結果については, あらためて 4.2 節で言及する。なお, 表面粗さ $R_{\text{rms}} = 0.4 \mu\text{m}$ のアルミ合金でも表 2 の仕様を満たしている。

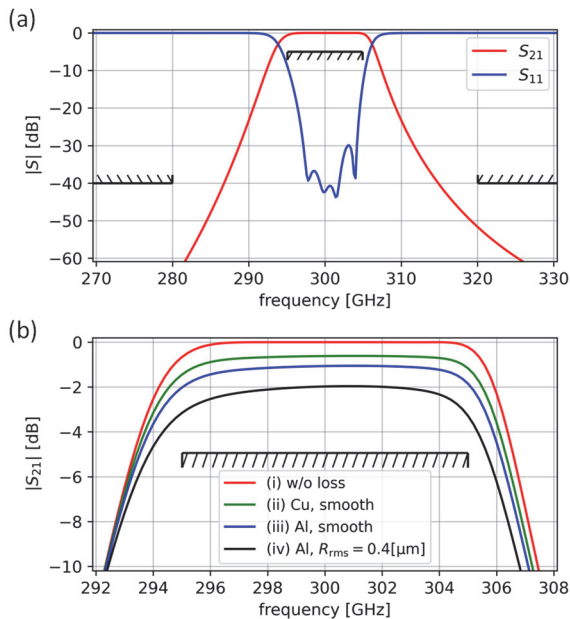


図 14 設計した方形導波管型 BPF の特性

(a) 無損失条件における S_{11} および S_{21}

(b) 導体損失を考慮したモデル。ここで, それぞれの条件は, (i) 無損失, (ii) 銅, 平滑面, (iii) Al 合金, 平滑面, (iv) Al 合金, 表面粗さ $R_{\text{rms}} = 0.4 \mu\text{m}$

4 ミリ波帯におけるフィルタ設計上の留意点

4.1 製造精度によるフィルタ特性の変化

分布定数回路で構成されるフィルタはその周波数特性が形状によって決まる。したがって, 目的とする周波数精度に応じた形状製造精度が求められる。そこで, 300 GHz 帯導波管フィルタにおいて, 形状の微小変化による透過特性の変化をモンテカルロシミュレーションによって検討した。ここでは, 中心周波数 275 GHz, 通過帯域幅 30 GHz の 11 次バタワースフィルタを, 誘導性窓および容量性窓について設計した。得られた各部寸法(設計値)を中心に, 誤差に見立てた標準偏差 $2.5 \mu\text{m}$ の正規乱数を付与し, それぞれの通過特性 $|S_{21}|$ を算出した。図 15 にシミュレーションの解析結果を示す。ここで濃線が設計値モデル, 薄線が誤差を付与したモデルを示す。誘導性窓 (a), (b), 容量性窓 (c) においては, 寸法誤差によってフィルタ特性の

