

マイクロ波フィルタ設計の基礎と関連技術

Basic Design of Microwave Filters and the Related Technologies

野本俊裕

Tohihiro Nomoto

東北工業大学

Tohoku Institute of Technology

〒982-8577 宮城県仙台市太白区八木山香澄町 35-1
35-1, Yagiyamakasumi-cho, Taihaku-ku, Sendai, Miyagi, 982-8577

Abstract: It is presented how to design microwave bandpass filters and embody them. First, filters are classified according to geometries, RF characteristics, etc. Next, it is discussed how to design resonators and coupling elements. Finally, filters and multiplexers designed for the satellite and terrestrial broadcasting equipment will be shown.

1. はじめに

高速・大容量化する情報通信に対応するため、限られた電波資源の一層の有効利用が必要となる。特に同一周波数帯に割り当てられているチャンネル間の干渉を防ぎ、クリーンな電波を確保するためにはフィルタの性能が鍵となる。携帯電話や移動通信にはマイクロ波が多用されており、ますますマイクロ波フィルタの役割は重要となってくる。

さてマイクロ波帯（1GHz 以上）の周波数になると、それ以下の周波数帯で使われるような通常のコイル（インダクタ）やコンデンサ（キャパシタ）などの集中定数型の素子を用いて所望のフィルタ特性を実現することは難しい。これは、マイクロ波帯の周波数になると集中定数型の素子であるコイルの巻線間の浮遊容量やコンデンサのリード線のインダクタンスが無視できなくなり、これら素子のインダクタンスやキャパシタンスが単純な形で表現できなくなってしまうからである。しかし、コイルやコンデンサに相当するインダクタンスやキャパシタンスを他の回路技術によってマイクロ波帯で実現できるならば、集中定数回路で表現される一般的なフィルタ理論や設計法がそのまま適用できる。すなわちマイクロ波フィルタの設計は、同軸線路やマイクロストリップ線路、導波管などの回路でフィルタを構成するのに必要なインダクタンスやキャパシタンスを実現できるかどうかにかかっている。

著者は、遡ること 19 年前の MWE'95 の基礎講座「マイクロ波フィルタの設計とその応用」[1]のなかでも述べているが、改めてプロトタイプの集中定数型低域通過フィルタ理論から出発し、周波数変換に

よって帯域通過フィルタを得る方法やインピーダンス反転回路について簡単に述べる。つぎにコイルやコンデンサなどの代わりに共振器と共振器間の結合によってマイクロ波帯のフィルタが実現できること、共振器間の結合量測定方法などについて説明する（重複した内容が多々あるが、この点ご容赦願いたい）。今回、新たにフィルタ全体の導体損を最小化するため、共振器への無負荷 Q 値 (Q_0) 配分の最適化手法についても追記する。最後に具体的な例として、地上デジタル放送用に適合するフィルタおよびアンテナ共用器について紹介する。

2. フィルタ概論

2.1 フィルタの分類 [1]

フィルタは、一般に①機能、②動作原理および③共振器の種類によって分類され、さらに①の機能の観点からは、低域通過、高域通過、帯域通一過と帯域阻止フィルタの 4 つに、また②の動作原理の観点からは周波数領域で設計する方法と時間領域で設計する方法、さらに③の観点からは使用する共振器の種類によって分類される。

特に②の観点からは、周波数領域で設計する場合には、振幅特性と位相特性のいずれを重視するかによって分けられる。振幅特性が規定される場合には、バターワース (Butterworth) フィルタ、チェビシェフ (Chebyshev) フィルタや連立チェビシェフ (楕円関数型とも呼ばれる) フィルタなどが用いられる。また、位相特性に線形性 (遅延時間が平坦) が要求される場合には、ベッセル (Bessel) あるいはトムソン (Thomson) フィルタや TBT (Transitional

Butterworth-Thomson) フィルタが用いられる。また③の観点からは、電磁波を利用するのか磁気波を利用するのかによっても分けられる。詳細については文献[2]などを参照されたい。

2.2 フィルタの伝達関数

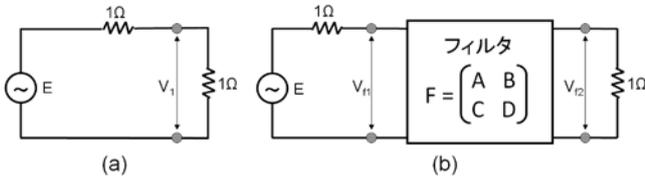


図1 フィルタの伝達関数とは

マイクロ波帯の信号では電圧の定義が曖昧となるが、周波数領域で設計されるフィルタの伝送係数は、信号源Eに整合負荷を接続した場合の整合負荷にかかる電圧と当該フィルタを介して整合負荷を接続した場合の整合負荷にかかる電圧との比によって定義される [図1 (a)、(b)。同図(b)に示すようにフィルタを4端子網で表し、 F 行列要素 A, B, C, D からフィルタの伝達関数 $T_f(s)$ を求めれば、

$$T_f(s) = V_{f2}(s) / V_{f1}(s) = 2 / (A + B + C + D) \quad (1)$$

となる。ただし s は複素周波数で、実数部 (損失係数) を δ 、虚数部 (実周波数) を ω すなわち $s = \delta + j\omega$ とすれば、挿入損失 $L(s)$ 、位相 $\beta(s)$ および群遅延時間 $\tau(s)$ は、

$$L(s) = -20 \log_{10} |T_f(s)| \quad (\text{dB}) \quad (2a)$$

$$\beta(s) = \arg \{T_f(s)\} \quad (\text{rad/deg}) \quad (2b)$$

$$\tau(s) = d\beta(s) / d\omega \quad (\text{sec}) \quad (2c)$$

で与えられる (ω は基準化角周波数)。従って、フィルタの4端子定数がわかれば伝送特性はすべて決定できる。プロトタイプ of 低域通過型バターワースフィルタや帯域内等リップル特性をもつチェビシェフフィルタの挿入損失 $L(\omega)$ は、

• バターワースの場合：

$$L(\omega) = 10 \log_{10} (1 + \omega^{2n}) \quad (3)$$

• チェビシェフの場合：

$$L(\omega) = 10 \log_{10} [1 + (10^{Am/10} - 1) \cos^2(n \operatorname{acos} \omega)] \quad (\omega < 1) \quad (4a)$$

$$L(\omega) = 10 \log_{10} [1 + (10^{Am/10} - 1) \cosh^2(n \operatorname{acosh} \omega)] \quad (\omega > 1) \quad (4b)$$

で与えられる (A_m は帯域内リップル、 n はフィルタの段数。帯域内リップルが大きいほど、またフィルタ段数が多いほど急峻な帯域外遮断特性が得られる

反面、通過域の特性は劣化する)。これらのフィルタは最小位相推移回路であり、振幅特性が定めれば位相特性は一意的に決定される[3]。

一方、振幅と位相を個別に設定できる非最小位相推移型フィルタ (楕円関数型などの有極型フィルタ) の挿入損失 $L(\omega)$ は

$$L(\omega) = 10 \log_{10} \{1 + (10^{Am/10} - 1) \cos^2 [(n - 2m) \operatorname{acos} \omega + 2 \sum_k \operatorname{acos} \omega [(a_{pk}^2 - 1) / (a_{pk}^2 - \omega^2)]^{1/2}]\} \quad (5)$$

