

TR-O-0113

29

方向性結合器を用いたマイクロ波
トランスバーサルフィルタの研究

井田 裕

1996. 3. 8

ATR光電波通信研究所

方向性結合器を用いたマイクロ波
トランスバーサルフィルタの研究

ATR 光電波通信研究所
無線通信第 2 研究室
井田 裕

研究期間 1994.5.9 ~ 1996.3.31

復帰先
(株) 村田製作所
第 3 開発グループ開発 1 部
Tel (075) 951 9111 (代表)

目次

1	序論	1
	参考文献	2
2	方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの概論	3
2.1	まえがき	3
2.2	基本構成	4
2.3	結合係数の設計方法	7
2.3.1	レーメッツの交換アルゴリズムを用いる方法	7
2.3.2	窓関数を用いる方法	11
2.3.3	段数とフィルタ特性	14
2.3.4	帯域幅の設計	17
2.4	方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの一般特徴	18
2.4.1	外部インピーダンスとのマッチングの容易性	18
2.4.2	Q値が低い場合の低損失性	23
2.4.3	急峻な減衰特性	25
2.4.4	本トランスバーサルフィルタの一般特徴のまとめ	27
2.5	まとめ	28
	参考文献	29
3	K帯MMICトランスバーサルフィルタ	31
3.1	まえがき	31
3.2	MMIC方向性結合器	32
3.3	設計	34
3.4	MMICトランスバーサルフィルタの試作結果	35
3.5	まとめ	38
	参考文献	39
4	CPW方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ	40
4.1	まえがき	40
4.2	帯域幅による結合度の違い	40
4.3	G-S-S-G型CPW方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ	42
4.3.1	方向性結合器の接続部の解析	42
4.3.2	試作結果	42
4.4	G-S-G-S-G型CPW方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ	47

4.4.1	設計	47
4.4.2	試作結果	49
4.5	まとめ	51
	参考文献	52
5	結言	53

第 1 章

序論

近年国内外においてセルラー、PHS やページングサービスの加入者が急増する一方、衛星を利用したグローバルパーソナル衛星通信システムなどの新しいシステムが計画されるなど、移動体通信の利用が拡大し、電波の利用が急増している。このようなシステムを普及させるキーは技術革新にともなう性能の進歩とともに、大量生産によるコストダウンである。移動体通信に必要なデバイスのひとつであるフィルタの中心は共振器タイプであるが、この共振器フィルタは優れたフィルタ特性をもつ反面、調整が不可欠でコストダウンを難しくしている。

一方、1940年に Kallmann によって提案されたトランスバーサルフィルタ [1] は信号処理用のデバイスとしての他に、マイクロ波フィルタとしての研究も行なわれている [2][3]。ATR では方向性結合器を用いたパッシブタイプのトランスバーサルフィルタの提案と積層セラミックを用いた試作を行ない [4]、準ミリ波帯での低損失性を示した。このトランスバーサルフィルタは外部インピーダンスのマッチングが容易なので調整が不要であり、MIC、MMIC 化に適しているのでコストダウンが期待できる。

この報告書では、方向性結合器を用いるトランスバーサルフィルタの可能性を探る為に行なった研究の成果を述べる。2章では本トランスバーサルフィルタの設計法、特徴を明らかにする。3章では外部インピーダンスとのマッチングの容易性からミリ波帯 MMIC での可能性を持つ、MMIC トランスバーサルフィルタについて述べる。さらに4章ではコプレーナ型方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタという、多層構造を用いない簡単な製法でのトランスバーサルフィルタについて述べる。

参考文献

- [1] Heinz E. Kallmann: "Transversal Filters," *Proc. IRE*, pp. 302–310, 1940.
- [2] W. Jutzi: "Microwave Bandwidth Active Transversal Filter Concept with MESFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. **MTT-19**, pp. 760–767, 1971.
- [3] C. Rauscher: "Microwave Active Filters Based on Transversal and Recursive Principles," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. **MTT-33**, pp. 1350–1360, 1985.
- [4] T. Hiratsuka, Y. Ida, N. Imai and E. Ogawa: "A Ku-Band Transversal Filter Using Directional Couplers Made of a Multilayer Ceramic," *IEICE Trans. Electron.*, **E78-C**, pp. 1134–1138, 1995.

第 2 章

方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの概論

2.1 まえがき

共振器型フィルタと比較するとトランスバーサルフィルタは一般的に次の長所をもっている。

- ・位相特性がリニアである。
- ・仕様とする伝達特性のインパルス応答から、フィルタの重み付け素子の値が容易に求まる。
- ・共振器フィルタと異なり、通過帯域幅が大きくなっても減衰特性が殆ど劣化しない。

また短所としては狭帯域なフィルタをつくるには多くの素子が必要になりサイズが大きくなることがあげられる。

弾性表面波 (SAW) や静磁波 (MSW) デバイスでは伝搬速度が遅いのでトランスバーサルフィルタの遅延線の構成に都合が良いが [1][2][3]、数 GHz 以上の帯域では波長が短くなるので、それらのデバイスを使わなくて済む、接続線を遅延線に用いた MIC タイプのトランスバーサルフィルタの研究も行なわれている [4]。MIC タイプの重み付け素子には、殆どの場合アクティブ素子が用いられる。文献 [4] のマイクロ波トランスバーサルフィルタではアクティブ素子の使用により、通過域で 6 dB 程度のゲインが得られている。さらに MMIC やハイブリッドタイプのトランスバーサルフィルタも報告されている [5] [6] [7]。文献 [6] ではトランスバーサル、ハイパス、ローパスの 3 種の素子を組み合わせる事で低損失な狭帯域 MMIC トランスバーサルフィルタを実現している。また文献 [7] では MMIC チップを用い、遅延量と重み付け量を高速で可変できるハイブリッドタイプのアダプティブトランスバーサルフィルタが報告されている。

これまでに紹介してきたトランスバーサルフィルタは重み付け素子にアクティブ回路を用いて実現されている。しかし共振器フィルタの場合と同様に、アクティブ回路の使用は雑音を増大させるという欠点を有している。

これに対し ATR で提案した方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタは受動素子で構成されるので、上記の雑音の問題は有しない。

この章ではこの方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの特徴、設計法について研究した結果について述べる。

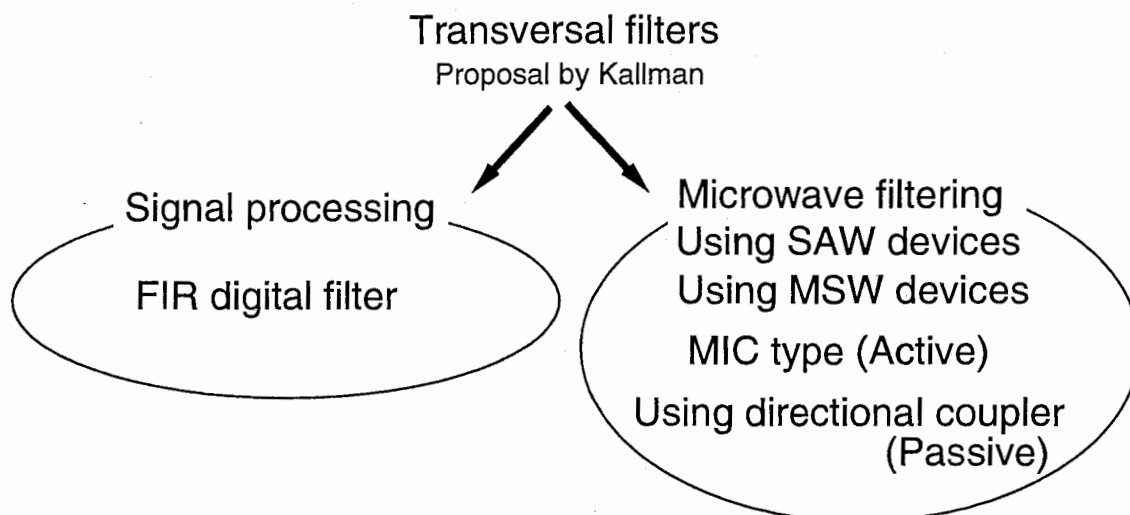
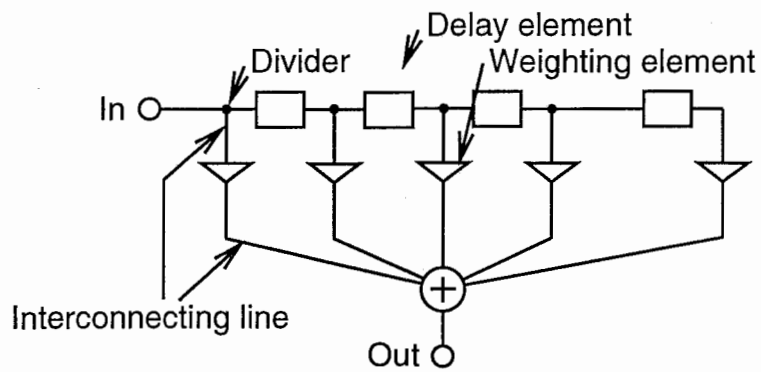


Fig. 2-1. Trend of transversal filters.

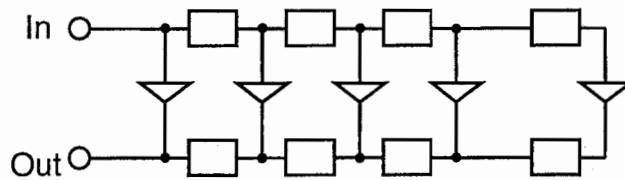
2.2 基本構成

トランスバーサルフィルタの古典的なブロック図を Fig. 2-2(a) に示す。ディバイダで分割された入力信号は遅延と重みを与えられ、出力側で合成されるが、同相の信号が重ね合わせられる帯域が通過域に、逆相の信号が重ね合わせられる帯域が阻止域になるというのが、トランスバーサルフィルタの動作原理である。この構成ではマイクロ波の周波数帯で各素子をつなぐ接続線が無視できなくなるので、ジュッチ氏によってマイクロ波トランスバーサルフィルタの構成が考案された [2]。Fig. 2-2(b) のように接続線の長さを均一にでき、設計が簡単になる。

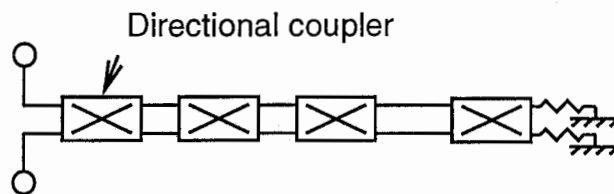
トランスバーサルフィルタは遅延素子と重み付け素子で構成されるが、方向性結合器は 35 dB 以上の弱結合の時には遅延素子に、またそれより強い結合の時は重み付け素子にもなり得る。よって Fig. 2-2(c) のように方向性結合器を複数個、直列につなげばトランスバーサルフィルタを作る事ができる。方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの原理を Table 2-1 に示す。



(a)



(b)



(c)

Fig. 2-2. Blockdiagrams of transversal filters. (a) classical transversal filter for low frequency band, (b) microwave transversal filters and (c) transversal filters using directional couplers.

Table 2-1
Functions of a basic transversal filter and a transversal filter using directional couplers

A basic transversal filter	A transversal filter using directional couplers
Delay element	Directional couplers with weak coupling
Weighting element	Directional couplers with strong or middle coupling

次にこのフィルタの特性の計算方法について述べる。Fig. 2-3は方向性結合器とそれを用いたトランスバーサルフィルタの計算モデルを表す。

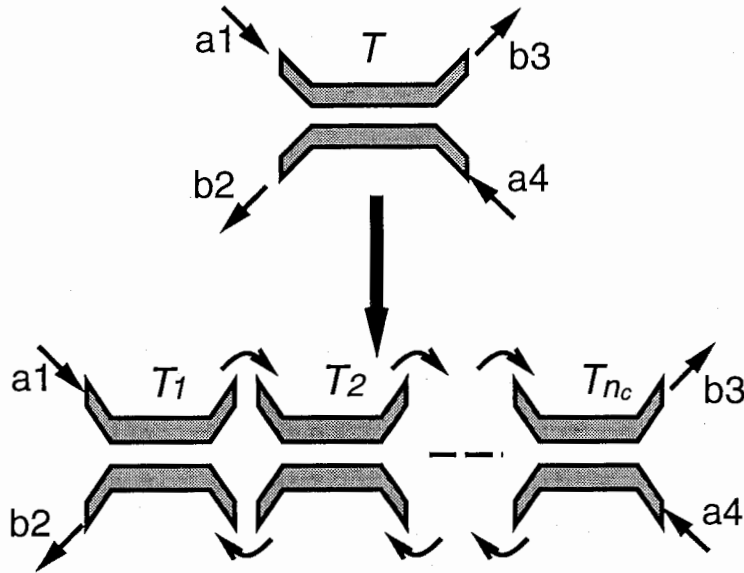


Fig. 2-3. Calculation model of a transversal filter.

Fig. 2-3に示すように、トランスバーサルフィルタのTマトリクス T_{trv} は

$$T_{trv} = T_1 T_2 \dots T_i \dots T_{n_c} \quad (2.1)$$

n_c : 方向性結合器の個数

で表される。ここで T_i は*i*番目の方向性結合器のTマトリクスであり次式で表される [8]。

$$T_i = \begin{pmatrix} \cos\theta - j \frac{\sin\theta}{\sqrt{1-k_i^2}} & j k_i \frac{\sin\theta}{\sqrt{1-k_i^2}} \\ -j k_i \frac{\sin\theta}{\sqrt{1-k_i^2}} & \cos\theta + j \frac{\sin\theta}{\sqrt{1-k_i^2}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11i} & T_{12i} \\ T_{21i} & T_{22i} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

k_i : 結合係数

θ : 電気長 (中心周波数では 90 度)

トランスバーサルフィルタの伝達特性 S_{21} は次式で表される。

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_4=0} = \frac{T_{12total}}{T_{22total}} \quad (2.3)$$

2.3 結合係数の設計方法

一般に良好な減衰特性を持つトランスバーサルフィルタを作るには、負の重み付け係数が必要である。しかし方向性結合器の結合係数はもともと正なので、逆位相の方向性結合器を作って負の重み付け係数を実現しようとする回路が大きく、複雑になる。そこで回路の小型化を優先し、正の重み付け係数だけを用いて結合係数を設計した。この場合帯域外の減衰特性がやや劣化するが、減衰特性が十分でない場合は Fig. 2-4 のように 2 個のフィルタを直列につなぐ方法が有効である。

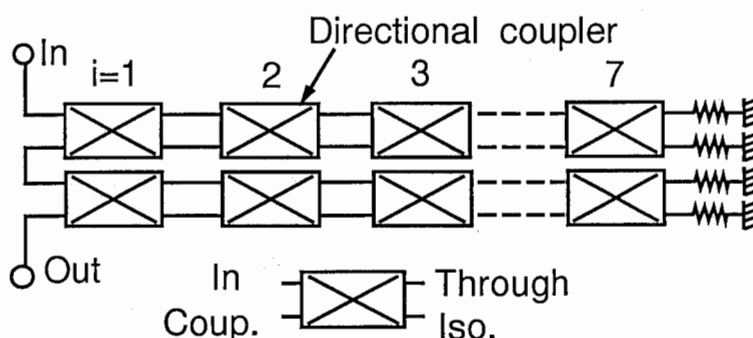


Fig. 2-4. A cascaded transversal filter.