肩の部分に劣化が見られるが, 容量性窓 (d) のように $1/4$ 管内波長の容量性窓においては寸法誤差の影響が小さいことを示した⁹⁾。

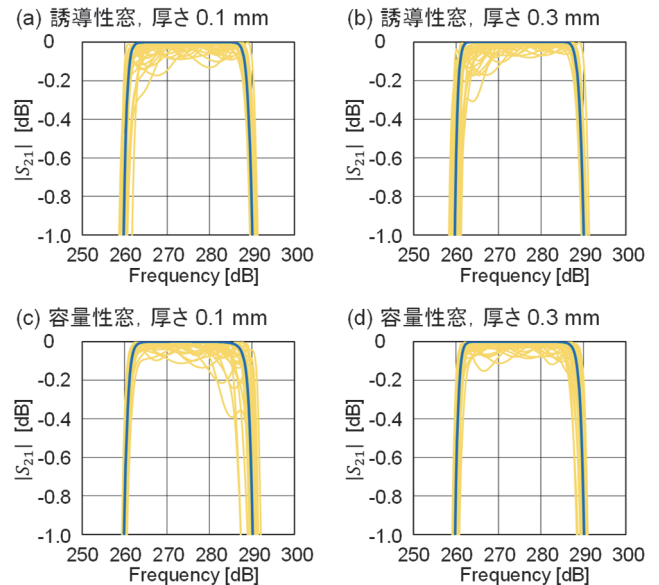


図 15 結合窓の違いによる, 寸法誤差によるフィルタ特性の劣化

4.2 共振器損失によるフィルタ性能の制限

共振器の損失は, フィルタの通過帯域における挿入損失を増加させ, また, 急峻なカットオフ特性を制限する。共振周波数において, 共振器の内部で 1 周期当たりに失うエネルギーと共振器に蓄えられるエネルギーの時間平均の比は $2\pi/Q_u$ と表される。ここに, Q_u は共振器の無負荷 Q 値と呼ばれる無次元量である。共振器の損失が小さいほど Q_u は大きく, 急峻な共振特性が得られる。 Q_u は導体損失に起因する Q_c , 誘電体損失に起因する Q_d , 放射損失に起因する Q_r を用いて,

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}, \quad (21)$$

と表される。ただし, 磁性体損失は無視している。 Q_c および Q_d を大きくするためには低損失な線路を用いる必要がある。開放領域にも電磁界が存在するマイクロストリップ線路 (MSL) では導波管に比べて放射損失が大きい。このため, シールドなどを用いて放射損失を抑え, Q_r を大きくすることが行われている。各共振器の無負荷 Q 値が等しい場合, 原型 LPF の伝達関数 $H(s)$ において $s \rightarrow s + \delta$ とおくことで損失を考慮できる⁷⁾。ここに, δ は損失を表す正の実数であり, BPF については $\delta = 1/(4 \cdot Q_u)$ である。特に $|H(\delta)|$ は中心周波数における透過率を表す。伝達関数の分母は正の係数を持つ s の多項式であるから, Q_u が小さく, 比帯域が狭いほど透過率が低下する。例えば, 図 14(b) の 4 つの場合を例にとり, この理論計算の妥当性を確認する。中心角周波数での挿入損失を伝達関数から計算した

結果を表 4 に示す。ここで、比帯域は図 14(b)の無損失の 3 dB 帯域幅 12.4 GHz から $\Delta = 12.4/300$ とした。また、無負荷 Q については TE_{110} 共振モードの理論値を用いた。表 4 のとおり、伝達関数から求めた理論値は電磁界解析の結果と概ね合致している。

表 4 電磁界解析および理論による挿入損失の比較

	電磁界解析	理論値(推定値)	
	損失 [dB]	損失 [dB]	無負荷 Q
銅(平滑)	0.64	0.52	1560
アルミ合金(平滑)	1.04	0.88	925
アルミ合金($R_{rms}=0.4\ \mu m$)	1.96	1.68	490

次に、各種線路を用いた既報のフィルタと3節で設計した導波管フィルタの特性を表 5 に示し、比較する。表 5 の下 2 行は、中心周波数 300 GHz、通過帯域幅 10 GHz、フィルタ次数 6 次に換算した無負荷 Q および挿入損失である。ただし、パワース型フィルタを仮定し、無負荷 Q は中心周波数の 1/2 乗に反比例するものとした。また、挿入損失の算出には先述の伝達関数による計算法を用いた。実装条件に依存するが、中空方形導波管型ではマイクロストリップライン(MSL)型、基板集積伝送線路(SIW)型よりも低損失であることが読み取れる。このことはフィルタを構成する伝送路の損失の差異に起因する。

表 5 各種ミリ波 BPF の比較

Waveguide type	MSL	MSL	SIW (Si)	SIW (GaAs)	Hollow	Hollow (WR-3.4)
Center freq. [GHz]	89.6	152.4	270	328.5	286.6	300
Bandwidth [GHz]	11.7	10.5	5	46	16	10
Filter order	3	3	5	4	3	6
Attenuation @ f_0 [dB]	2.3	2.5	9.2	3.6	0.41	1.96*
References	(10)	(10)	(11)	(12)	(13)	-
Estimated Q @ 300 GHz	31.5	71.6	154	47.0	742	490
Estimated attenuation (6 th) [dB]	8.1	6.8	11.6	5.1	0.81	1.68