で与えられる (k は極の数、 a_{pk} は k 番目の極の位置で、 $k = 1, 2, 3, \dots, 2m$ で $n - 2m \geq 1$) [4]。なお、式(5)では \cos 、 acos とも複素変数を許容し、また任意に極の数や帯域外保証減衰量を極ごとに設定できるので、非常に便利な式である。さらにこの(5)式で $m = 0$ とすればチェビシェフ型フィルタ特性と一致するので、帯域内等リップル特性を有するフィルタの挿入損失を記述する一般式とも言える。

3. マイクロ波フィルタの設計理論

ここでは S. B. Cohn が考案した方法で、プロトタイプ of 集中定数型フィルタの設計から出発し、それを発展させたマイクロ波帯で最も一般的な直結型の帯域通過フィルタを実現する方法について説明する。

3.1 フィルタ設計の基礎知識 [5], [6]

図2 (a) に、集中定数回路で表現したプロトタイプ of 低域通過フィルタを示す。 $g_1, g_3, g_5 \dots$ は並列のキャパシタンス、 $g_0, g_2, g_4 \dots$ は直列のインダクタンスであり、その値はフィルタの型式と段数によって決まった値をとる。また、負荷低抗 r の値は n が奇数のとき 1 である。図2 (b) は、低域通過フィルタ

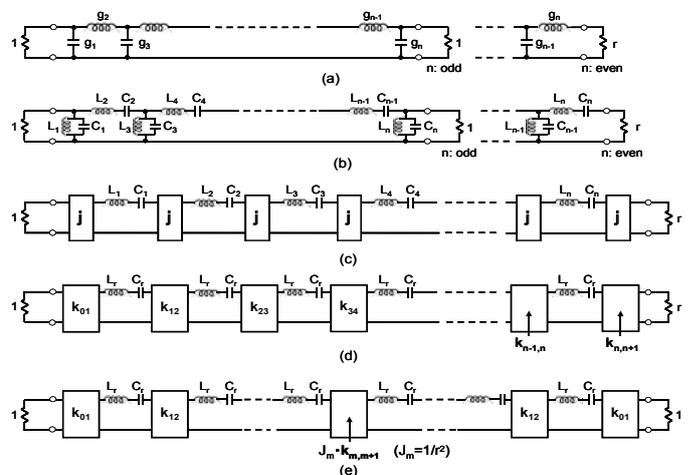


図2 低域通過フィルタからマイクロ波直結型帯域通過フィルタへの変換を説明する図

に次のような周波数変換を行うことにより得られた帯域通過フィルタである。

$$\omega' \rightarrow (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)/\Delta \quad (6)$$

ただし ω' はプロトタイプの低域通過フィルタの角周波数、また ω は帯域通過の角周波数で、 ω_0 はその中心角周波数、 $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$ は比帯域である (ω_1, ω_2 は通過域端)。この場合の共振器の定数 L_k, C_k は、 g_k ($k=1, 2, 3, \dots$) によって表され、

・ k が奇数の場合：

$$L_k = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k}, \quad C_k = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (7a)$$

・ k が偶数の場合：

$$L_k = \frac{g_k}{\Delta \omega_0}, \quad C_k = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (7b)$$

となる。

ところで、マイクロ波フィルタでは集中定数型の素子のような並列共振器を実現することが難しいため、図3(c)に示すような単位のインピーダンス反転回路 J (J インバータ) は、

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \pm j \\ \pm j & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

を通してすべての並列共振器を直列共振器に変換する方法が採られる。さらに、図2(d)に示すように変成比が $(L_r/L_k)^{1/2}$ の変成器を用いて同一の直列共振器を用いて L_r, C_r からなる回路構成に変換することができる。従って、 k (偶数)番目と $k+1$ 番目の共振器に挟まれたインピーダンス反転回路の変成比すなわち結合係数 $K_{k,k+1}$ は、変成比 $(L_r/L_k)^{1/2}$ の変成器と変成比 $(L_r/L_{k+1})^{1/2}$ の変成器とを従続接続したものと考えることができるから、

$$\begin{aligned} K_{k,k+1} &= (L_r/L_k)^{1/2} (L_r/L_{k+1})^{1/2} \\ &= L_r / (L_k L_{k+1})^{1/2} \end{aligned} \quad (9)$$

となる。これに(6a)式あるいは(6b)式を代入すれば、

$$K_{k,k+1} = \omega_0 \frac{\Delta L_r}{(g_k g_{k+1})^{1/2}} \quad (10)$$

が得られる。 $L_r C_r = 1/\omega_0^2$ の関係があることから、 k が奇数でも(9)式は成り立つ。入力あるいは出力の負荷低抗が接続される入出力端の変成比については、(10)式の右辺の $(L_r/g_k)^{1/2}$ をそれぞれ 1Ω と $r^{1/2}$ (n が奇数の場合は1) に置き換えればよい。すなわち $g_0 = L_r, g_{n+1} = L_r/r$ となる。しかし、偶数段のフィ

ルタについては負荷低抗 r が 1Ω でなく紛らわしいため、入出力が対称な構成 ($g_0 = g_{n+1}, g_1 = g_n, g_2 = g_{n-1}, \dots$) となるように対称の位置に変成比 J_m ($m=n/2; m$ が奇数の場合 $r^{-1/2}$ 、偶数の場合 $r^{1/2}$) の変成器を入れる方法を用いると都合がよい。このようにするとフィルタの段数が奇数、偶数に無関係となり、図2(c)に示すような等価回路が得られる。

次に、 L_r, C_r の値を決めるため図3(a)に示すような半波長 $\lambda_g/2$ の分布定数線路を考える。これを等価回路で表せば図4(b)になる ($1:-1$ の変成器は省略)。並列素子のサセプタンス B は $\theta = \pi$ の近傍ではほ

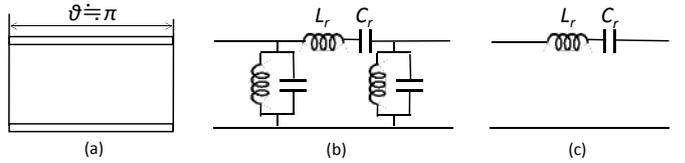


図3 半波長伝送線路の等価回路

ぼほぼ 0 になること、また実際のフィルタではインピーダンス反転回路である小さなリアクタンス素子 (サセプタンスは大) がこれと並列で接続されるので、この並列素子を省略して直列素子のみとして扱うことができる。従って、半波長の分布定数線路は図3(c)に示すような直列素子のみで表現できることになる。この直列素子のリアクタンス X は、 $\theta = \pi$ (共振点： $\omega = \omega_0$) の近傍では、

$$X = -\sin\theta \doteq \theta - \pi = \pi (\lambda_{g0}/\lambda_g - 1) \quad (11)$$