本トランスバーサルフィルタに用いられる方向性結合器の結合係数の設計には、これまで FIR デジタルフィルタの設計のためのレーメッツの交換アルゴリズムによる方法が用いられてきた [9]。しかしこの方法は最終段階の最適化プロセスでの修正量が大きく、レーメッツの交換アルゴリズムを用いる意義が小さいという欠点があった。このため新たに窓関数を用いる方法を応用し、満足な設計ができることを確認した [10]。ここでは 2 つの設計法を述べる。

2.3.1 レーメッツの交換アルゴリズムを用いる方法

結合係数 k_i の設計フローチャートを Fig. 2-5 に示し、設計手順を以下に述べる。

まずレーメッツの交換アルゴリズムを用いた FIR デジタルフィルタの設計法から正負の重み付け係数の初期値を求める [11][12]。この文献 [12] の設計法では希望するフィルタ特性の伝達関数からの離散逆フーリエ変換を行なっている。次に Fig. 2-6 に示すように、重み付け係数を全て正にして、結合係数 k_i に変換するために一定のオフセット値を重み付け係数に加える。ここでオフセット値は重み付け係数の最小値が 0 になるように選ぶ。Fig. 2-6 の横軸は方向性結合器のポジション、縦軸は重み付け係数と結合係数の大きさを表す。最後にマイクロ波回路シミュレータ (HP MDS) を使って k_i を最適化する。

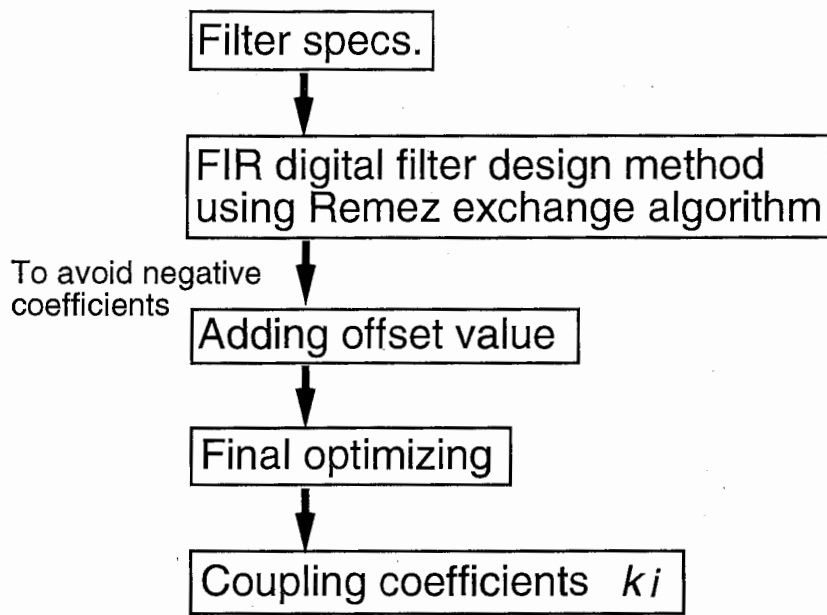


Fig. 2-5. Design flowchart of coupling coefficients.

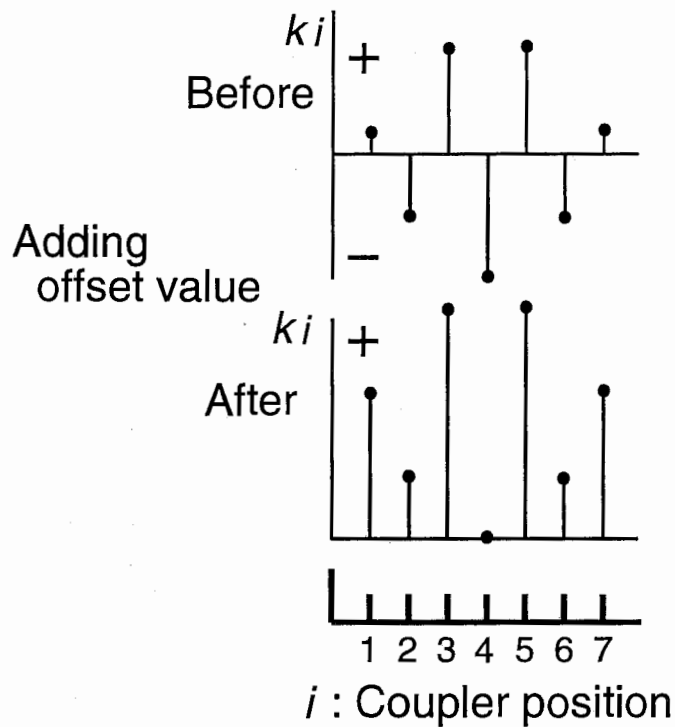


Fig. 2-6. Changes of coupling coefficients by adding offset value.

フィルタの設計例を以下に示す。Fig. 2-7はレーメッツの交換アルゴリズムを用いた設計で求めた伝送特性と、オフセット値を加えて全て正の係数に変えたときの伝送特性である。なお伝送特性は通過帯域の中心を軸とした対称形なので、低周波数側だけ示している。

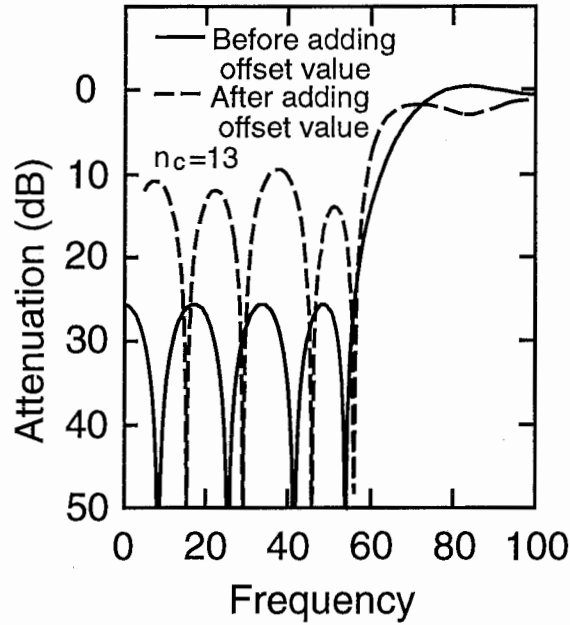


Fig. 2-7. Transmission characteristics of initial designed filter and that after offset value is added.

次にマイクロ波回路シミュレータHP-MDSで最適化を行なう。最適化後の伝送特性とサーキットファイルを Figs. 2-8、2-9に示す。

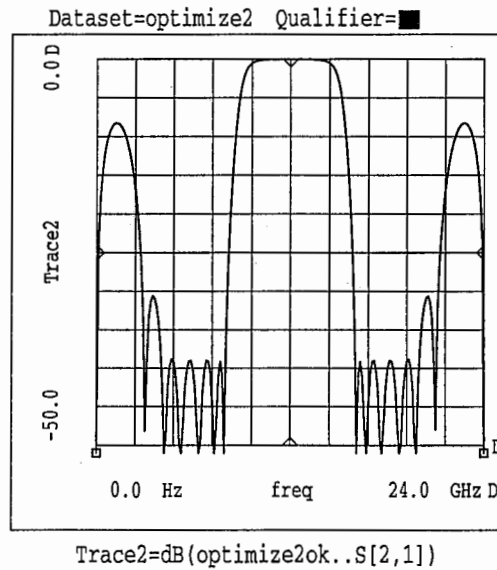
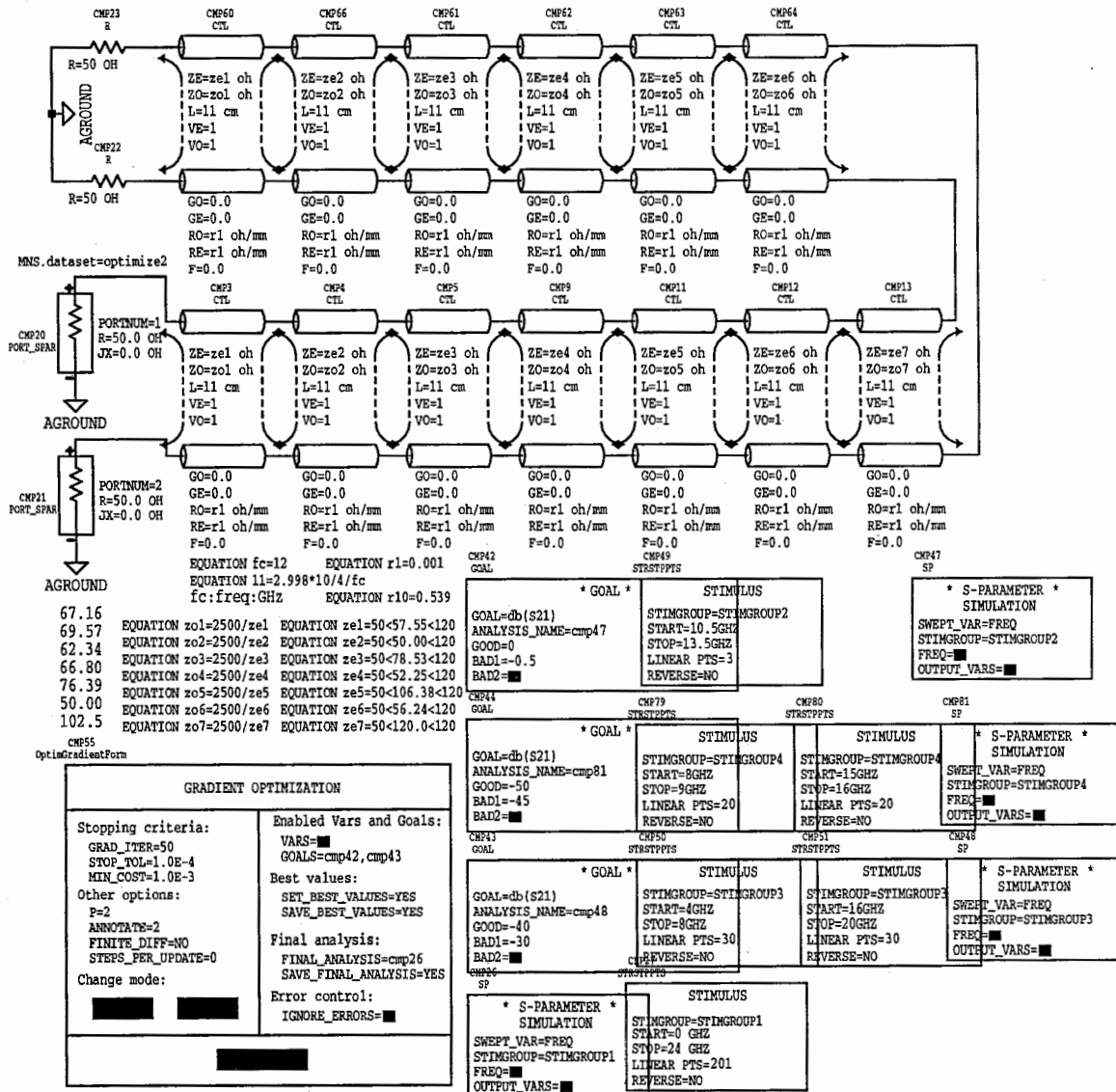


Fig. 2-8. Optimized transmission characteristics.

Fig. 2-9. Circuit file for optimizing.



2.3.2 窓関数を用いる方法

振幅1、中心周波数 f_0 、帯域幅 Δf の方形窓 $H(f)$ (Fig. 2-10) とそのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される。

$$H(f) = \begin{cases} 1 & (if |f| \leq \frac{\Delta f}{2}) \\ 0 & (if |f| > \frac{\Delta f}{2}) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$h(t) = e^{j2\pi f_0 t} \Delta f \frac{\sin(\pi \Delta f t)}{\pi \Delta f t} \quad (2.5)$$

f_0 で規格化した $h(t)$ の値を Fig. 2-11 に示す。

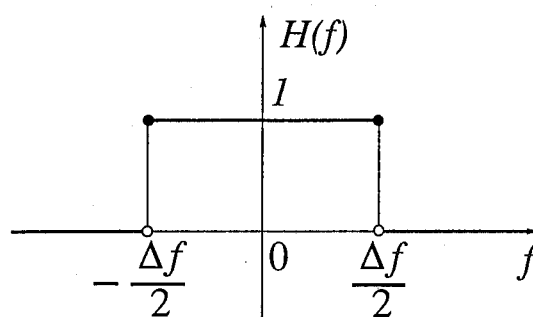


Fig. 2-10. Rectangular window function.

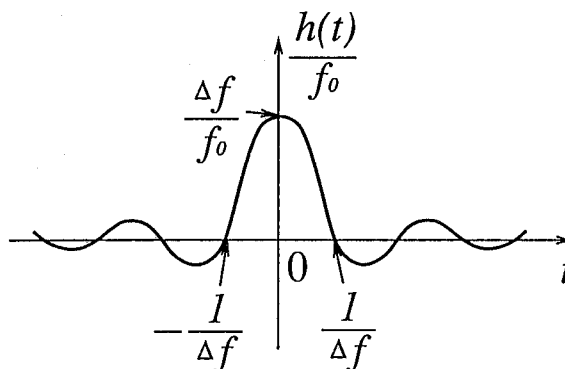


Fig. 2-11. Impulse response of rectangular window function.

方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの重み付け係数は $h(t)/f_0$ の離散値に相当するが [13]、方向性結合器の結合係数 k_i は正の値しかとれない。そこで Fig. 2-12 に示すように、 $h(t)$ を中心の正符号の区間で打ち切って k_i の初期値を定める。ここで $h(t)/f_0$ の最大値は $\Delta f/f_0$ なので、必要な k_i の最大値 k_{max} は比帯域幅 $\Delta f/f_0$ で決まることがわかる。

なお 2.2 章で述べたことから、このフィルタは重み付け素子と遅延素子の役割をする方向性結合器が交互に接続されて構成されていると考えられる。そこで本フィルタは奇数個の方向性結合器で構成され、偶数番目は遅延素子 ($k_i = 0.01$)、奇数番目は重み付け素子の役割の方向性結合器であるとしている。