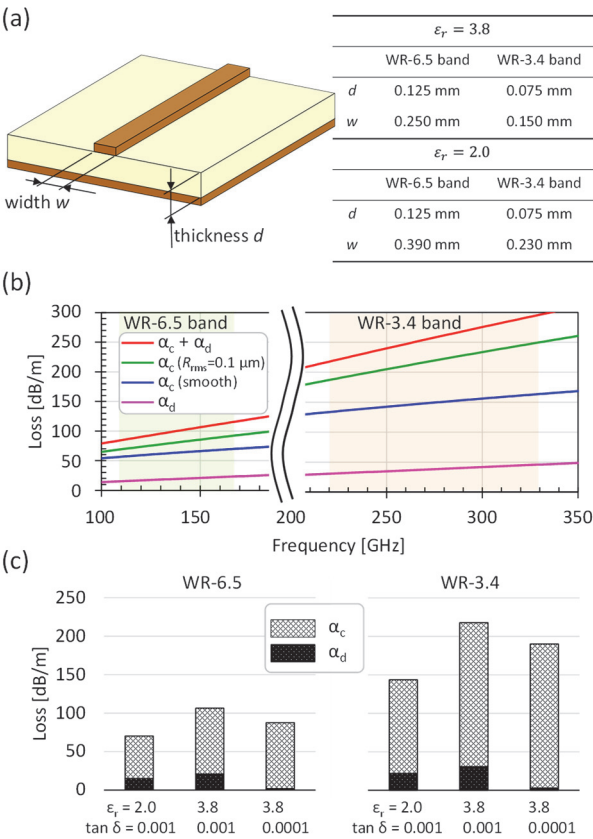
* Simulated in this paper. Al, $R_{rms}=0.4\ \mu m$

そこで、図 16 に 150 GHz 帯および 300 GHz 帯での MSL と中空導波管の損失を示す。ここで、中空導波管は各帯域に対応する標準導波管として WR-6.5 および WR-3.4 とし、純銅製、アルミ合金製といくつかの表面粗さに対して損失を求めた。また MSL については、170 GHz あるいは 330 GHz まで準 TEM モードだけが伝搬するように設計し、その損失を求めた。MSL 基板の比誘電率は

$\epsilon_r = 2.0$ あるいは 3.8、誘電正接は周波数によらず 0.001 とした。各種損失は文献 6) のモデルから算出し、Morgan-Hammastad モデルに基づいた表面粗さの影響を加味した¹⁴⁾。表 6 に示したとおり、中空導波管の減衰定数は MSL に比べ格段に低い。このように、MSL はフットプリントを小さくできる等の利点はあるが、損失が許容できる短距離接続にのみ利用すべきである。これに対して導波管では表面粗さが十分に低ければ、WR-3.4 の減衰定数は 20 dB/m にとどまる。したがって、ミリ波帯で高次のフィルタを構成する場合や通過損失をできる限り抑えたい場合に有効である。さらなる低損失性を求める場合には $R_{rms} = 0.1\ \mu m$ 未満が望ましく、ラッピングなどの高度な平滑化処理が必要となる。4.1 節に示した加工精度の影響も加味すると、ミリ波フィルタの作製には精度と加工面の平滑性を両立した精密加工技術が重要と言える。

表 6 MSL と導波管の減衰定数の比較

		周波数	
		150 GHz	300 GHz
減衰定数 [dB/m]	MSL	106	218
	導波管 (Cu, $R_{rms}=0.1\ \mu m$)	6.2 (WR-6.5)	18.4 (WR-3.4)



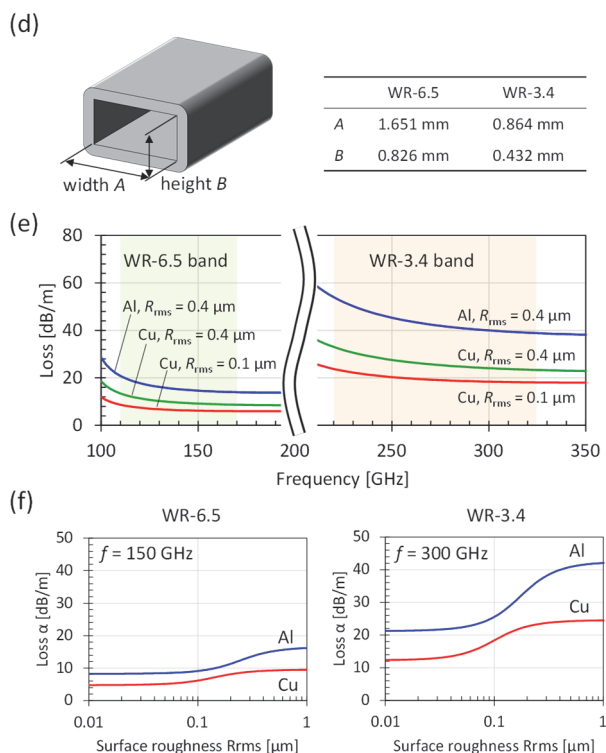


図 16 MSLと方形導波管の伝搬損失

(a) MSL の形状, (b) MSL の伝搬損失計算結果, α_c は導体損失, α_d は誘電損失を表す, (c) MSL の各誘電率, 誘電正接における損失比較, (d) 方形導波管構造, (e) 導波管の各種材料, 表面粗さにおける損失比較, (f) 導波管の表面粗さによる損失の変化