で与えられる。一方、 L_r, C_r からなる共振器のリアクタンス X_s は

$$X_s = \omega L_r - 1/(\omega C_r) \quad (12)$$

であるから、 $\omega = \omega_0$ の近傍で X の傾きと X_s の傾きが等しい、すなわち $(X|_{\omega=\omega_2} - X|_{\omega=\omega_1})/(\omega_2 - \omega_1) = [dX_s/d\omega]_{\omega=\omega_0}$ と考えれば、

$$L_r \doteq \frac{\pi}{2} \lambda_{g0} \frac{1/\lambda_{g2} - 1/\lambda_{g1}}{\omega_2 - \omega_1} \quad (13a)$$

$$= \frac{\pi \lambda_{g0}}{2 \omega_0 \Delta} (1/\lambda_{g2} - 1/\lambda_{g1})$$

$$C_r = 1/(\omega_0^2 L_r) \quad (13b)$$

となる。(13a)、(13b)式中の L_r を(10)式に代入すれば、

$$K_{k,k+1} = \frac{\Omega}{(g_k g_{k+1})^{1/2}} \quad (14a)$$

$$\Omega = \pi \lambda_{g0} / 2 / (1/\lambda_{g2} - 1/\lambda_{g1}) \quad (14b)$$

となり、所要のインピーダンス反転回路の変成比が決定される。

3.2 インピーダンス反転回路

図4に示すように並列リアクタンス x の両側に電気長 ϕ の伝送線路をもつ回路の4端子定数 F_{inv} を求めると、

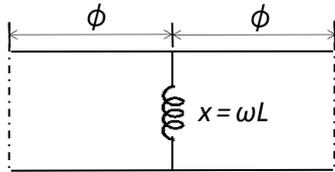


図4 インピーダンス反転回路

$$F_{inv} = \begin{bmatrix} \cos(2\phi) + \sin(2\phi)/(2x) \\ j \cdot \{\sin(2\phi) - \cos^2(\phi)/x\} \\ j \cdot \{\sin(2\phi) + \cos^2(\phi)/x\} \\ \cos(2\phi) + \sin(2\phi)/(2x) \end{bmatrix} \quad (15)$$

となる。ここで F_{inv} の対角要素 (A と D) が 0 となる条件を求め、そのときの ϕ を ϕ_0 とすると、

$$x = -\frac{\tan(2\phi_0)}{2} \quad (16)$$

となる (x が正の値であれば ϕ_0 は負の値をとることになるが、府の電気長は実現できないため、実際にはこの伝送線路の両端に接続される共振器の長さを ϕ_0 に相当する分だけ短くする)。そして(16)式を(15)式に代入すると、

$$F_{inv} = -j \begin{bmatrix} 0 & K \\ 1/K & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

となり、変成比が K であるインピーダンス反転回路となる。すなわち、この回路に並列サセプタンス B を接続すれば直列リアクタンス $X = K^2 B$ に変換され、逆に直列リアクタンス X を接続すれば並列サセプタンス $B = X/K^2$ に変換される。フィルタを広帯域化するためにはこのインピーダンス変換回路の周波数依存性をいかに小さくできるかが鍵となる。

3.3 共振器の設計[6], [7]

マイクロ波帯で多用される伝送線路には、同軸線路、マイクロストリップ線路、導波管、誘電体線路などがある。これらを利用して共振器を実現するためには、

- ① 線路の長さを $s\lambda_g/2$ (s は整数) として線路の

両端を短絡、あるいは開放とする

- ② 線路の長さを $(2s+1)\lambda_g/4$ として線路の一方を短絡、他方を開放とする

ことが基本である。しかしながらどの共振器を選択するかは、使用周波数帯やシステム要求によって異なってくる。例えば、小型で导体損がある程度許容される場合にはマイクロストリップ線路型共振器、一方で比較的大電力を扱い导体損を極力抑えたい場合には導波管型共振器 (空洞) が用いられる。また極めて少ない导体損が要求される場合には超伝導を利用した共振器が有効である。しかし、要求されるシステム条件によって最適な共振器を選ぶことが重要となる。

3.4 フィルタの伝達関数と共振器間の結合係数

フィルタは、ほとんどの場合挿入損失の周波数特性 $L(\omega)$ が要求条件として与えられるので、この所要の $L(\omega)$ からフィルタの伝達関数や共振器間の結合係数を決定しなければならない。そこで、以下のような方法によって伝達関数や結合係数を求める。

まず着目するのは 2.2 で示した(5)式の右辺中の

$$\cos[(n-2m)\text{acos}\omega + 2\sum_k \text{acos}\omega \cdot [(a_{pk}^2 - 1)/(a_{pk}^2 - \omega^2)]^{1/2}] \equiv f(\omega) \quad (18)$$

の部分で $[(10^{Am/10} - 1)^{1/2} f(\omega) = g(\omega)]$ は特性関数と呼ばれる]、(18)式の \cos を \exp の実数部と考えれば、

$$\begin{aligned} f(\omega) &= \text{Re}\{\exp[j \cdot \{(n-2m)\text{acos}\omega + 2\sum_k \text{acos}\omega \\ &\quad [(a_{pk}^2 - 1)/(a_{pk}^2 - \omega^2)]^{1/2}\}] \\ &= \text{Re}\{[(\omega + j \cdot (1 - \omega^2)^{1/2})^{n-2m} \prod_k [(\omega(a_{pk}^2 - 1)^{1/2} \\ &\quad + j \cdot a_{pk}(1 - \omega^2)^{1/2})^2 / (a_{pk}^2 - \omega^2)]\}] \} \end{aligned} \quad (19)$$

書き換えられるので、特性関数 $g(\omega)$ は次式のような多項式の形で表すことができる。

$$g(\omega) = \varepsilon \prod_i (\omega^2 - \omega_i^2) / \prod_k (\omega^2 - a_{pk}^2) \quad (20)$$

ただし、 ω_i は $0 < \omega < 1$ の間に存在する零点で、 ε は $(10^{Am/10} - 1)^{1/2}$ に比例した定数であり、 $L(\omega)$ は

$$L(\omega) = 10 \log_{10} [1 + |g(\omega)|^2] \quad (21)$$

と書き表すことができる。角周波数 ω は複素周波数 s の虚数部であることから、 $g(\omega)$ の変数 ω を複素周波数領域に拡張すれば ($\delta = 0$ とする)、

$$g(s) = \varepsilon \prod_i (s^2 + \omega_i^2) / \prod_k (s^2 + a_{pk}^2) \quad (22)$$

$$\begin{aligned} L(s) &= 10 \log_{10} [1 + |g(s)|^2] \\ &= 10 \log_{10} [1 + g(s)g(-s)] \end{aligned} \quad (23a)$$

となる。また、

$$L(s) = -20 \log_{10} [|T_f(s)|] \\ = -10 \log_{10} [T_f(s) T_f(-s)] \quad (23b)$$

であるから、

$$T_f(s) T_f(-s) = 1 / [1 + g(s) g(-s)] \\ = \frac{1}{1 + [\varepsilon \prod_i (s^2 + \omega_i^2) / \prod_k (s^2 + a_{pk}^2)]^2} \quad (24)$$

となり、フィルタの伝達関数 $T_f(s)$ は最終的に、

$$T_f(s) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{(s^2 + a_{p1}^2)(s^2 + a_{p2}^2) \cdots (s^2 + a_{pm}^2)}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \cdots + a_0} \quad (25)$$

という多項式の形に記述できる (n はフィルタの段数、係数 $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, a_{n-1}$ は正の実数)。すなわち (1) 式で表される伝達関数と上記 (25) 式のそれとが一致しなければならないことから、一意的に係数は求まる。