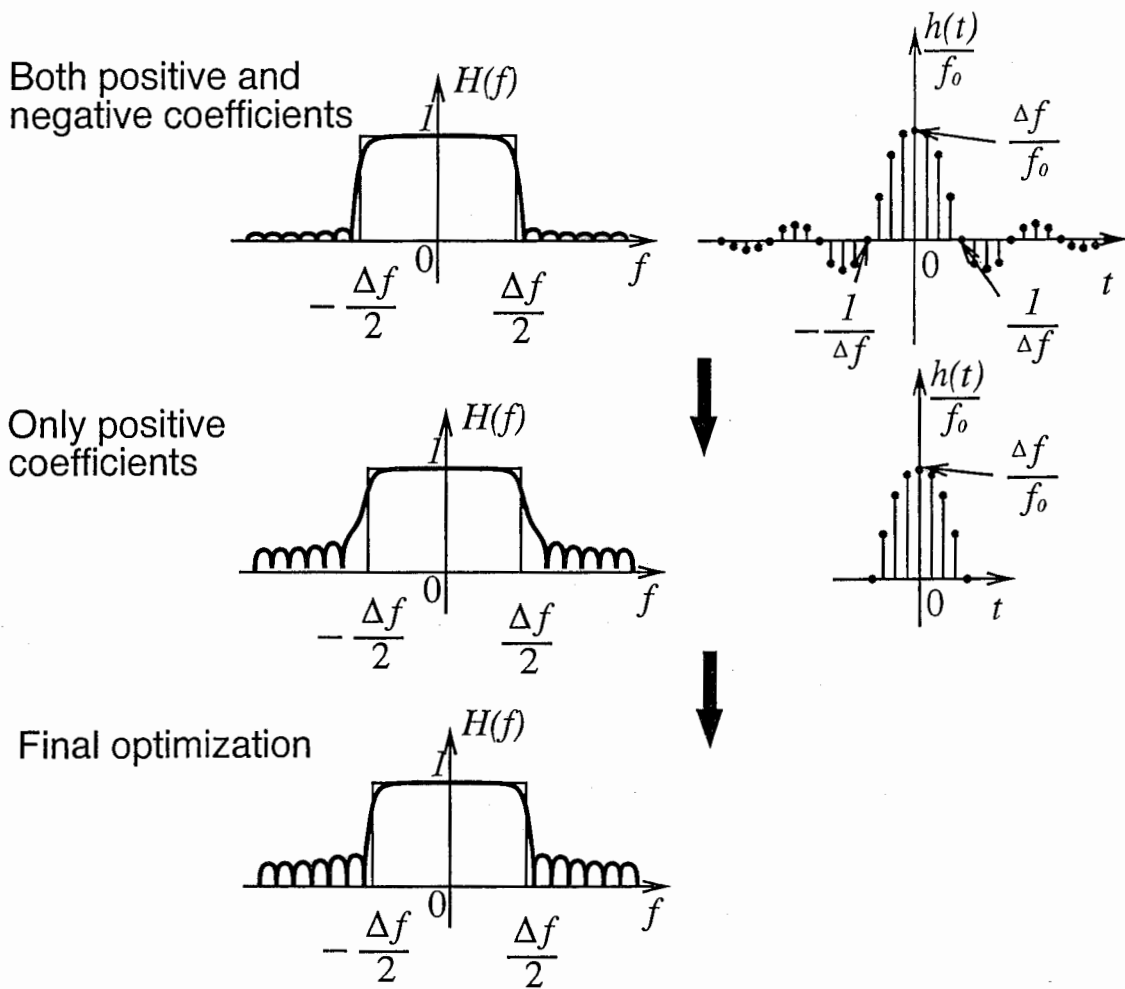


Fig. 2-12. Design method using impulse response.

k_i の初期値は次式で求める。

$$k(i) = \begin{cases} k_{max} \frac{\sin(\theta(i))}{\theta(i)} & (i = 1, 3, \dots, n_c) \\ 0.01 & (i = 2, 4, \dots, n_c - 1) \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\theta(i) = \left(\frac{2i}{n_c + 1} - 1 \right) \pi \quad (i = 1, 3, \dots, n_c) \quad (2.7)$$

k_i の初期値に次式の一般化ハミング窓関数[14]を乗じることでフィルタ波形のコントロールができ、次の最適化作業が簡単になる。ここまでの作業は自作した計算プログラム(kwf)を用いて行なう。

$$w_H(i) = \begin{cases} \alpha + (1 - \alpha) \cos\left(\frac{\pi i}{n_c + 1} - \frac{\pi}{2}\right) & (i = 1, 3, \dots, n_c) \\ 1 & (i = 2, 4, \dots, n_c - 1) \end{cases} \quad (2.8)$$

次に最終的な調整をして k_i を決定する。最適化は各重み付け係数を前後にわずかに変化させた場合のフィルタ波形を比較して、よりよい波形となる方向に係数を変化させていくアルゴリズムの計算プログラム (*kopt*) を作成して行なった。

フィルタの設計例を以下に示す。Fig. 2-13はプログラム *kwf* で求めた結合係数によるフィルタの伝送特性と、その結合係数に一般化ハミング窓関数を乗じて得られたフィルタの伝送特性である。

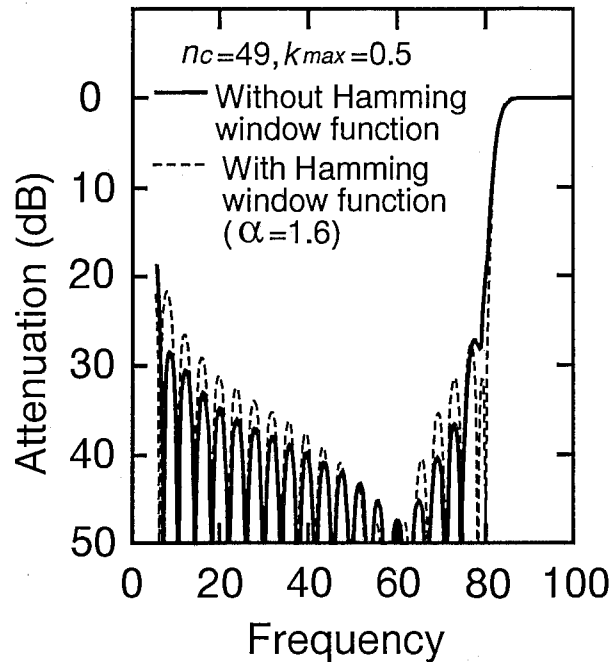


Fig. 2-13. Transmission characteristics of initial designed filter and that after Hamming window function is multiplied.

さらにプログラム *kopt* を用いて最適化を行なって得られたフィルタの伝送特性とここまでの k_i の変化を Figs. 2-14、2-15 に示す。

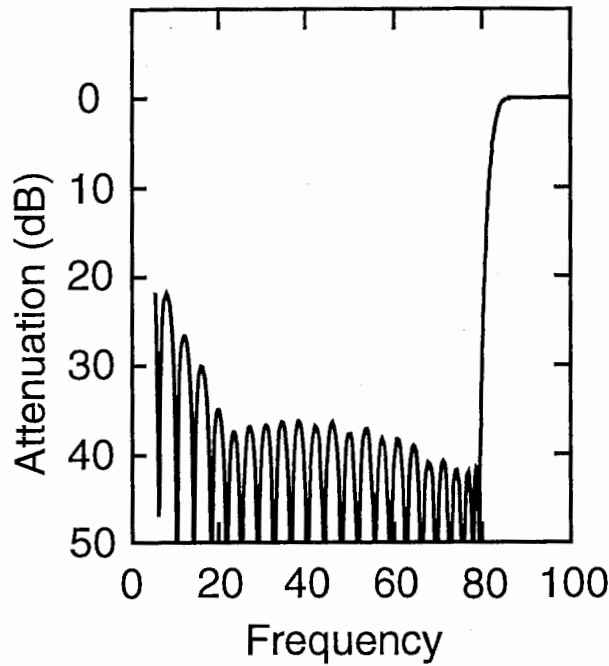


Fig. 2-14. Transmission characteristics of an optimized filter.

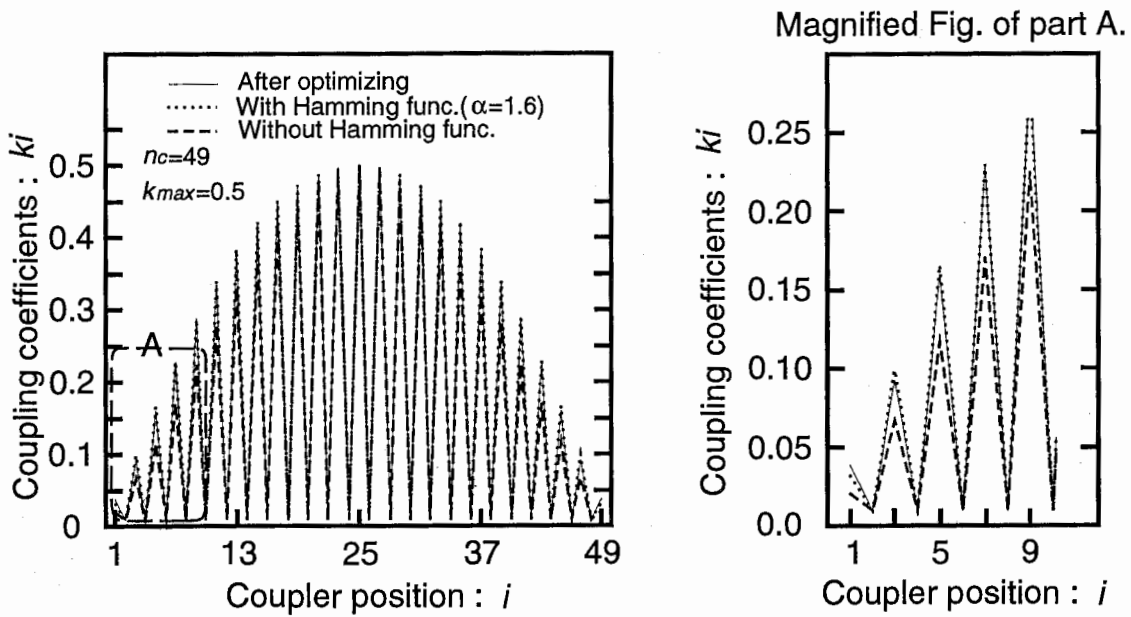


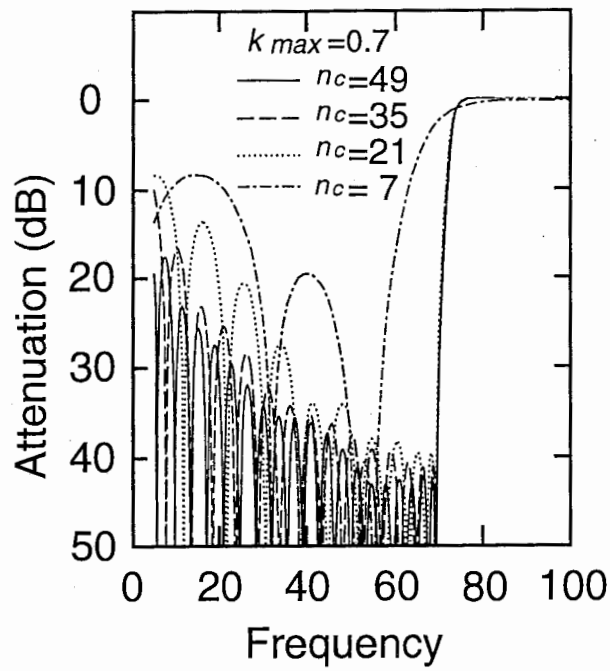
Fig. 2-15. Designed k_i .

2.3.3 段数とフィルタ特性

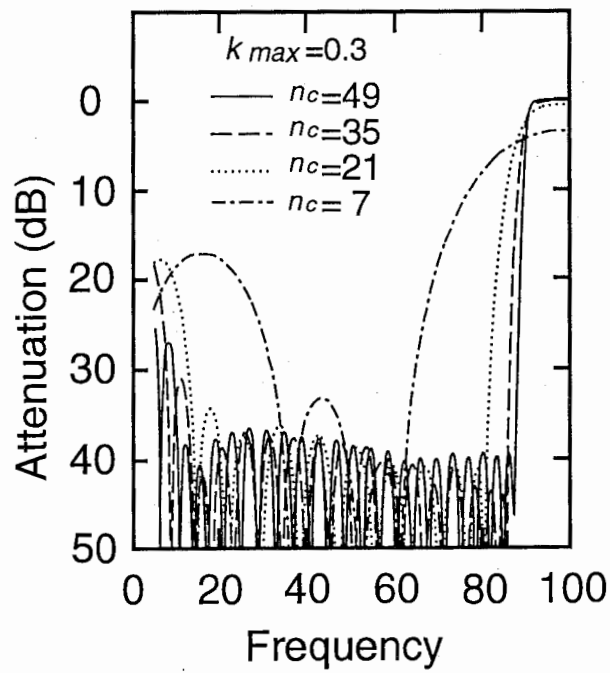
ここでは方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの段数とフィルタ特性について述べる。Fig. 2-16に段数 n_c を変えたときのフィルタの伝送特性(方向性結合器が無損失の場合の計算値)を示す。通過帯域の肩の減衰カーブに着目すると、Fig. 2-16(a)の k_{max} が0.7の場合は n_c が7の場合を除いていづれも同等の特性が得られている。一方、Fig. 2-16(b)の

k_{max} が 0.3 の場合は n_c が少なくなるほど減衰カーブがなだらかになる。また遮断帯域の減衰は、いずれの場合も、とくに通過帯域から離れた帯域において、 n_c が多いほど良くなる。このように本フィルタではシャープな減衰カーブを得るために必要な段数量があり、帯域幅が小さいほどその量は多い。また段数をその量より多くすると、減衰カーブの特性は変わらないが、遮断帯域の減衰特性が改善される。なお段数が少なく、帯域幅が小さく減衰カーブがなだらかな場合は、リターンロスも十分にとれないことに注意する必要がある。

本フィルタで比帯域幅 bw の小さな特性を得るために必要な段数は、 $bw=10\%$ で $n_c=60$ 、 $bw=2\%$ で $n_c=300$ である。2.4 章で述べるようにこのフィルタは外部とのインピーダンスマッチングが容易であり、インピーダンスマッチングの点では多段になっても製作は簡単だと思われる。だが、例えば $n_c=300$ ではフィルタの全長が $\lambda_g/4 \times 300 = 75\lambda_g$ となるように、狭帯域フィルタは全長が大きくなるので、挿入損失が大きくなり易い。狭帯域特性を得るには超電導効果を利用するなどして、損失の極めて小さな方向性結合器でフィルタを構成する必要がある。



(a)



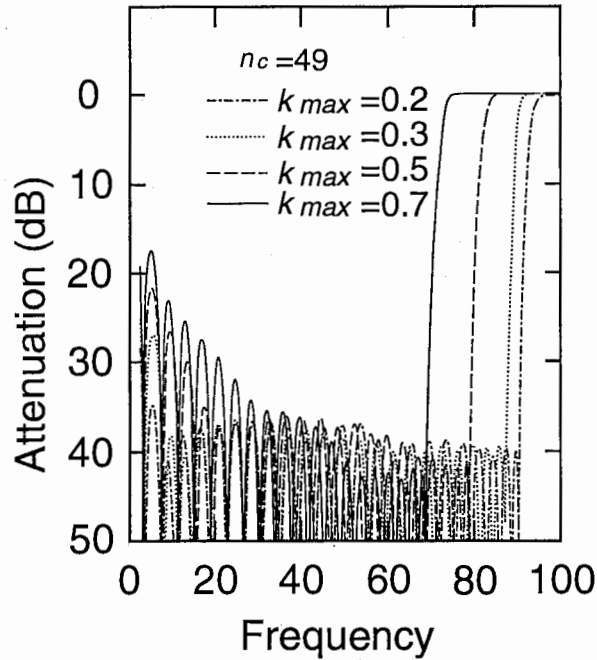
(b)

Fig. 2-16. Transmission characteristics of a transversal filter versus n_c :

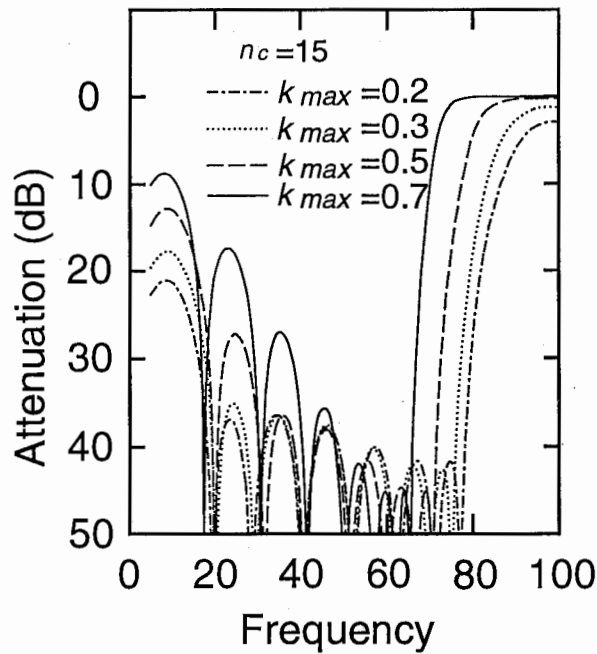
(a) $k_{max} = 0.7$ and (b) $k_{max} = 0.3$.