5 むすび

ミリ波帯のフィルタ設計について概説した。次世代の移動体通信ではサブテラヘルツ波に及ぶ周波数帯の利用も検討されており、フィルタ等の損失低減の重要性が増している。このような高周波では低損失な導波管フィルタの利用が有効であり、実装密度や製造の容易さに優れる平面回路フィルタと適切に使い分ける必要がある。

フィルタ製造においては性能を担保するために、寸法精度や表面粗度などの管理が必要である。しかし、300 GHz 帯などの高周波で要求される寸法精度は汎用的な加工技術の限界に近い。今後、高性能なミリ波帯フィルタを安定的に作製するために、精密な加工技術の活用と共に、製造誤差に影響を受けにくい構造やトリミングが可能な構造などの視点を加えた設計技術の検討を進めていきたい。

参考文献

- 1) A. Shahraki, M. Abbasi, M. J. Piran, and A. Taherkordi, "A Comprehensive Survey on 6G Networks: Applications, Core Services, Enabling Technologies, and Future Challenges," arXiv, arXiv:2101.12475, 2021.
- 2) W. Jiang, B. Han, M. A. Habibi, and H. D. Schotten, "The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey," IEEE Open J. Commun. Soc., vol. 2, pp. 334-366, Feb. 2021.
- 3) M. Alizadeh, G. Shaker, J. C. M. Almeida, P. P. Morita, and S. S.- Naeini, "Remote Monitoring of Human Vital Signs Using mm-Wave FMCW Radar," IEEE Access, vol. 7, pp. 54958-54968, Apr. 2019.
- 4) S. Kharkovsky, and R. Zoughi, "Microwave and millimeter wave nondestructive testing and evaluation - Overview and recent advances," IEEE Instrum. Meas. Mag., vol. 61, iss. 5, pp. 2046-2060, May 2013.
- 5) G. L. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, "Microwave Filters Impedance-Matching Networks and Coupling Structures," Artech House, Norwood, MA, 1980.
- 6) D. M. Pozer, "Microwave Engineering," 4th Ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, 2011.
- 7) R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, "Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications," John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, 2007.
- 8) 小林禰夫, 古神義則, 鈴木康夫, 「マイクロ波誘電体フィルタ」, (社)電子情報通信学会, 東京, 2007
- 9) 待鳥誠範, 「導波管無極フィルタの寸法誤差依存性のモンテカルロ解析」, 2023 年電子情報通信学会総合大会, no.C-2-33, 埼玉, Mar. 2023
- 10) Y. Chen and S.-W. Zhang, "Design of millimeter-wave bandpass filters based on improved asymmetric parallel-coupled microstrip line structure for direct detection system of CubeSat radiometer," Microw. Opt. Technol. Lett. 64(1), pp.23-29, Jan. 2021.
- 11) A. Krivovitca, U. Shah, O. Glubokov, and J. Oberhammer, "Micromachined Silicon-Core Substrate-Integrated Waveguides at 220-330 GHz," IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 68(12), pp.5123-5131, Dec. 2020.
- 12) T.-Y. Chiu and C.-H. Li, "Low-Loss Low-Cost Substrate-Integrated Waveguide and Filter in GaAs IPD Technology for Terahertz Applications," IEEE Access 9, pp. 86346-86357, Jun. 2021.

- 13) H. Yang, Y. Dhayalan, X. Shang, M. J. Lancaster, B. Liu, H. Wang, M. Henry, and P. G. Huggard, "WR-3 Waveguide Bandpass Filters Fabricated Using High Precision CNC Machining and SU-8 Photoresist Technology," IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 8(1), pp.100-107, Jan. 2018.
- 14) B. C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook," Artech House, Boston, MA, 1991.

執筆者



水野孝彦
先端技術研究所
第2研究室