ここでフィルタの等価回路について考える。一般的に有極型のフィルタを含む等価回路としては、図 5 (a)、(b) に示すような等価回路が用いられている。一方著者が多用する等価回路を同図 (c) 示す。 $1:N_1$ と $N_2:1$ は入出力変成器の変成比を表し、 $M_{k,k+1}$ 、 $M_{k,k+m}$ ($m \geq 2$ 以上の整数) は変成器間の相互インダクタンスで共振器間の結合係数に対応する [$M_{k,k+1}$

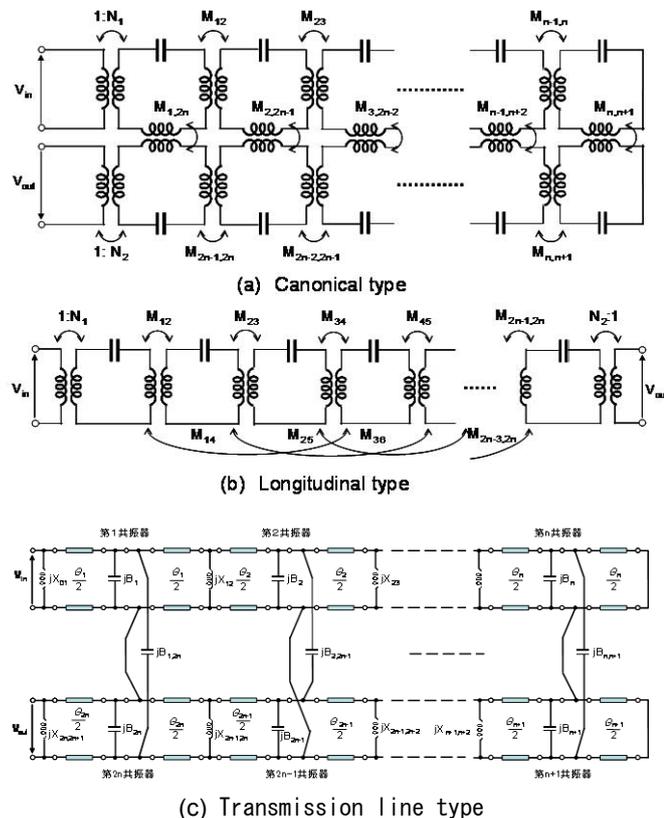


図 5 フィルタの等価回路

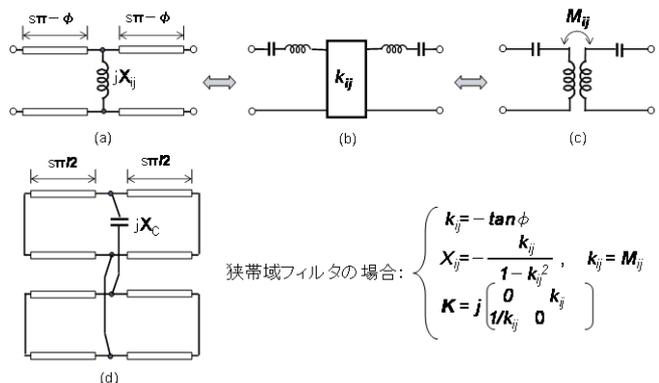


図 6 異なった表記間の結合係数の対応

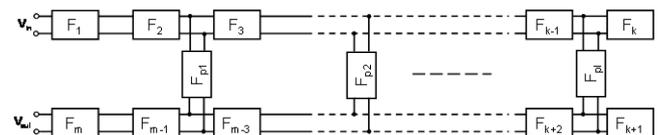


図 7 フィルタを各素子の F 行列を縦続接続、

は、図 3 (e) の $K_{k,k+1}$ に対応]。また、 $M_{k,k+i}$ は極を作るために必要な飛び越し結合である。図 5 (a) の構成では最大の極数を実現できるが、同図 (b) の構成では実現できない。なお図中では省略しているが、周波数を基準化しているのですべての変成器の自己インダクタンス L は $1/2$ [H]、コンデンサ C は 1 [F] である。参考として図 6 に表記の異なる結合係数間の対応を示す。

また図 7 は、図 5 (c) に示すフィルタの等価回路を、個々の素子ごとに分解してそれぞれの F 行列を縦続接続、並列接続によって構成した回路図である。次に、このフィルタの等価回路を使って (1) 式の F_i 行列要素 A, B, C, D を求めて (1) 式から $T_f(s)$ を決定し、そして (1) 式と (25) 式で与えられる 2 つの $T_f(s)$ の係数を比較することによって N, N_2, M_{ij} を求めることができる。

このように変圧比や結合係数が決まればこれの値に一致するように、例えば図 6 (a) に示すリアクタンス X_{ij} を実際のフィルタ回路で実現すればよい、あるいは同図 (d) に示すように並列リアクタンス X を伝送線路の半分の位置から接続する直列 X_C に変換することも可能である。

3.6 一端終端型フィルタ [8], [9]

通常用いられるフィルタのほとんどは、二端 (両端) 終端型フィルタと呼ばれる設計法によって実現され、図 8 (a) に示すように入力側と出力側に整合負荷が接続されることを想定したフィルタである。一方、一端終端型フィルタとは、図 8 (b) に示すように入力側には内部抵抗のない電源を直接接続して出力

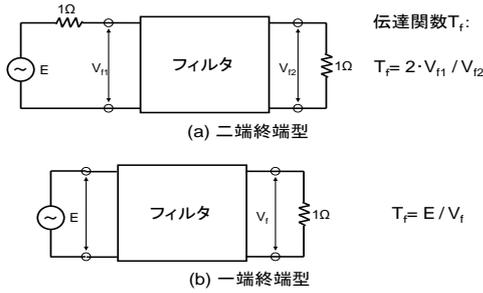


図9 二端終端型フィルタと一端終端型フィルタ

側のみ整合負荷を接続するフィルタの設計法であり、伝達関数 T_f は電源電圧 V_{in} と負荷に現れる V_{out} の比 V_{in}/V_{out} として定義される。

一端終端型フィルタの特徴は、図9に示すようにその入力側（電源側）から見たインピーダンス特性にある。通過帯域内で抵抗分がほぼ1、帯域外でほぼ0、一方リアクタンス分は帯域内で右下がり、帯域外で右上がりに変化しかつ帯域内と帯域外との遷移領域でピークをもつことである（抵抗分が0.5の周波数とリアクタンスがピークとなる周波数は一致）。そこで、中心周波数が一定の間隔で隣接する3つのフィルタを直列接続すると接続時の入力インピーダンスは図11に示すように、3つのフィルタ通過帯域内で抵抗分はほぼ1、リアクタンス分は中央のフィルタ帯域内でほぼ0となる。すなわち内部インピーダンスが1の信号源に接続すれば、中央のフィルタの通過帯域内では整合がとれることになる。同様に5, 7, 9...個のフィルタを接続すれば、最も低い中心周波数フィルタと最も高いフィルタに挟まれたフィルタの通過帯域内ではリアクタンス分が0、抵抗分が1となり、この帯域内で信号源と整合がとれる。その結果、一端終端型フィルタを用い