2.3.4 帯域幅の設計

ここでは本フィルタの帯域幅の設計について述べる。2.3.2章で述べたように本フィルタの帯域幅は k_{max} で決まる。Fig. 2-17に k_{max} を変えたときにフィルタの伝送特性を示す。



(a)



(b)

Fig. 2-17. Transmission characteristics of a transversal filter versus k_{max} :

(a) $n_c=49$ and (b) $n_c=15$.

さらに Fig. 2-18 に比帯域幅 bw_{3dB} と k_{max} の関係を示す。

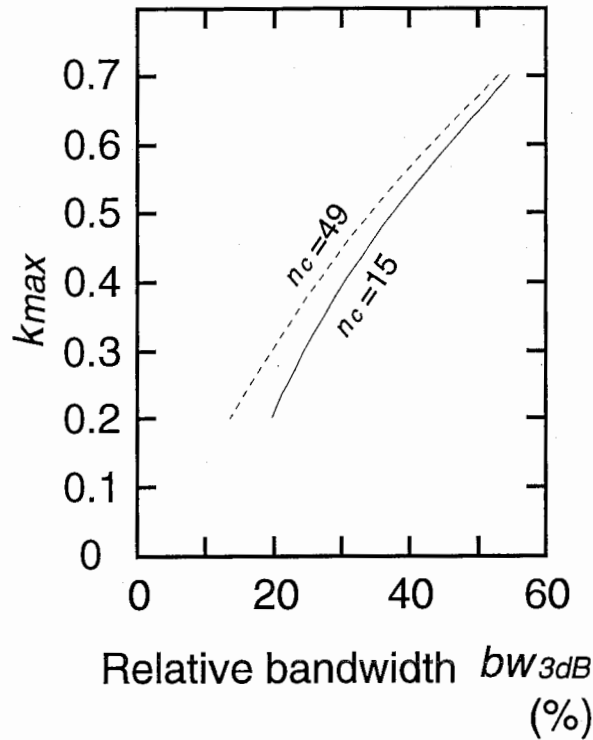


Fig. 2-18. Relative bandwidth bw_{3dB} versus k_{max}

2.4 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの一般特徴

2.4.1 外部インピーダンスとのマッチングの容易性

このフィルタは連続な結合線路で構成されており、周波数は方向性結合器の長さから、結合係数は線路間隔から、ほぼ独立に決まる。したがって外部インピーダンスとのマッチングが容易で、チューニングをしなくてもフィルタ特性が得られる。これはMMIC化に有利な特徴である。これに対し、共振器フィルタでは特性を決めるのに重要な要素である共振器間の結合係数と共振器の周波数は従属しているため、マッチングをとるのは難しく、調整が必要になる。これを裏付けるために各フィルタの素子のパラメータの誤差による特性のばらつきを調べた。検討した結果を次に述べる。

計算に用いたモデルを Fig. 2-19 に示す。共振器フィルタは周波数と結合係数を変え易いようなモデルを選んでいる。なおトランスバーサルフィルタのQ値は次式のように線路の等価Qで定義される。

$$Q = \frac{27.3}{\lambda IL_0} \quad (2.9)$$

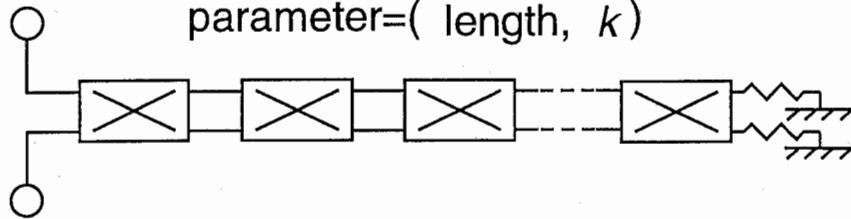
λ : wavelength [m]

IL_0 : 1m 当たりの挿入損失 [dB]

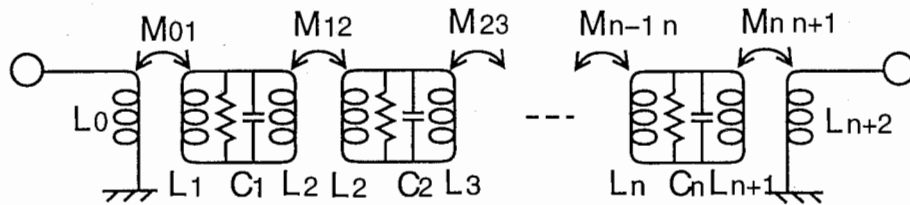
比較したフィルタの伝送特性とリターンロスの基本波形を Fig. 2-20 に示す。中心周波数 10 GHz、帯域幅 2.9 GHz、中心周波数から 3 GHz 離れでの減衰量 40 dB の特性で挿入損失が同じになるように設計している。このときの Q 値はトランスバーサルフィルタで 75、共振器フィルタでは 140 であった。

- Transversal filter

Calculated by circuit simulator using coupler model
parameter=(length, k)



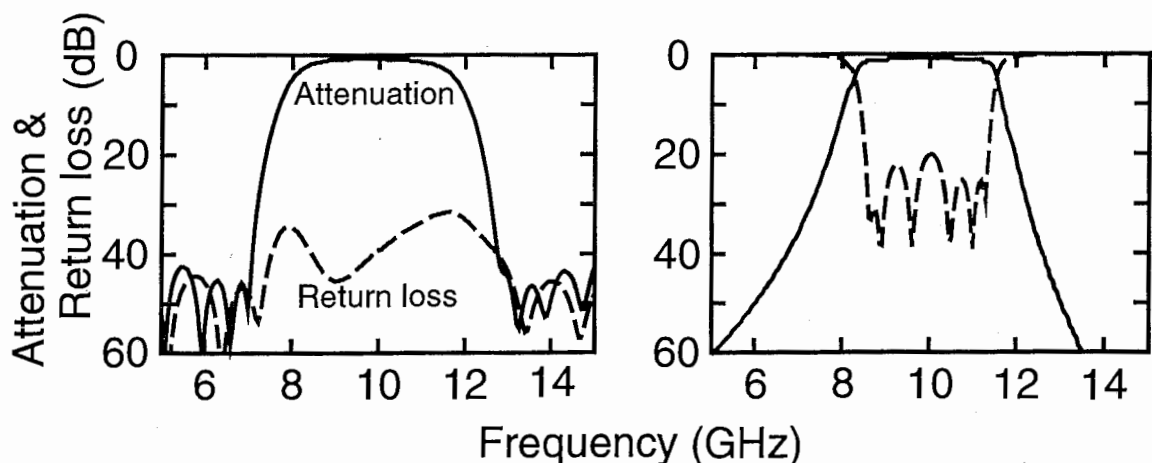
- Resonator filter



$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_i + L_{i+1})C_i}}$$

$$k_{i-1 i} = \frac{M_{i-1 i}}{\sqrt{(L_{i-1} + L_i)(L_i + L_{i+1})}}$$

Fig. 2-19. Calculation model of two types of filter.



Transversal filter

(Nc [Number of D.C.] =15, Q=75)

Resonator filter

(Nr [Number of resonator] =6, Q=140)

fo=10GHz, BW=2.9GHz, Att.=40dB, IL=0.82dB

Fig. 2-20. Fundamental characteristics of two types of filter.

まず周波数のずれによるリターンロスの変化を調べた。トランスバーサルフィルタでは方向性結合器の中心周波数を、共振器フィルタでは共振器の共振周波数をそれぞれ±10%変えた時のリターンロスの偏差を調べた。全ての方向性結合器、あるいは共振器についての変化を調べ、その中から変化の大きい3素子、6通り分のデータをFig. 2-21に示している。トランスバーサルフィルタでは、方向性結合器の周波数を変えてもリターンロスには殆ど変化が無いのに対し、共振器フィルタでは共振器の周波数を変えるとリターンロスが大きく変動している。同様にトランスバーサルフィルタでは方向性結合器の結合係数を、共振器フィルタでは共振器間の結合係数を±10%変えた時のリターンロスの偏差を調べた(Fig. 2-22)。先程と同じく、共振器フィルタのリターンロスの変化量の大きいことがわかる。

次に挿入損失の偏差についても調べた。Fig. 2-23は各フィルタの素子の周波数の変化による挿入損失の偏差を示している。リターンロスの偏差を調べた場合と同様にトランスバーサルフィルタでは方向性結合器の周波数の変化による挿入損失の偏差が小さいのに対し、共振器フィルタでは共振器の共振周波数の変化による挿入損失の偏差が大きくなっている。Fig. 2-24は結合係数を変えたときの挿入損失の偏差を示す。この場合も共振器フィルタでは偏差が大きいのに対し、トランスバーサルフィルタでは殆ど変化がない。

以上の4つのデータは各フィルタでパラメータを1個だけ変動させたときのものだが、実物の場合は複数のパラメータが中心値からずれているので、リターンロスや挿入損失の、設計値からのずれはさらに増大する。

これらからわかるように共振器フィルタでは外部インピーダンスとのマッチングが容易では

なく、調整が必要なのに対し、トランスバーサルフィルタでは外部インピーダンスとのマッチングが容易で、調整も不要である。

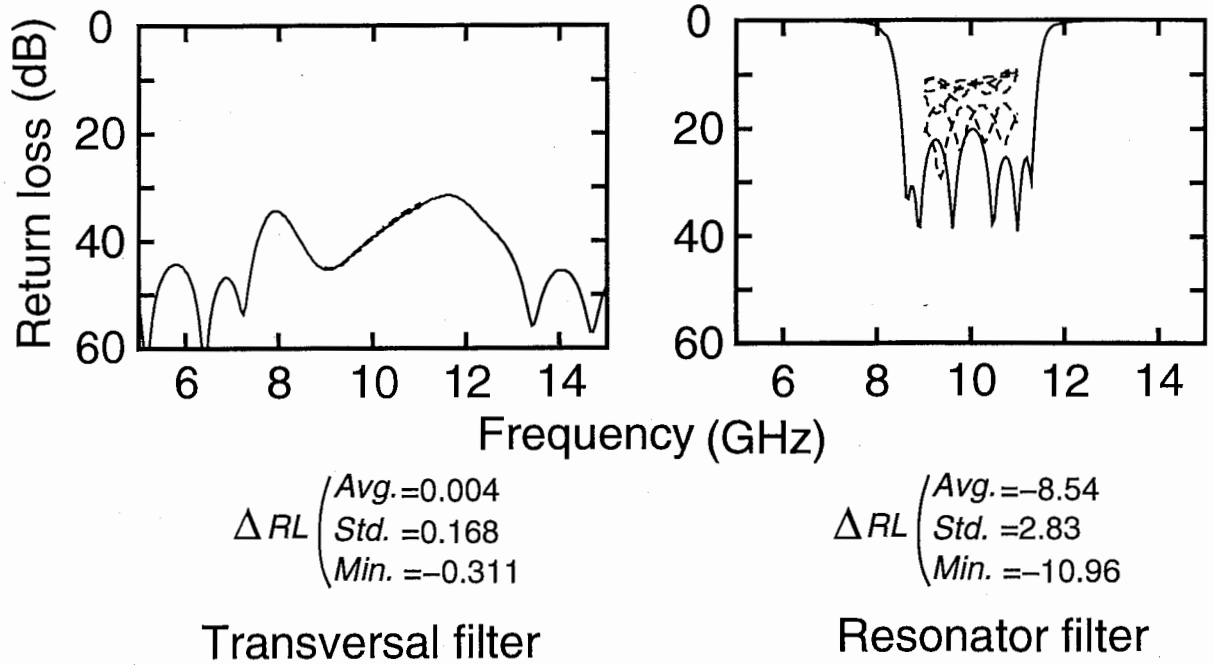


Fig. 2-21. Variation in return loss caused by deviations in frequencies of elements.

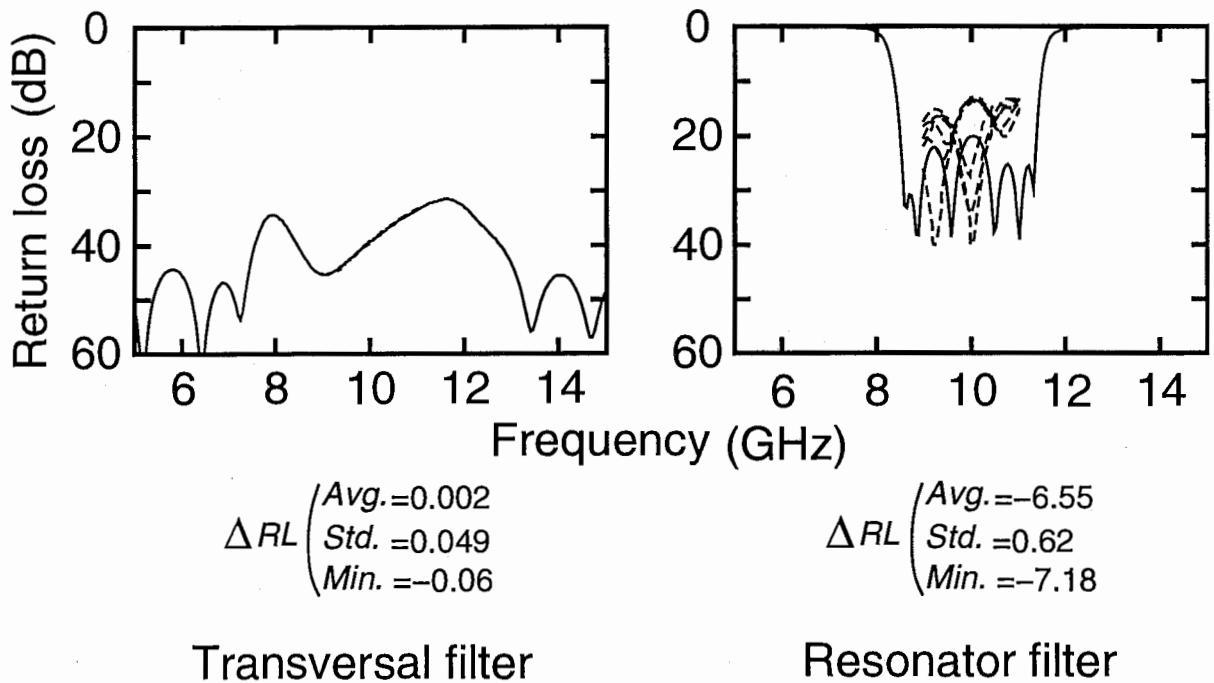
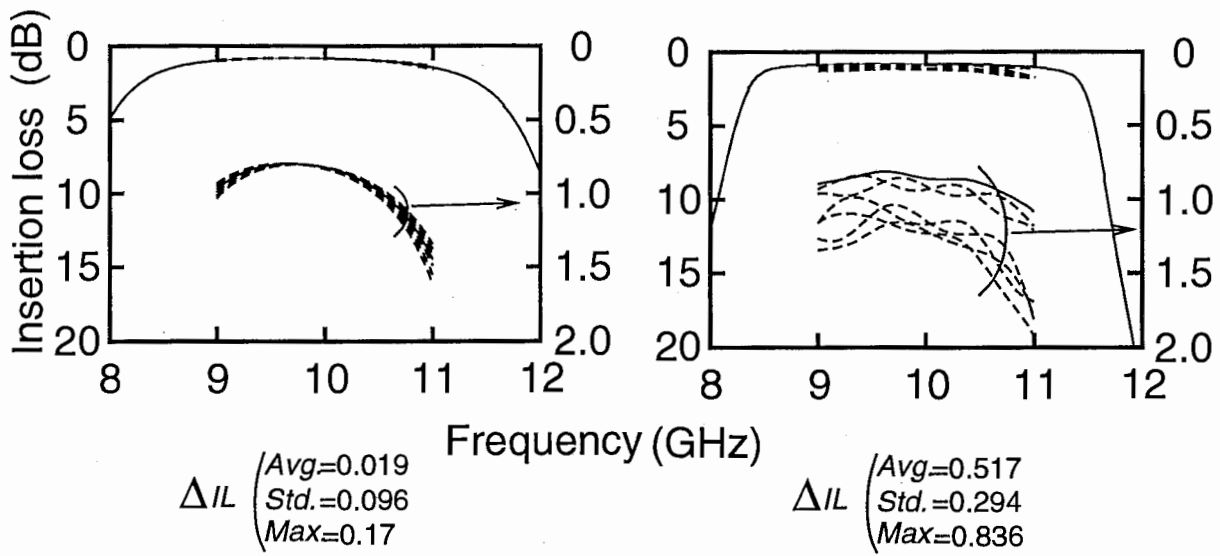


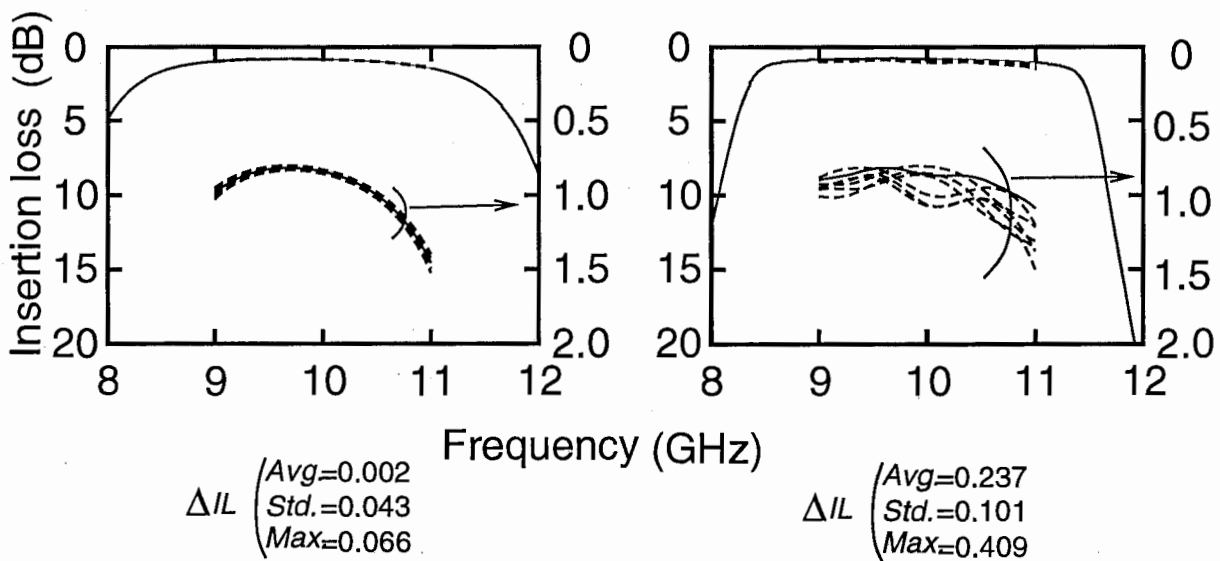
Fig. 2-22. Variation in return loss caused by deviations in couplings of elements.



Transversal filter

Resonator filter

Fig. 2-23. Variation in insertion loss caused by deviations in frequencies of elements.



Transversal filter

Resonator filter

Fig. 2-24. Variation in insertion loss caused by deviations in couplings of elements.

2.4.2 Q 値が低い場合の低損失性

次に MMIC のように Q 値が低い場合、方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタが共振器フィルタより低損失性であることを述べる。Fig. 2-25 では同じ特性、同じ Q 値を持った共振器フィルタとで伝送特性を比較している。Q 値が 1000 のときは挿入損失に違いはないが、Q が 50 になるとトランスバーサルフィルタの挿入損失が 2.3 dB 小さくなっている。なお 50 という Q 値は、MMIC に用いられる線路の等価 Q が 50 以下であることから選んでいる。

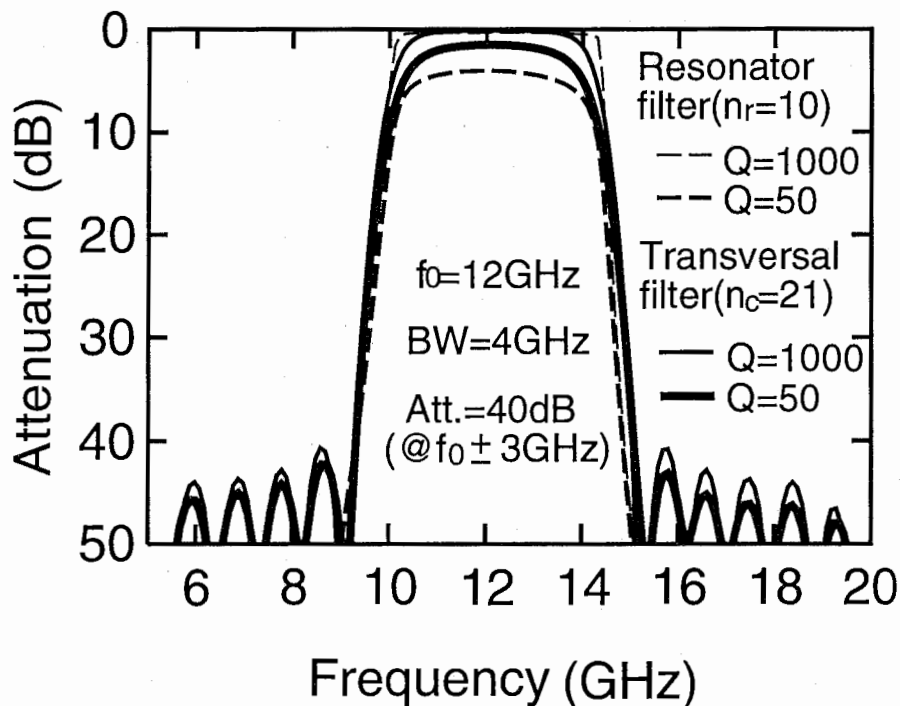
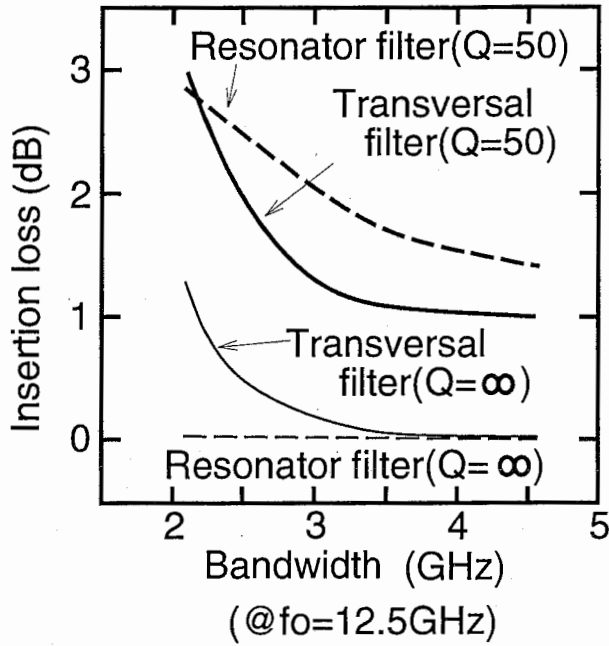


Fig. 2-25. Lower insertion loss with low Q-factor.

さらに2つのタイプのフィルタが、同じ特性を持っている時の挿入損失を、帯域幅をパラメータとしてFig. 2-26に示す。Q 値が 50 で帯域幅が大きいと、トランスバーサルフィルタの方が低損失であることがわかる。また帯域幅が大きいときは、Q 値によらずトランスバーサルフィルタの挿入損失の変化率は小さいが、帯域幅を小さくしていくと挿入損失が急激に大きくなるのがわかる。さらに Q 値を大きくしていけば共振器フィルタの挿入損失は無損失まで減少していくが、トランスバーサルフィルタの場合、帯域幅が小さいときは Q 値をいくら大きくしても挿入損失が残る。狭帯域のトランスバーサルフィルタで挿入損失を減らすには、方向性結合器の数を増やす必要があるが、線路長が大きくなる事は挿入損失の増大の要素

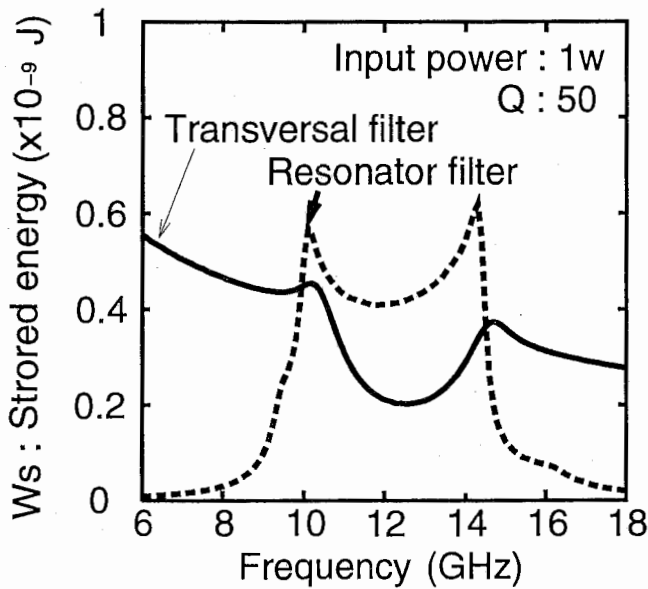
なので、限界があると思われる。

共振器フィルタよりトランスバーサルフィルタが低損失になるときの蓄積エネルギーを比較した。Fig. 2-27に示すように共振器フィルタでは通過域での蓄積エネルギーがトランスバーサルフィルタの約2倍であった。共振器フィルタの蓄積エネルギーが大きいのは共振現象の本質による。



• Lower insertion loss when Q is low and bandwidth is large.

Fig. 2-26. Insertion loss versus bandwidth.



• Low insertion loss is due to low W_s .

c.f. $\Delta P = \frac{\omega}{Q} W_s$

(ΔP : Dissipation loss
 ω : Angular frequency
 Q : Q-factor of a resonator or transmission line)

Fig. 2-27. Comparison of stored energy.

2.4.3 急峻な減衰特性

次にこのトランスバーサルフィルタが帯域幅によらず急峻な減衰特性をもつことを述べる。Fig. 2-28は通過帯域幅による伝送特性の変化を示す。ここではトランスバーサルフィルタ、共振器フィルタともにQ値が100であり、同じ挿入損失になるように、各フィルタの段数を選んである。トランスバーサルフィルタでは、通過帯域幅を変えても遷移域の減衰特性に大きな変化は見られない。これはトランスバーサルフィルタが位相の違う信号の重ね合わせを利用しているフィルタであり、位相の傾きが周波数によらず一定であることによる。一方、共振器フィルタは帯域幅を大きくすると減衰特性が変化し、トランスバーサルフィルタよりゆるやかになる。これは帯域幅が大きくなると結合が強くなることによる。Fig. 2-28では挿入損失が両フィルタ間で同じとなっており、先に述べたトランスバーサルフィルタが低損失であるということに反することにみえるが、共振器フィルタで等しい減衰特性を得ようとするとならば、段数が増え、トランスバーサルフィルタの方が低損失となる。なお、段数を変えずに共振器フィルタの減衰特性を改善するには、設計リップルを大きくする事も考えられるが、リターンロスが悪化するので実用的ではない。また共振器フィルタより低損失にできるということは減衰特性がよりシャープであるということの裏返しでもある。

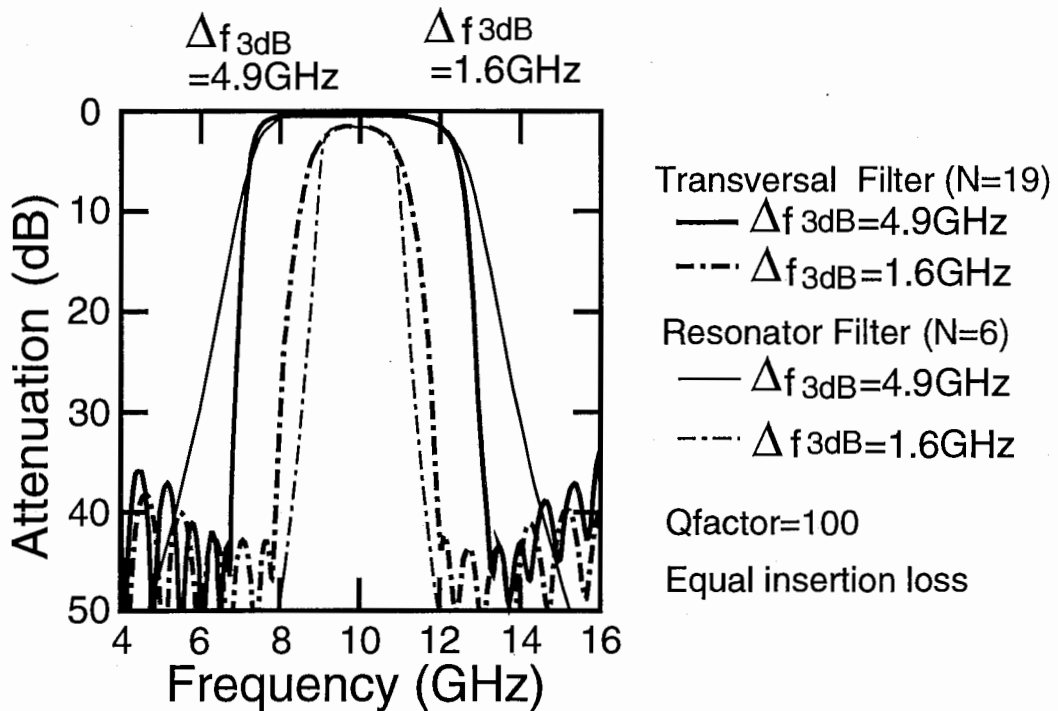


Fig. 2-28. Sharp attenuation in wide pass-band filter.