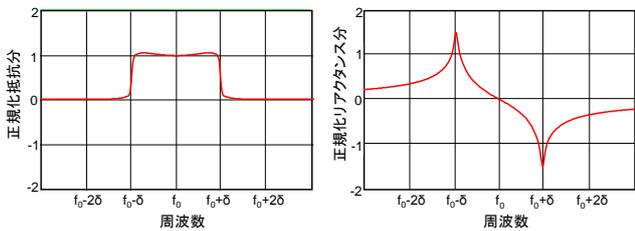


図9 入力インピーダンス特性

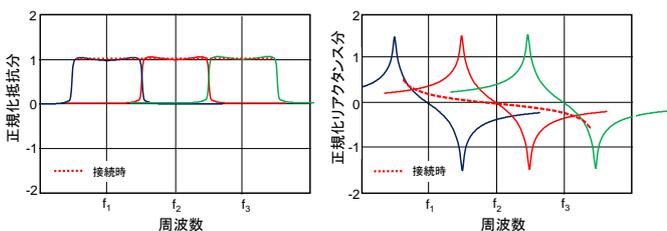


図10 隣接する3つのフィルタ接続時の入力インピーダンス特性

ると隣接するチャンネルフィルタを複数接続してもお互いに干渉ないマルチプレクサを実現することができる。

4. 具体的なフィルタとマルチプレクサの実現例

ここでは具体的なフィルタ実現例として、地上デジタル放送用に試作したフィルタおよびアンテナ共用器としてのマルチプレクサについて紹介する。

4.1 フィルタの設計と試作[10]

2003年12月から東京、名古屋、大阪の3大都市圏から始まった地上デジタル放送は2012年3月末で全国展開が完了し、足かけ60年続いたアナログ放送はその役割をすべて終了した。デジタル放送は、既存のアナログ放送が混在する中での整備であり、限られた電波を有効利用するという観点からアナログ放送には存在しなかった同一サービスエリア内に隣接チャンネルの配置が不可欠となった。そのため隣接チャンネル信号を十分に減衰させ、互いに隣接するチャンネル信号間の干渉を押さえることのできる高性能なRFフィルタの実現が要求されることとなった。具体的に日本の地上デジタル放送使用されるUHF帯の電波はチャンネル間隔が6MHzで信号の伝送帯域は5.58MHzと広く、いわゆるガードバンドは0.42MHzしかない。

表1に、通称オレンジブックと呼ばれる地上デジタル放送用送信設備共通仕様書[10]に記載された隣接チャンネル信号除去用RFフィルタに関する仕様を抜き出して示した。

表1 RFフィルタに関する仕様

	標準タイプ	タイプI	タイプII	タイプIII*
中心周波数 (f_0)	1.0	1.0	1.0	1.0
$< f_0 \pm 2.79\text{MHz}^*$	1.5	1.5	1.5	1.5
$> f_0 \pm 3.2\text{MHz}$	—	10	15	30
$> f_0 \pm 4.36\text{MHz}$	15	20	30	50
$> f_0 \pm 6 \sim 9\text{MHz}$	15	25	30	50

*: 入力フィルタのみに適用

(単位: dB)

** : 振幅偏差は1.0dB以下

ここではタイプIIの仕様を考慮したフィルタに対して、帯域内リップルが0.03dB、帯域外保証減衰量17dBおよび31dBとする伝達関数 $t(s)$ を求めると(26)式で与えられる。

$$t(s) = \frac{(s^2 + a_{p1}^2)(s^2 + a_{p2}^2)}{\epsilon_0 (s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0)} \quad (26)$$

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_0 &= 3.633346 & a_{p1} &= 1.111 & a_{p2} &= 1.635 \\ a_5 &= 2.069365 & a_4 &= 3.895957 & a_3 &= 4.378523 \\ a_2 &= 3.888510 & a_1 &= 2.237593 & a_0 &= 0.911290 \end{aligned} \right\}$$

上記6段楕円関数型フィルタを、中心周波数 f_0 が 500 MHz 帯で Q_0 が 6,000 以上の共振器で製作すれば、オレンジブックに規定された仕様値 VSWR 1.3 以下、挿入損失 1.5 dB @ $f_0 \pm 2.79$ MHz 以下、15 dB @ $f_0 \pm 3.2$ MHz 以上、30 dB @ $f_0 \pm 4.36$ MHz 以上を満足できることをシミュレーションによって確認しておくことが重要である。

一般に Q_0 の高い共振素子としては、空洞共振器、誘電体共振器や超伝導素子などが考えられる。地上デジタル中継局に使用するためには小型・軽量で安価であることが重要であり、仕様を満足する範囲で可能な限りは従来から使用されている 1/4 波長同軸共振器を利用することが望ましい。1/4 波長同軸共振器 (TEM モード) の場合、外導体の寸法および外導体と内導体の寸法の比によって決まるが、UHF 帯において得られる Q_0 の理論値は不要な高次モードの抑制を考慮すると 1 万数千 [10] である。また実用化を前提とするとフィルタ効率 (実効的な Q_0 と Q_0 の理論値との比) は 50~60% と考えるのが現実的であり、それでも実効的な Q_0 としては最低限必要な 6,000 程度は確保できる。しかし地上デジタル放送機の設置される使用環境は厳しく、温度範囲は -10 ~ 45°C を想定しておくことが望ましい。そこで同じ共振器のタイプを用いてフィルタ効率を向上させて実効的な Q_0 を向上させる手法を適用する。

多段構成されたフィルタでは各共振器内で電磁界の集中度が異なっていることは知られている [12]。そこで各共振器内で導体損によって消費される電磁界エネルギーが異なることに着目し、 Q_0 の配分を共振器ごとに変えることでフィルタ全体の損失を減らせる可能性の有無について考えてみる。すなわち、電磁界エネルギー集中した共振器には高い Q_0 を、比較的集中が少ない共振器には比較的低い Q_0 を与えれば帯域内伝送特性を改善できるのではないかとこの考え方である。ただし前提条件として、フィルタ全体の大きさ (体積) は一定とする。

図 12 は、各共振素子の本質と実際の回路との対応が取りやすい分布定数線路表示をした 6 段楕円関数型フィルタの等価回路である。また、(26) 式から伝送路長や結合係数などの回路定数を求めると (27) 式のようなになる。

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_6 = 3.013, \quad \theta_2 = \theta_5 = 3.119, \quad \theta_3 = \theta_4 = 3.124 \\ X_{01} = X_{67} = 0.11859, \quad X_{12} = X_{56} = 0.01083 \\ X_{23} = X_{45} = 0.00578, \quad B_{16} = 0.00173 \\ B_{25} = -0.00621, \quad B_{34} = 0.01765 \end{aligned} \right\} (27)$$

ここでこの等価回路から各共振器に蓄えられる電磁界エネルギーの量を評価するための一手法として、

各共振器の中心部に配置したサセプタンス素子 B_i の両端にかかる電圧 v_i (電界強度に比例) を計算する。中心周波数を 500 MHz、等リップル帯域幅を 5.7 MHz とし、 Q_0 を無限大とした場合の計算結果を図 12 に示す。中心周波数の近辺では v_3 と v_4 がほぼ等しい値で最も小さく、次いで v_1 と v_6 、そして v_5 と v_2 の順に大きくなっている。また帯域の端 ($f_0 \pm 2.79$ MHz) 近辺では v_6 、 v_1 、 v_5 、 v_2 、 v_4 、 v_3 の順に大きくなっている。このように電界強度は明らかに周波数に依存し、各共振器で電磁界エネルギーの集中し、各共振器で電磁界エネルギーの集中度が異なることを確認できる。通常は各共振器の Q_0 が均一として、導体損 $L_c(f)$ は (f は周波数)

$$L_c(f) = \alpha_0 (v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 + v_5^2 + v_6^2) \quad (28)$$