Fig. 2-29は3 dB帯域幅と減衰量が40 dBになる帯域幅の関係を示す。図中にあるアイディアルフィルタとは、Fig. 2-30に示すように Δf_{3dB} と Δf_{40dB} が等しい特性のフィルタである。このアイディアルフィルタのラインに近いほど、急峻な減衰特性を持っている事を示す。なお6段の共振器フィルタと19段のトランスバーサルフィルタはFig. 2-31に示すように帯域幅を変えても同等の挿入損失を持っている。Fig. 2-29より帯域幅が大きいとトランスバーサルフィルタの方が急峻な減衰特性を持つ事がわかる。共振器フィルタでも段数を多くとれば急峻な減衰特性が得られるが、特性インピーダンスのマッチングをとるためのチューニングが複雑になり、また挿入損失が増える。したがって広帯域なMIC、MMICフィルタには共振器フィルタより本トランスバーサルフィルタの方が適していると言える。

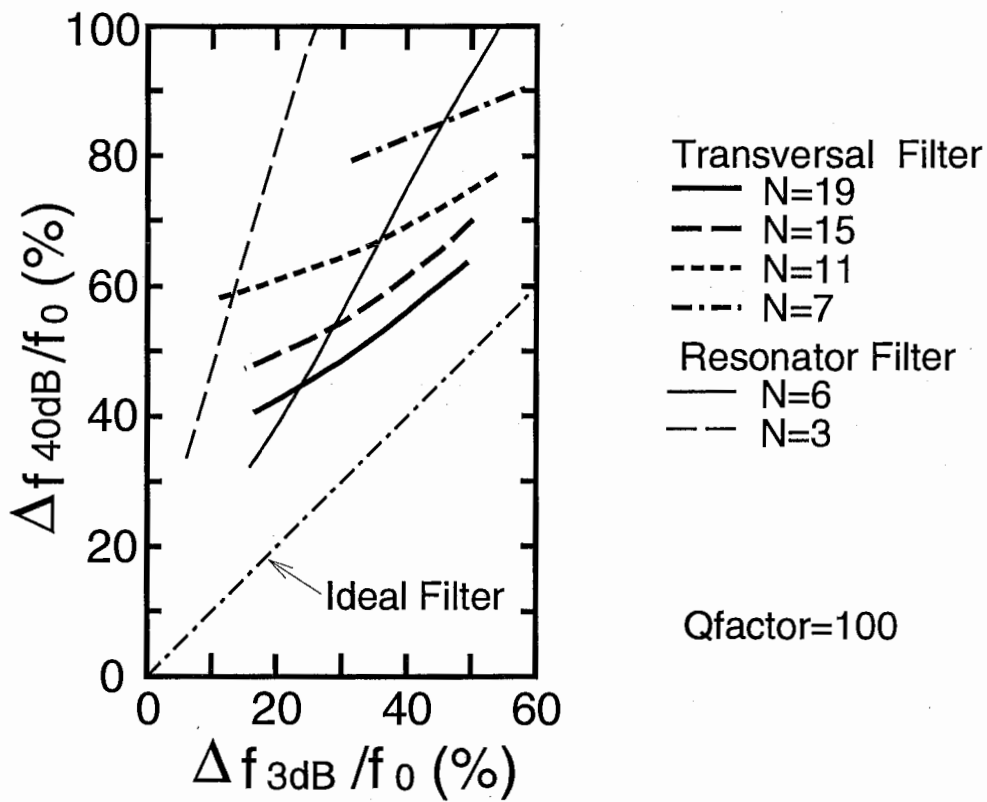


Fig. 2-29. Attenuation versus bandwidth.

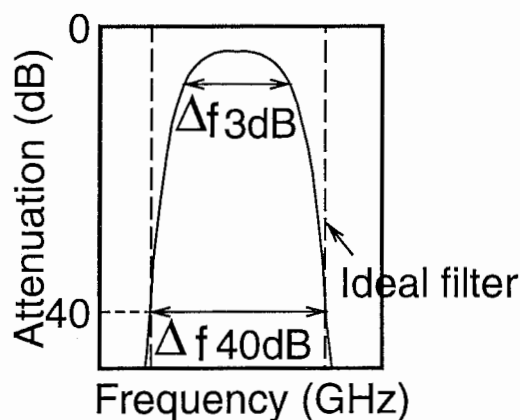


Fig. 2-30. Ideal filter.

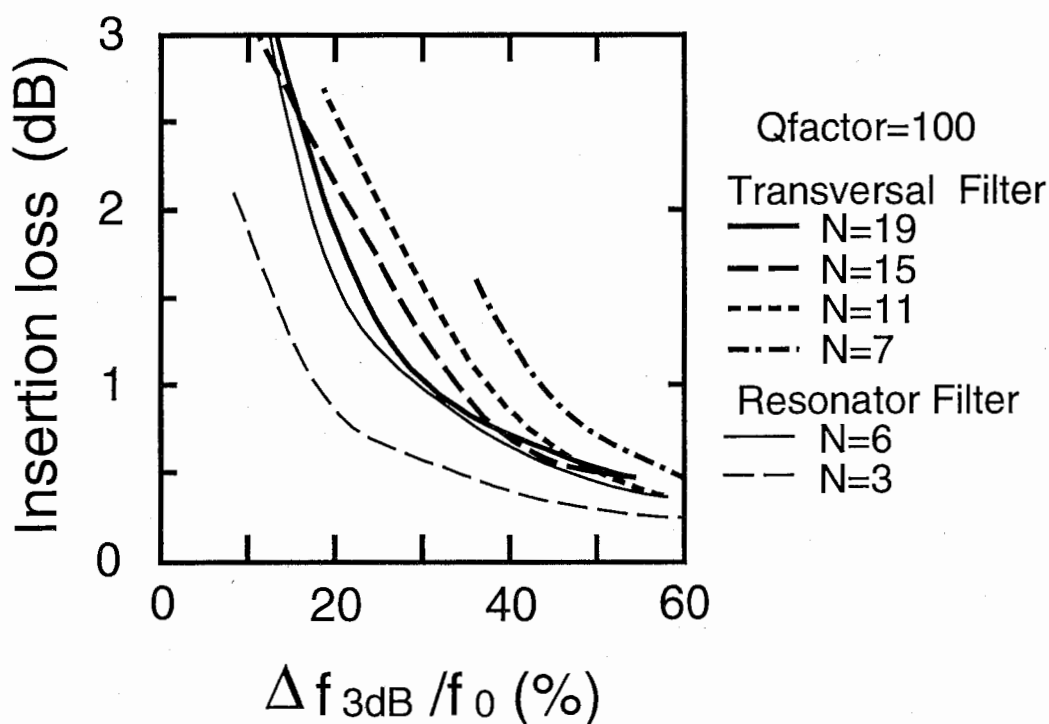


Fig. 2-31. Attenuation versus insertion loss.

2.4.4 本トランスバーサルフィルタの一般特徴のまとめ

これまでに述べた方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの特徴を Table 2-2 にまとめる。共振器フィルタと比べた場合、長所として、広帯域フィルタでは共振器フィルタより急峻な減衰特性が得られる事、さらに Q 値が小さいときは低損失である事、外部とのマッチングが容易でチューニング無しでも良好な特性が得易い事、などが主な長所である。短所としては、挿入損失の面で狭帯域フィルタには適さない事、などがあげられる。

Table 2-2

Summary of general characteristics of two types of filter.

	A transversal filter using directional couplers	Resonator filter
Advantages	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Sharp attenuation</i> characteristics in wide BPF • <i>Low IL</i> when Q-factor is low • Low current density • <i>Easy in matching and tuning free characteristics</i> 	<ul style="list-style-type: none"> • Sharp attenuation characteristics in narrow BPF • Small size (in dielectric filter) • Low loss due to high Q resonator
Disadvantages	<ul style="list-style-type: none"> • Not suitable for Narrow BPF • Large size in low frequency 	<ul style="list-style-type: none"> • Not suitable for wide BPF • High IL when Q-factor is low • Tuning is needed for matching

2.5 まとめ

方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの構成、設計方法、特性について述べた。本トランスバーサルフィルタは重み付け素子と遅延素子の役割をする方向性結合器から構成される。結合係数の設計法には FIR デジタルフィルタの設計法を基にしたレーメッツの交換アルゴリズムを用いる方法と新たに適用した窓関数を用いる方法がある。前者の方法は最終段階の回路シミュレータでの最適化での修正量が大きく、レーメッツの交換アルゴリズムを用いる意義が小さい。これに対し窓関数を用いる方法では、帯域幅の設計がし易いという特徴がある。このフィルタでシャープな減衰カーブを得るには段数をかなり多くする必要がある。また段数が多くないと狭帯域特性を得ることは難しい。さらに共振器タイプフィルタと比較して、外部インピーダンスとのマッチングが容易なこと、Q 値が低いときは低損失なこと、広帯域フィルタでは減衰特性が急峻なことなどの特徴がある。

参考文献

- [1] R. H. Tancress and M. G. Holland: "Acoustic Surface Wave Filters," *Proc. IEEE*, vol. 59, pp. 393-409, 1971.
- [2] K. Yamanouchi, T. Meguro and K. Matsumoto: "Surface-acoustic-wave Unidirectional Transducers Using Anodic Oxidation Technology and Low-Loss Filters," *Electron. Lett.*, vol. 25, No. 15, pp. 958-960, 1989.
- [3] Y. J. Ataiyan, J. M. Owens, K. W. Read, R. L. Carter and W. A. Davis: "MSSW TRANSVERSAL FILTERS BASED ON CURRENT WEIGHTING IN NARROW ($10\mu\text{m}$) TRANSDUCERS," in *Digest of 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 575-578.
- [4] C. Rauscher: "Microwave Active Filters Based on Transversal and Recursive Principles," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-33, pp. 1350-1360, 1985.
- [5] 井田 裕: "Technology Trends of MMIC Transversal Filters," in *Digest of 1995 Microwave Workshops and Exhibition (MWE'95)*, pp. 445-450, 1995.
- [6] M. J. Schindler and Y. Tajima: "A Novel MMIC Active Filter with Lumped and Transversal Elements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-37, pp. 2148-2153, 1989.
- [7] S. Bharj, D. Bechtle, G. Taylor, P. Jozwiak, S. Perlow and R. Camisa: "A MMIC BASED 48 TAP X-BAND ADAPTIVE TRANSVERSAL FILTER," in *Digest of 1994 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 1159-1162.
- [8] D. Kammler: "The Design of Discrete N-Section and Continuously Tapered Symmetrical Microwave TEM Directional Couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-17, pp. 577-590, 1969.
- [9] 平塚 敏朗: "マイクロ波ミリ波帯小型フィルタの研究" *ATR Technical Report*, TR-O-0066, 1994.

- [10] 井田 裕、今井 伸明、小川 英一：“方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの新設計法と減衰特性に関する検討、” 1995年 IEICE エレクトロニクスソサイエティ大会、C-100.
- [11] J. H. McCLELLAN, THOMAS W. PARKS and LAWRENCE R. RABINER: “A Computer Program for Designing Optimum FIR Linear Phase Digital Filters,” *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, vol. AU-21, pp. 506-526, 1973.
- [12] 三谷 政昭：“デジタルフィルタデザイン” 昭晃堂, pp. 189-200, 1987.
- [13] 小西 良弘 監著：“通信用フィルタ回路の設計とその応用” 総合電子出版社, pp. 75-90, 1994.
- [14] 樋口 龍雄：“デジタル信号処理の基礎” 昭晃堂, pp. 124-127, 1986.

第 3 章

K 帯 MMIC トランスバーサルフィルタ

3.1 まえがき

近年マイクロ波、ミリ波回路の小型化の要求から、各回路の MMIC 化の研究が盛んに行なわれているが、ATR ではより集積度の高い多層化 MMIC を提案し、研究を行なってきた。この多層化 MMIC は金導体層と誘電体薄膜を積層し、層間での接続や結合を利用して回路の高集積化・高性能化を実現しており、これまでに方向性結合器や [1] や平衡型増幅器 [2] などが報告されている。この方向性結合器は多層構造を有効に用いることで、3 ~ 40 dB もの広い結合範囲を、広帯域にて実現できる。

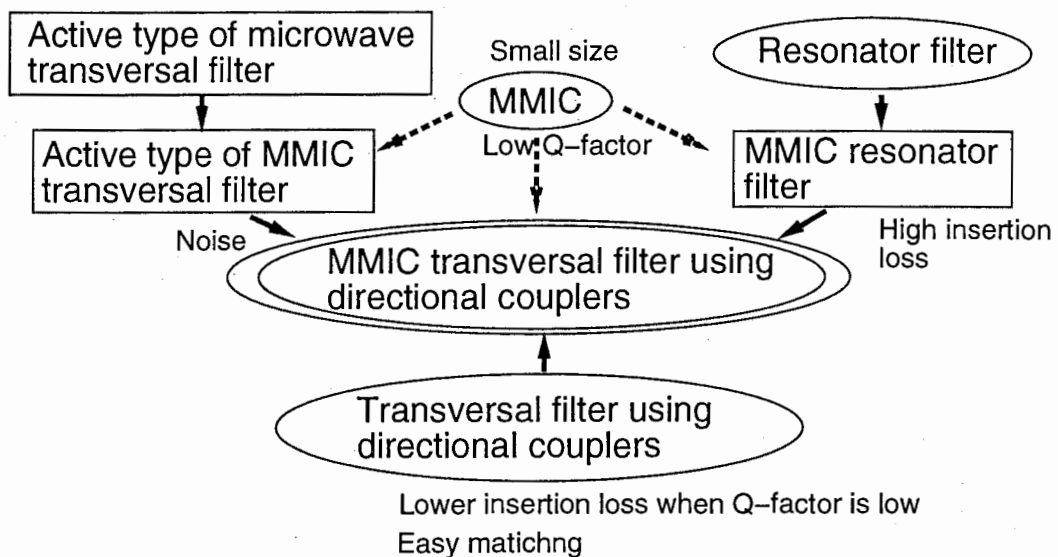


Fig. 3-1. Present state of MMIC transversal filters.

一方、MMIC には損失が大きい、すなわち Q 値が低いという性質があり、それが欠点のひとつになっている。若干報告されている共振器型 MMIC フィルタでは [3][4]、低い Q 値によりその挿入損失が優れているとは言えない。挿入損失を補償する為にアクティブ素子を用いる方法もあるが、アクティブ素子を使うことでノイズが増大される問題がある。トランスバーサ

ル型フィルタの場合は一般的に重み付け素子を用いてアクティブ素子を構成するので、2.1章で述べたように低損失のMMICトランスバーサルフィルタも実現できるが、アクティブ素子を使うことでノイズの問題が残ると思われる。

これに対し方向性結合器だけで構成したトランスバーサルフィルタは、ノイズの問題には無関係である、Q値が低い場合には共振器型フィルタよりも低損失である、さらに共振器型フィルタよりもインピーダンスマッチングが簡単である、というMMIC化に適した特徴を持つ。この章では先に述べた多層化MMIC方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタについて述べる [5]。

3.2 MMIC 方向性結合器

Fig. 3-2に試作に用いた多層化MMICの基本構造図を示す。GaAs基板上に2.5 μm 厚のポリイミド層と1 μm 厚の導体層が交互に形成してある。

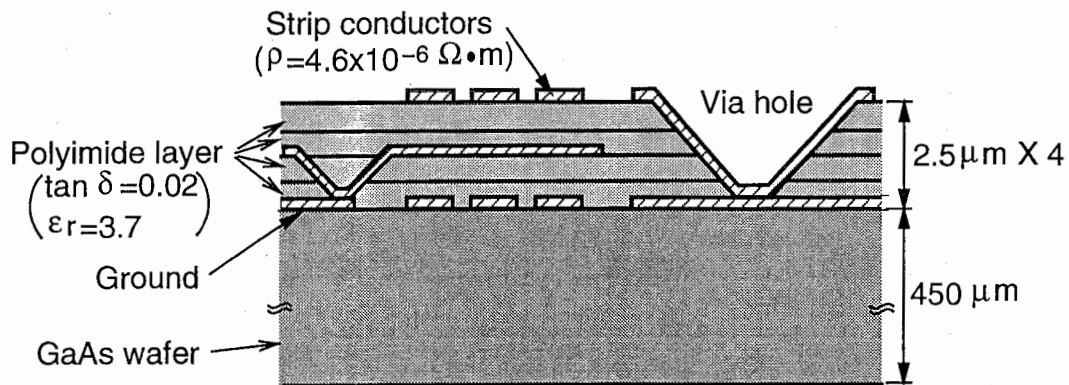


Fig. 3-2. Basic structure of multilayer MMIC.

Fig. 3-3は、MMICトランスバーサルフィルタで用いた多層化MMIC方向性結合器の断面図である。多層化構造はGaAsウェハ上に2つのポリイミド層と3つの1 μm 厚金導体層から成る。方向性結合器はグラウンド面にチューニングセプタムを、そして、結合線路の上面に浮遊導体を持つ。チューニングセプタムはイーブンモードの特性インピーダンス Z_{even} を上げるために、浮遊導体はオッドモードの特性インピーダンス Z_{odd} を下げるために用いられる。また Z_{even} と Z_{odd} はほぼ独立に設定できる。これらにより3 dBもの強い結合が希望するマッチングインピーダンスのもとで得られる。さらにこの方向性結合器はチューニングセプタムと浮遊導体無くし、普通のマイクロストリップ方向性結合器にすることで20 dB以上の弱い結合も実現できるので、3 ~ 40 dBもの広い範囲で結合量を得る事ができる。20 dBより強い結合の場合、所望の Z_{even} と Z_{odd} はチューニングセプタムの幅 $G2$ とマイクロストリップライン幅 W_s を変えて得られる。設計を簡単にするために2本のマイクロストリップラインの間隔 $G1$ は10 μm に、浮遊導体の幅 W_f は $W_f = G1 + 2W_s + 4 \mu\text{m}$ にしている。

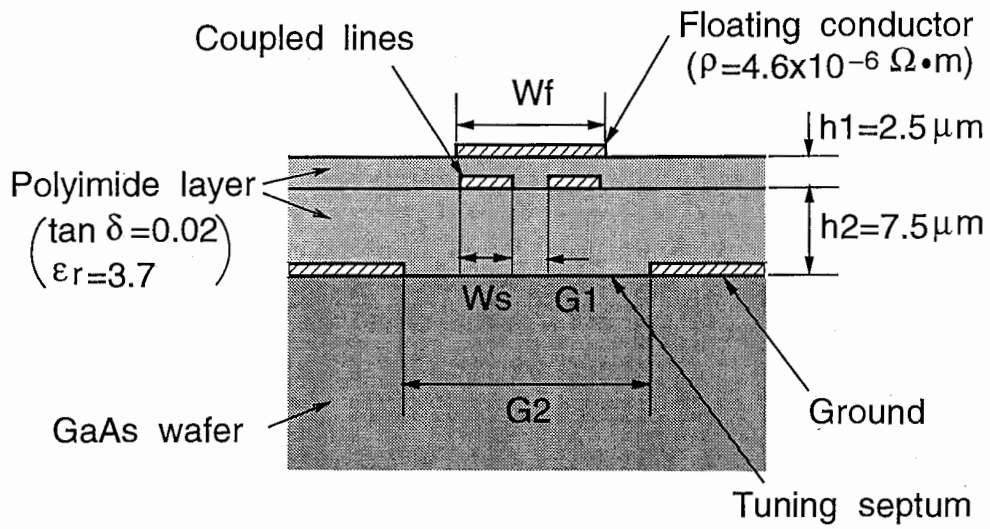


Fig. 3-3. A cross-sectional view of a multilayer MMIC directional coupler.

Fig. 3-4 は準定常 TEM 近似を用いた有限要素法で計算されたこの方向性結合器の特性インピーダンスである [1]。図中の印は、後述の試作したトランスバーサルフィルタの k_i に対応している。

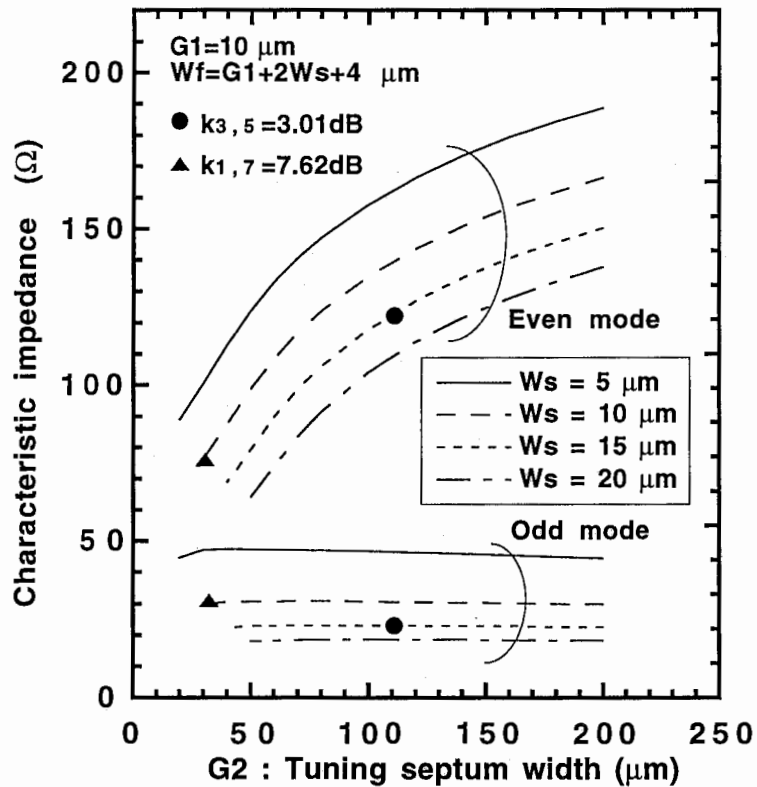


Fig. 3-4. Calculated characteristic impedance of a multilayer MMIC directional coupler as a function of the tuning septum [1].

中心周波数 $f_0=20$ GHz の 3 dB 方向性結合器の周波数特性を Fig. 3-5 に示す。チップサイズは 1.1 mm 四方である。18 ~ 22 GHz の範囲で 3.7 ± 0.2 dB の結合量を持つ。30 GHz 以下のリターンロスは 22 dB 以上、アイソレーションは 28 dB 以上である。

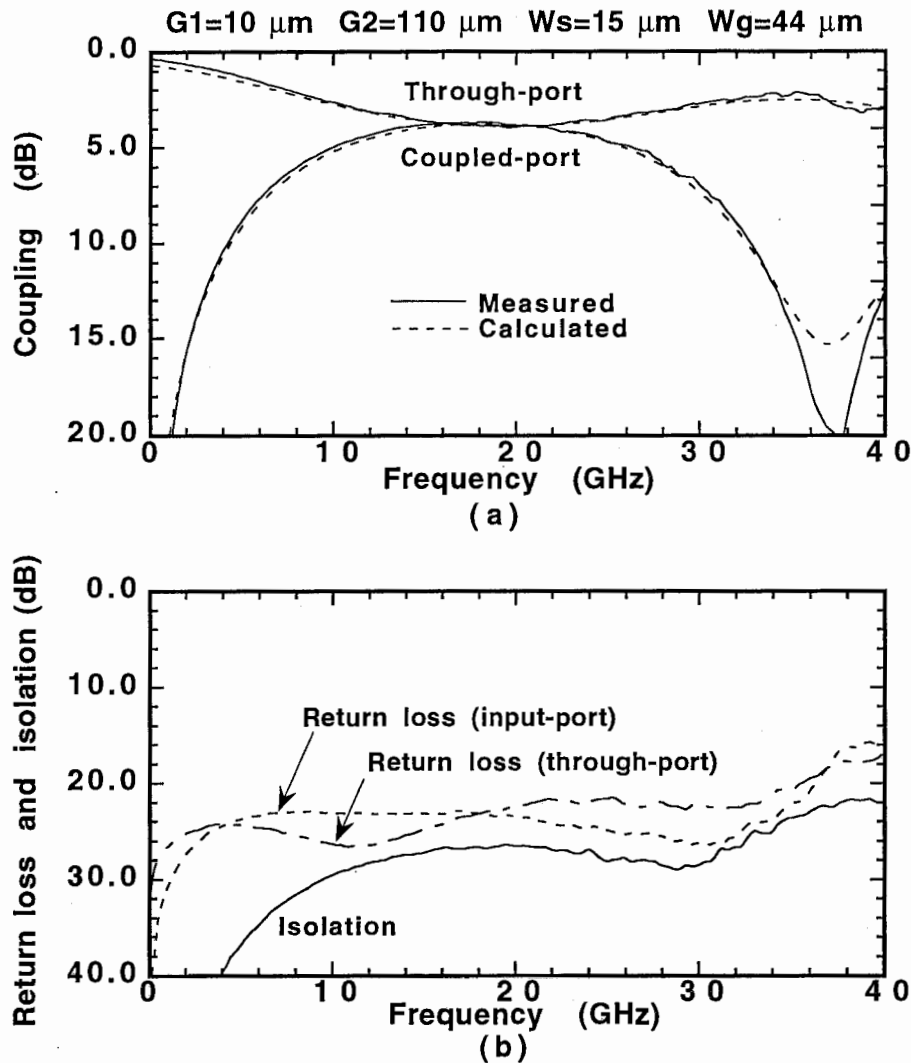


Fig. 3-5. Measured characteristics of the 3-dB coupler [1],
(a) coupling and (b) return loss and isolation.

3.3 設計

フィルタの仕様例と、2.3.1 章で述べたレーメッツの交換アルゴリズムを用いる方法で設計した k_i の例をそれぞれ Tables 3-1、3-2 に示す。中心周波数 20 GHz、帯域幅 8 GHz、中心周波数から 8 GHz 離れでの減衰量 30 dB を仕様とすると結合係数が Table 3-2 のように決まる。

Table 3-1
Specifications of the transversal filter
using directional couplers

fo (GHz)	BW (GHz)	Attenuation (dB) (at fo ± 8 GHz)
20.0	8	30

Table 3-2
Designed coupling coefficients

Directional coupler No., i	1, 7	2, 4, 6	3, 5
k_i (dB)	7.62	38.1	3.01

トランスバーサルフィルタの設計で得られた k_i は次の式で Z_{even} と Z_{odd} に変換される。

$$Z_{even} = Z_0 \sqrt{(1 + k_i)/(1 - k_i)}, \quad (3.1)$$

$$Z_{odd} = Z_0^2 / Z_{even}. \quad (3.2)$$

3.4 MMIC トランスバーサルフィルタの試作結果

Table 3-2 の設計例に基づいて試作したトランスバーサルフィルタのマイクロ写真を Fig. 3-6 に示す。減衰特性を改善するために7個の方向性結合器から成るトランスバーサルフィルタを2個直列接続している。チップの大きさは4.2 mm × 2.3 mmである。2、4、6番目のポジションの弱結合部にはチューニングセプタムや浮遊導体は無く、1、3、5、7番目のポジションの暗い部分には中あるいは強結合部のチューニングセプタムを表す。

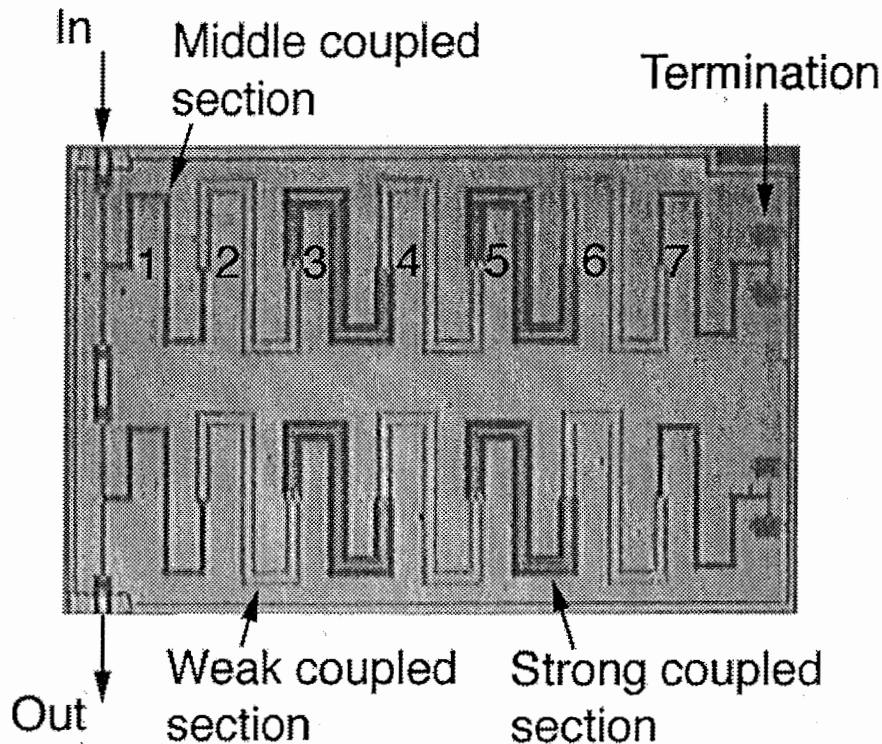
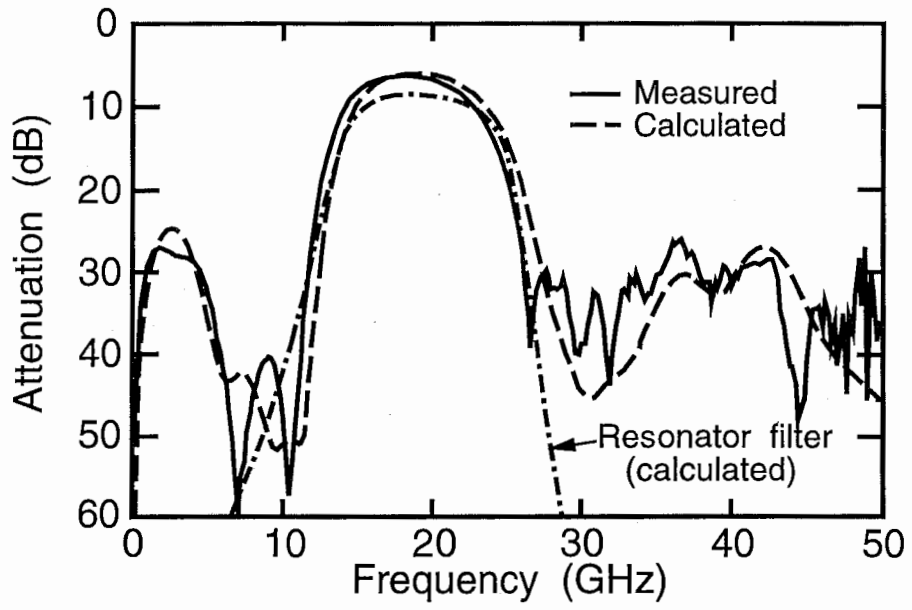
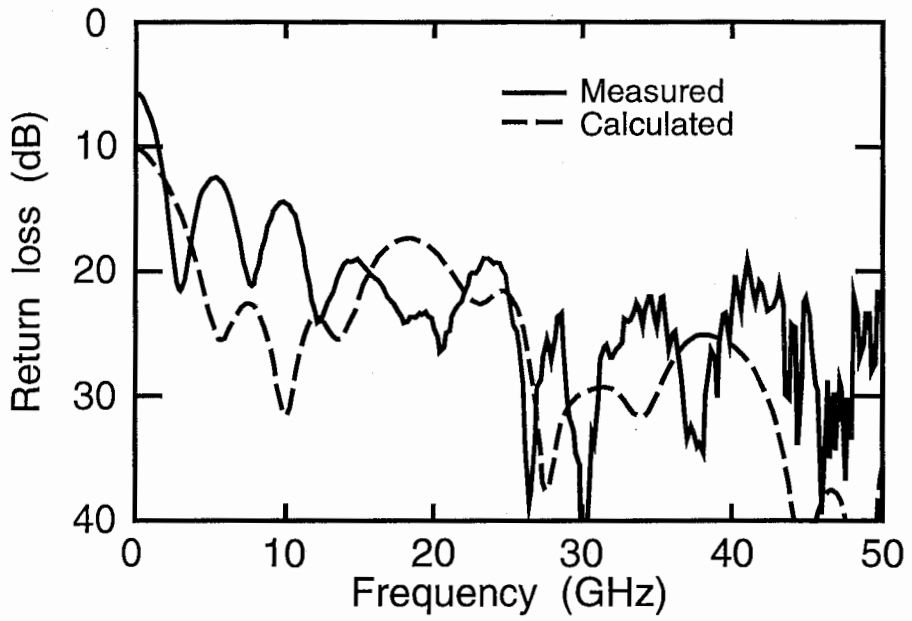


Fig. 3-6. Microphotograph of the fabricated transversal filter.