によって計算できるが、 Q_0 が不均一の場合には、

$$L_c(f) = \alpha_1 v_1^2 + \alpha_2 v_2^2 + \alpha_3 v_3^2 + \alpha_4 v_4^2 + \alpha_5 v_5^2 + \alpha_6 v_6^2 \quad (29)$$

で計算しなければならない。ただし、 α_0 、 α_i は共振器の損失係数で、 $\alpha_i = \pi / (2 Q_i)$ であり [10]、そのときのフィルタの挿入損失 $L(f) = 10 \log_{10} \{1 - |L_c(f)|^2\}$ [dB] で表される。従って、例えば各共振器の Q_0 の合計を一定 (概念的にはフィルタの外形寸法を一定) のもとで $\alpha_1 \sim \alpha_6$ の配分を適切に変えてやれば、(29) 式から計算される導体損を最小とし、フィルタの挿入損失や帯域内での振幅変動の最小化 (平坦化) も

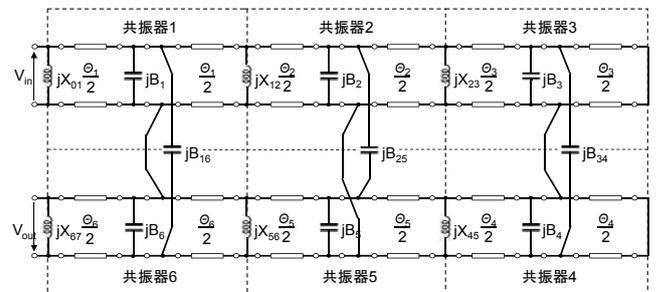


図 11 分布定数線路からなる共振器で表示した 6 段楕円関数型フィルタの等価回路

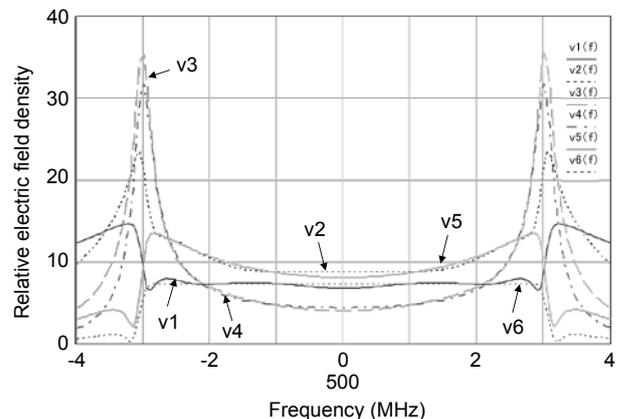


図 12 フィルタ内部の電界強度 (計算値)

可能となる。

表2にその一例を示す。ここでは第1と第6共振器の Q_0 を Q_1 、第2と第5共振器の Q_0 を Q_2 、第3と第4共振器の Q_0 を Q_3 として計算している。 L_0 は中心周波数、 L_e は帯域端における挿入損失である。この表から Q_1 は L_0 に、 Q_3 は L_e に深く関与しているのがわかる。すなわち Q_1 を小さく Q_3 を大きくすれば帯域内振幅偏差(L_e-L_0)を少なくできることになる。表1に示すように L_0 、 L_e がそれぞれ1.0 dB、1.5 dB以下で、 L_e-L_0 は1.0 dB以下と規定されている。 Q_0 が5,000均一のNo. 9の場合には L_e も L_e-L_0 もともに仕様を満たさないが、表2の中のNo. 17やNo. 18のように適切に Q_0 を配分してやれば帯域内振幅特性の仕様値をすべて満足することが可能となる。このこと、 Q_0 が6,000均一の場合とほぼ同等の特性が得られることを意味し、結果として Q_0 が単純に共振器の外形寸法に比例すると仮定すれば、フィルタ全体で20%程度の小型化が可能になる。

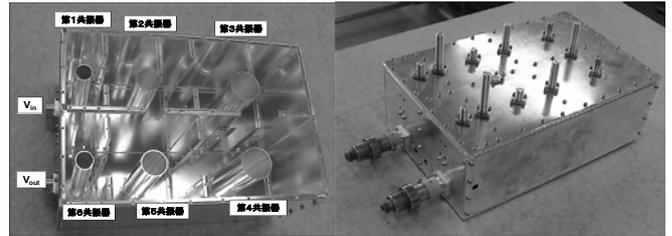
中心周波数 f_0 を500 MHz、等リップル帯域幅を5.7 MHzとし、不均一な Q_0 をもつ1/4波長同軸線路型共振器によって構成する。具体的な共振器寸法は、外導体を矩形とし内導体は片端短絡円柱パイプ型の構造で、第1と第6共振器、第2と第5共振器および第3と第4共振器の外導体の長さは、それぞれ50 mm、100 mm、150 mm、幅は100 mm、高さはすべて等しい150 mmに設定した。また内導体の外径寸法は、

表2 各共振器の Q_0 と帯域内挿入損失の関係

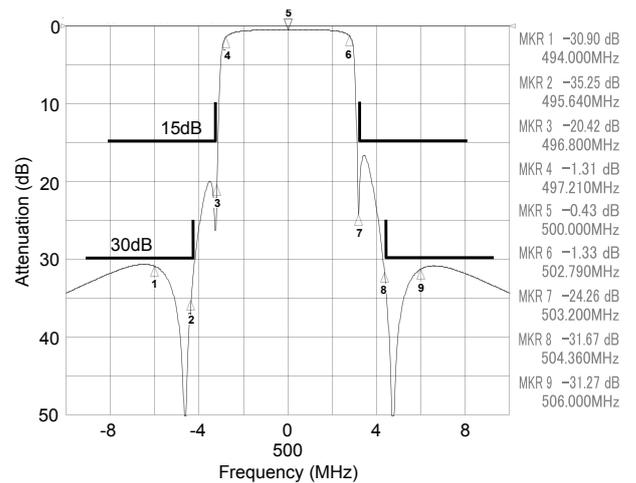
No	Q_1	Q_2	Q_3	L_0	L_e	L_e-L_0
1	7,000	6,000	2,000	0.40	2.54	2.14
2	7,000	5,000	3,000	0.40	2.07	1.67
3	7,000	3,000	5,000	0.49	1.86	1.37
4	6,000	5,000	4,000	0.39	1.75	1.36
5	6,000	4,000	5,000	0.43	1.67	1.24
6	6,000	3,000	6,000	0.50	1.72	1.22
7	5,000	7,000	3,000	0.38	1.96	1.58
8	5,000	6,000	4,000	0.38	1.70	1.32
9	5,000	5,000	5,000	0.40	1.57	1.17
10	5,000	4,000	6,000	0.44	1.55	1.11
11	5,000	3,000	7,000	0.52	1.64	1.12
12	4,000	7,000	4,000	0.39	1.67	1.28
13	4,000	6,000	5,000	0.41	1.53	1.12
14	4,000	5,000	6,000	0.43	1.46	1.03
15	4,000	4,000	7,000	0.47	1.47	1.00
16	3,000	7,000	5,000	0.44	1.53	1.09
17	3,000	6,000	6,000	0.45	1.44	0.99
18	3,000	5,000	7,000	0.48	1.41	0.93
19	2,000	7,000	6,000	0.54	1.51	0.97
20	2,000	6,000	7,000	0.56	1.46	0.90

各共振器ではほぼ最大の Q_0 が得られるようにそれぞれ10 mm、20 mm、30 mmとした。試作した6段楕円関数型フィルタの写真を、図13(a)、(b)に示す。全体の寸法は300 mm×200 mm×150 mmである。

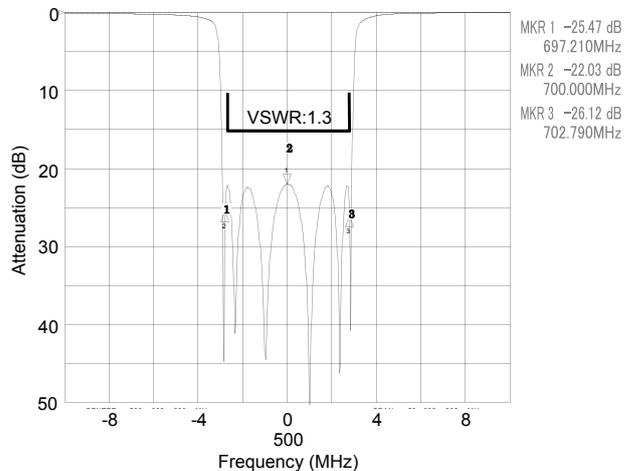
次に伝送特性、反射特性を図14(a)、(b)に示す。中心周波数での挿入損失 L_0 は0.43 dB、帯域端 $f_0 \pm 2.79$ MHzでの減衰量 L_e は1.33 dBであり、その結果帯域内振幅偏差は0.90 dBとほぼ設計通りの値である。



(a) 内部 (b) 外観
図13 6段楕円関数型フィルタの写真



(a) 伝送特性



(b) 反射特性

図14 6段楕円関数型フィルタの伝送・反射特性

これは表 2 で示した共振器の Q_0 がすべて 5,000 のフィルタ ($L_0=0.40$ dB, $L_e=1.57$ dB) に比べて、中心周波数で 0.03 dB の増加があるものの帯域内振幅偏差は 0.27 dB 改善が得られている。また帯域外減衰特性、反射特性についても表 1 の仕様を満たしている。

4.2 マルチプレクサの設計と試作[13]

地上デジタル放送用に実用化されているアンテナ共用器 (Duplexer または Multiplexer の応用例) の多くは、CIB (Constant Impedance Bandpass filter) 型と呼ばれるもので、2つの 180 度ハイブリッドと 2つのチャンネルフィルタを使って構成される。一方、チャンネルの数とフィルタ数とが同数で済む方式として出力合成型[9]がある。しかしながら、この方式では隣接フィルタ相互の干渉を抑えるための特殊なフィルタ設計が必要となる。この特殊なフィルタ設計法として 3.6 で述べた一端終端型フィルタを適用しアンテナ共用器を設計・試作する。

アンテナ共用器に対する要求条件は、表 1 に記載したチャンネルフィルタとほぼ同じであるが、帯域内の振幅偏差のみ 2.5 dB まで許容される。そのため共用器とした場合の若干の特性劣化を考慮して、(26)式と同じ伝達関数 $t(s)$ を適用する。フィルタ単体の目標性能としては、中心周波数 f_0 での挿入損失を 0.6 dB、振幅偏差を 2.0 dB 以下とする。この場合、理論的な Q_0 は 5,000 程度の共振器で実現が可能である。(26)式から端終端型フィルタとして設計するために必要な回路定数を求めると、(30)式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= 3.01746, & \theta_2 &= 3.11383, & \theta_3 &= 3.11809 \\ \theta_4 &= 3.11464, & \theta_5 &= 3.09735, & \theta_6 &= 2.92526 \\ X_{01} &= 0.11126, & X_{12} &= 0.01047, & X_{23} &= 0.00566 \\ X_{45} &= 0.00910, & X_{56} &= 0.02353, & X_{67} &= 0.19813 \\ B_{16} &= 0.00419, & B_{25} &= -0.00116, & B_{34} &= 0.01785 \end{aligned} \right\} (30)$$

上述したように Q_0 は 5,000 程度で良いため、ここでは一端を短絡、他端を開放とした 1/4 波長同軸 (半同軸) 共振器によってフィルタを設計する。また簡単のため、各共振器の幅と長さはすべて 100 mm とし、高さは 150 mm とし、共振器の内導体である円筒パイプの直径は $\phi 30$ mm とした。出力合成型共用器の構成を図 15 に示す。接続用ケーブルの線路長 $l_1 \sim l_5$ の

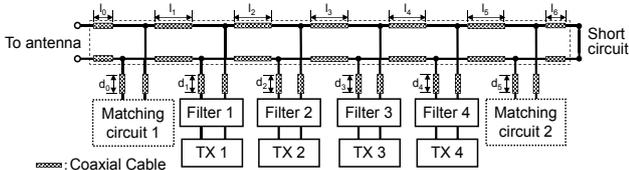


図 15 出力合成型共用器の構成

長さは 1/2 波長程度の値で、また $d_0 \sim d_5$ の長さは各フィルタのインピーダンスが主線路との接続点において所望のインピーダンスとなるように決められる。

3.6 で述べたように、整合回路は原理的に必要であるが、実際の回路では線路長の調整やフィルタ特性の再調整によって不要となる場合もある[10]。

中心周波数を 500 MHz、等リップル帯域幅 5.7 MHz で試作した一端終端型フィルタ (二端を終端して測定) の伝送特性を図 16 に示す。得られた減衰特性は、帯域内、帯域とも計算結果 (Q_0 を 5,000 と仮定) と良く一致している。また入力インピーダンス (あるいはアドミタンス) 特性を図 17 に示す。抵抗成分は帯域内でほぼ 1、帯域外でほぼ 0、またリアクタンス成分は帯域内で負のスロープをもち帯域外では正のスロープをもつという理論値どおりの特性が得られている。この試作フィルタと同様な特性をもつチャンネルフィルタを 6 MHz 間隔で配置すれば、リアクタンス成分をキャンセルされて伝送帯域内全体で抵抗成分が 1 となり、所望の共用器が実現できることになる。

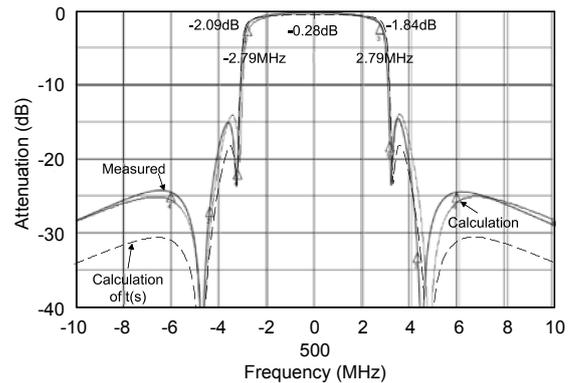
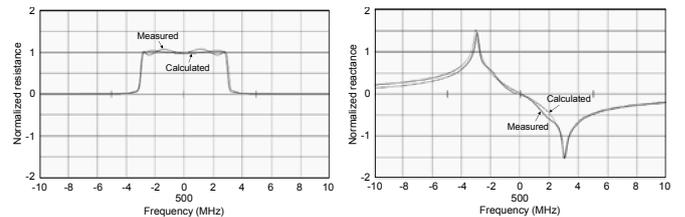


図 16 一端終端型フィルタの伝送特性



(a) 抵抗分 (b) リアクタンス分

図 17 一端終端型フィルタのインピーダンス特性

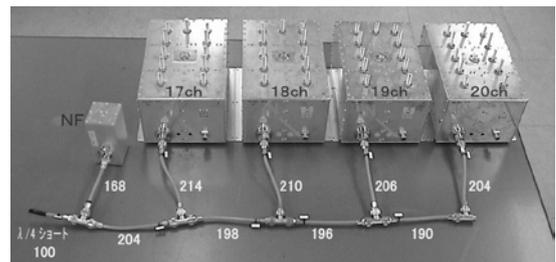
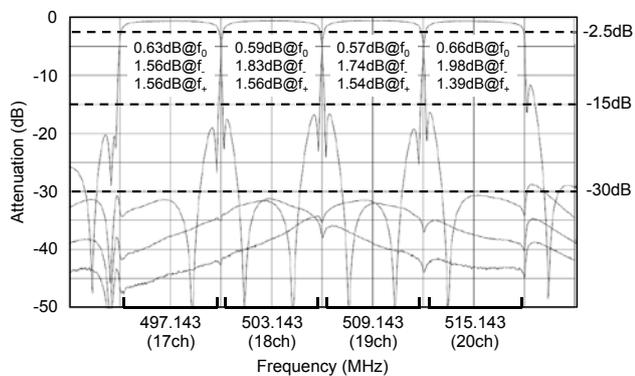


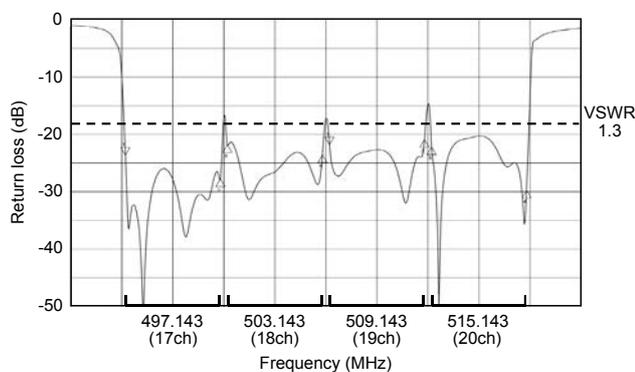
図 18 4チャンネル共用器の外観

試作した 17~20 ch に対応する周波数帯で試作した 4 チャンネル共用器の外観を図 18 に示す。ここで使用した同軸ケーブルは 5D-2W タイプのもので、図中にケーブル長の実寸法を付記している。また同軸ケーブル間の接続には市販の同軸 T 分岐コネクタを使用している。実寸法の決定においては、事前に行ったシミュレーション結果で得られた初期値をもとに、その前後数mm単位でケーブル長を交換し、帯域全体で反射が -20 dB 以下となるように調整を繰り返し行った。なお、本来高域側と低域側に 2 つの整合回路を必要とするが、試作した共用器ではフィルタの第一共振器内の調整ネジやケーブル長等を若干調整することによって高域側の整合回路を不要にすることができた。整合回路を不要にできた理由は不明であるが、積極的に整合回路を無くすことができれば共用器の小型化には有効である [14]。

試作した共用器の伝送・反射特性を図 19 に示す。各チャンネルフィルタにおいて帯域内の挿入損失は f_0 で 1.0 dB 以下、 $f_0 \pm 2.79$ MHz の範囲内の振幅偏差は 2.5 dB 以下、帯域外減衰量も 15 dB@ $f_0 \pm 3.2$ MHz、30 dB@ $f_0 \pm 4.36$ MHz を確保し、仕様値を満足している (17 ch より低い周波数帯および 20 ch より高い周波数帯は規定の範囲外)。また、反射はすべてのチャンネル内において -20 dB 以下を示し、VSWR 1.3 を確保している。



(a) 伝送特性



(b) 反射特性

図 19 4 チャンネル共用器の伝送・反射特性

5. あとがき

本講では、マイクロ波フィルタを設計するうえで必要な基礎知識、関連技術およびフィルタの設計例について解説してきた。まずフィルタの分類について述べ、つぎにマイクロ波帯の帯域通過フィルタを実現するうえで重要な共振器と段間結合回路の設計の基礎について述べた。そして、地上デジタル放送用に設計したフィルタおよびアンテナ共用器の試作例について紹介した。

また本講が、これからフィルタやマルチプレクサの設計・開発に新たに携わる研究開発者、エンジニアの方々の一助になれば幸いである。

文 献

- [1] 野本俊裕, “フィルタの基礎と応用”, MWE'95 Microwave Workshop Digest, pp.77-85, 1995
- [2] 小西良弘, マイクロ波回路の基礎とその応用, 総合電子出版社, 1990
- [3] 渡部 和, 伝送回路網の理論と設計, 電気工学講座 (1) オーム社, 1968
- [4] 小口文一, マイクロ波およびミリ波回路, 丸善, 1964
- [5] R. Levy, “Filters with Single Transmission Zeros at Real and Imaginary Frequencies”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-24, 4, pp.172-181, 1976
- [6] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill, 1964
- [7] 小西良弘, “マイクロ波フィルタの構成と設計—とくに分布定数線路を用いた帯域通過及び帯域阻止フィルタについて—”, MWE 2008 Microwave Workshop Digest, pp. 483-492, 2008
- [8] M. H. Chen, F. Assal, and C. Mahle, “A Contiguous Band Multiplexer”, COMSAT Tech. Rev., 6, 2, pp. 285-307, 1976
- [9] M.H. Chen, “A Singly Terminated Pseudo-Elliptic Function Filter”, COMSAT Tech. Rev., 7, 2, pp.527-541, 1977
- [10] 野本俊裕, 山本佳希, 中野正芳, 永松敬, 根岸美紀, “フィルタの帯域内振幅特性改善のための検討—地上デジタル中継局用フィルタへの適用—”, 信学論 C, J92-C, 7, pp. 249-257, 2009
- [11] 地上デジタル放送用送信設備共通仕様書, 全国デジタル送信設備検討会, 2007年3月16日改訂版
- [12] 野本俊裕, “2重モードフィルタ内部の電界強度の一推定方法”, 信学論C-I, J73-C-1, 9, pp. 587-590, 1990
- [13] 野本俊裕, 山本佳希, 田口誠, 中野正芳, 永松敬, 根岸美紀, “地上デジタル放送中継局隣接チャンネル合成用アンテナ共用器”, 信学論 C, J92-C, 6, pp. 210-217, 2009
- [14] 野本俊裕, 杉之下文康, 九鬼孝夫, “整合回路が不要な連続バンドマルチプレクサ”, 信学論C, J92-C, 10, pp.571-575, 2009