Fig. 3-7に試作したトランスバーサルフィルタの伝送特性とリターンロスを示す。比較のために同じ仕様の共振器フィルタの特性の計算値も Fig. 3-7に示してある。中心周波数 20 GHz で測定された挿入損失は 6.2 dB で、同じ Q 値、同じ特性を持つ共振器型フィルタの計算値より 2.3 dB 小さい値であった。なお本 MMIC の 20 GHz での Q 値は半波長マイクロストリップライン共振器の測定結果より約 10 と推定された。中心周波数から 8 GHz 離れでは 30 dB 以上の減衰量が得られた。これらの値は設計に用いた仕様を満たしている。Fig. 3-7(a)での共振器フィルタの計算値と伝送特性の比較は、遮断帯域では実特性が劣化するので [4] 通過帯域でだけ行なっている。7 GHz 以上の周波数においては 14 dB (VSWR=1.5 の相当) 以上のリターンロスが得られているが、これよりこのトランスバーサルフィルタは特性インピーダンスに容易にマッチングできる事が確かめられた。測定された特性は特に伝送特性において計算値と良く一致した。リターンロスでの実測値と計算値の違いは入出力部の不連続によると思われる。



(a)



(b)

Fig. 3-7. Measured and calculated performance of the fabricated transversal filter; (a) transmission characteristics and (b) return loss.

3.5 まとめ

多層化方向性結合器を用いたパッシブタイプのK帯MMICトランスバーサルフィルタの研究を行なった。ATRで提案された多層化MMIC方向性結合器を用い、中心周波数20 GHz、帯域幅8 GHzのMMICトランスバーサルフィルタを試作した。チップの大きさは4.2 mm×2.3 mmである。測定の結果、計算値とよく一致した特性が得られた。

このMMICトランスバーサルフィルタは同じのQ値の共振器型フィルタよりも低損失である。このMMICトランスバーサルフィルタと共振器フィルタとでの挿入損失の差は、Q値が低くなるミリ波帯ではより顕著になる。したがってこのトランスバーサルフィルタはミリ波帯のMMICに適しているといえる。

参考文献

- [1] S. Banba and H. Ogawa: "Multilayer MMIC Directional Couplers Using Thin Dielectric Layers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, pp. 1270-1275, 1995.
- [2] 今岡 俊一、馬場 清一、今井 伸明: 「多層構造を用いたミリ波帯 MMIC 平衡型増幅器」、電子情報通信学会技術報告、MW95-12, pp. 13-18, 1995.
- [3] M. I. Herman, S. Valas, D. M. McNay, R. Knust-Graichen and J. C. Chen: "Investigation of Passive Bandpass Filters Using MMIC Technology," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 228-230, 1992.
- [4] F. Mernyei, I. Aoki and H. Matsuura: "A Novel MMIC Filter - Measured and Simulated Data," in *Digest of 1995 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 1995, pp. 387-390.
- [5] Y. Ida, T. Hiratsuka, S. Banba, N. Imai and E. Ogawa: "A K-Band MMIC Transversal Filter Using Directional Couplers," in *Proc. of 1995 Asia Pacific Microwave Conference (APMC'95)*, pp. 283-286, 1995.

第 4 章

CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ

4.1 まえがき

3章の MMIC トランスバーサルフィルタの例では広帯域なフィルタを実現するため、多層構造により最強で 3 dB の結合度の方向性結合器を用いている。一方、帯域幅が 30 % 程度以下なら、段数を増やす必要があるが結合度は小さくて済むので、コプレーナウェーブガイド (CPW) のような単層でトランスバーサルフィルタを実現できる [1]。ここでは CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの接続部の設計法について検討し、試作結果を報告する [2]。

4.2 帯域幅による結合度の違い

Fig. 4-1 に 15 段の方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタでの、結合係数とフィルタの帯域幅の関係を示す。比帯域幅 bw_{3dB} が 50 % 以上だと 3 dB ($k=0.7$) の方向性結合器が必要になるが、30 % の場合は最強でも 8 dB ($k=0.4$) の方向性結合器で構成でき、単層の CPW でも実現できる。

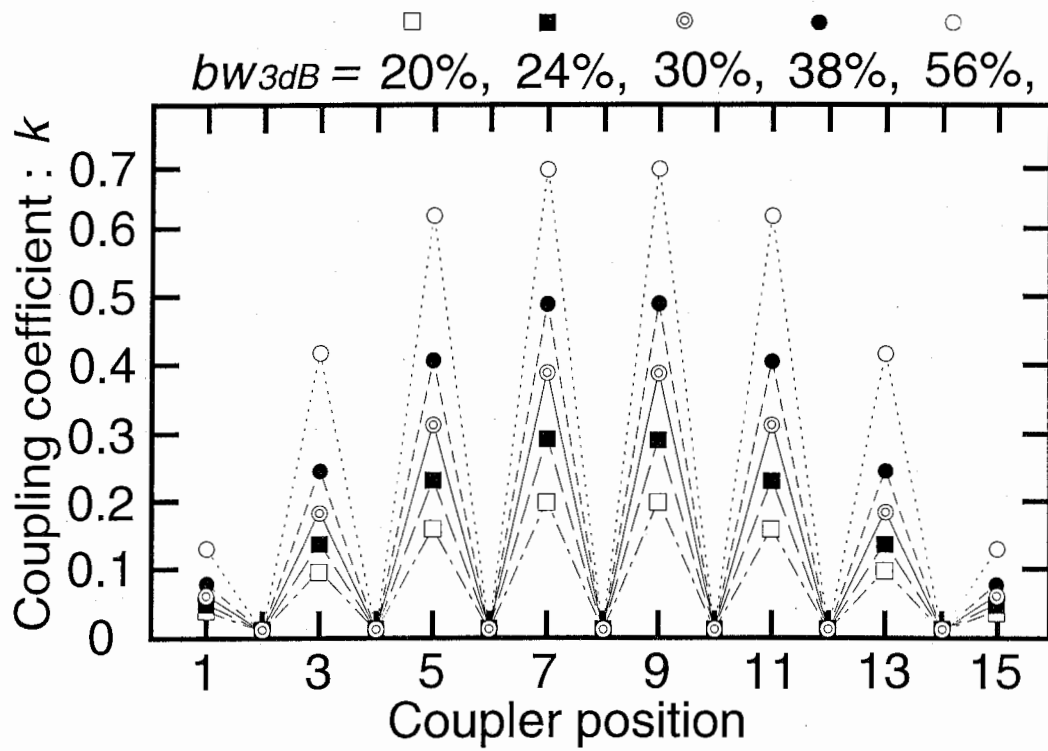


Fig. 4-1. Coupling coefficients k versus relative bandwidth bw_{3dB} .

4.3 G-S-S-G型 CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ

ここでは全ての方向性結合器にG(グラウンド)-S(シグナルライン)-S-G型 CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタについて述べる。

4.3.1 方向性結合器の接続部の解析

方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタは、強弱の結合度の方向性結合器を直列接続して構成されるが、接続部での結合特性の乱れとインピーダンスの不整合等を抑える必要がある。一方、充分厚みがある基板上に作ったCPW方向性結合器では、ラインとギャップの幅の比を一定に保てば、インピーダンスを変えずに結合2線路の間隔を変えることができる。そこでCPW方向性結合器でトランスバーサルフィルタを構成し、強弱の方向性結合器の接続部で結合2線路の間隔の差を小さくするようにすると、前述した接続部の影響を小さくできる。これについて電磁界シミュレータで計算した。Fig. 4-2は上記の接続部を全長が一定のまま、弱結合部の寸法によって強弱の結合2線路の間隔の差 $\Delta S(\equiv S_2 - S_1)$ を変えて設計した場合の結合特性を示している。 ΔS を小さくしていくと理想特性($L_t = 0$ 、インピーダンスは整合)に近づき、接続部の影響の低減することがわかる。

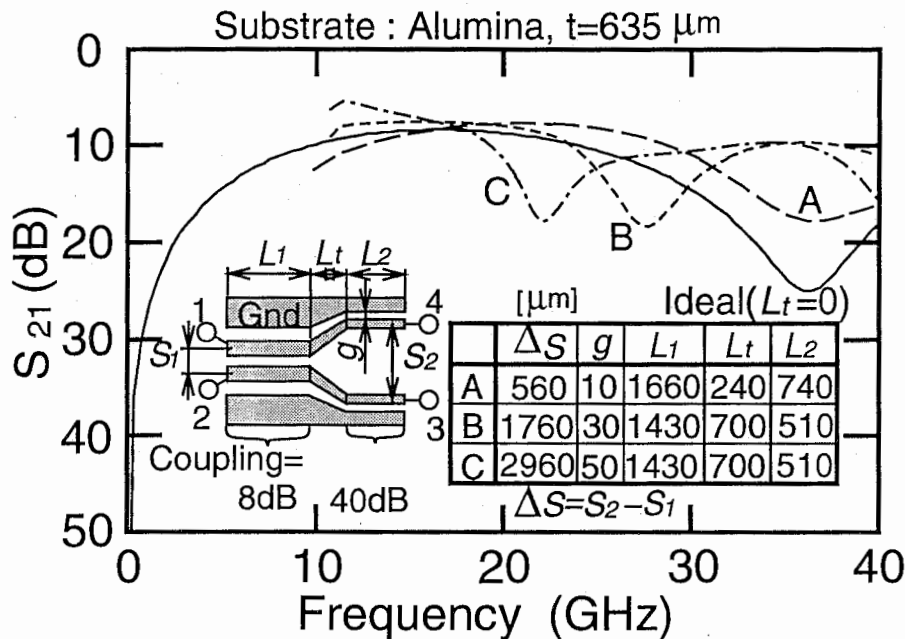


Fig. 4-2. Analysis result on connecting section.

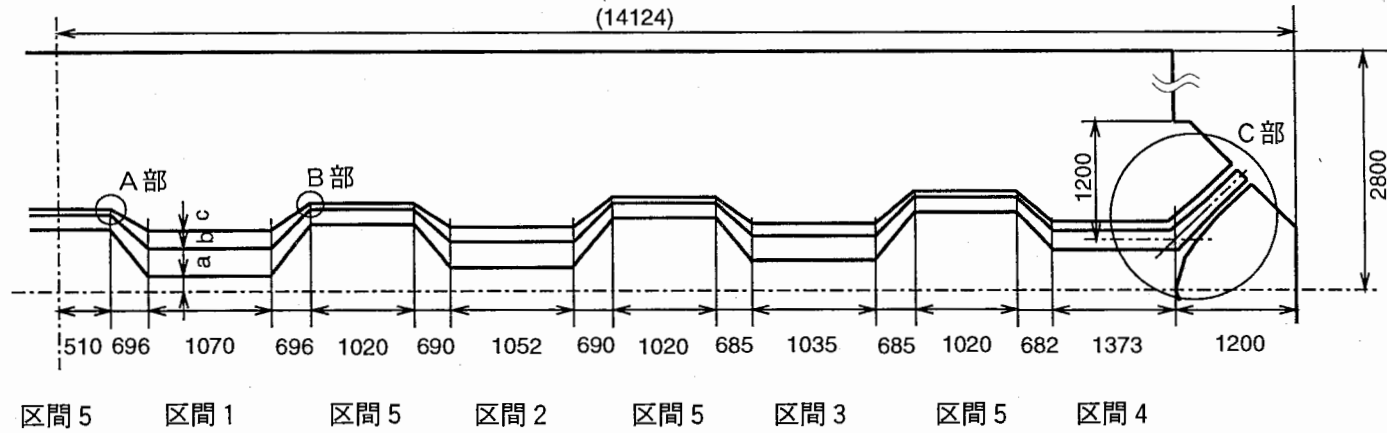
4.3.2 試作結果

中心周波数 $f_0=15$ GHz、帯域幅 $BW_{3dB}=3.6$ GHz、段数 $N=15$ のトランスバーサルフィルタを試作した。試作に用いた基板と電極のデータを以下に示す。

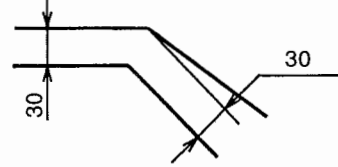
- 基板 アルミナ、厚み $t=635 \mu\text{m}$ 、鏡面研磨 ($R_a=0.01 \mu\text{m}$ 以下)、 $\tan\delta=0.002$ (カタログ値)
- 電極 (下地としてニッケルクロム 500 \AA) + (金 $3 \mu\text{m}$ 以上)、抵抗率 ρ は純金の 1.7 倍 (試作 CPW 線路の損失値より算出)

今回の試作では工作精度の条件から、最小ギャップ幅を $30 \mu\text{m}$ (Fig. 4-2 の B) とした。各段の方向性結合器の寸法はマイクロ波シミュレータ (HP EEsof Libra) を利用して決めた。Fig. 4-3 にフィルタの設計図を示す。

Fig. 4-3. A design plan of a transversal filter using directional couplers with only G-S-S-G type.

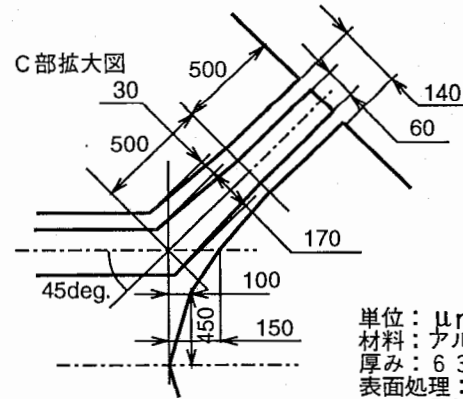


A、B部拡大図
(B部はA部の対称形)



a、b、c寸法は次表による

区間	1	2	3	4	5
a	22	38	115	600	900
b	155	177	275	770	1060
c	205	217	305	800	1090



単位：μm
 材料：アルミナ
 厚み：635 μm
 表面処理：打ち合わせによる
 裏面は電極不要
 寸法公差：打ち合わせによる
 基板エッジや他の回路から3mm以上の
 距離をとること

作成	DATE	品名	DFY001	ATR

フィルタの外観を Fig. 4-4 に示す。実際は曲がり部分でのモード変換を抑えるために、Fig. 4-5 のように曲がりの直前部分のグラウンド間でワイヤボンディングを行なっている。伝達及びリターンロス特性を Fig. 4-6 に示す。Fig. 4-6 の計算値は接続部のテーパ部分を、両隣りの方向性結合器の中間の結合度を持つ方向性結合器で表して得たものである。伝達特性の通過域では計算値に近い特性が得られ、挿入損失は 2.3 dB であった。1 GHz 及び 30 GHz 付近のスプリアスは、方向性結合器単体の結合特性の劣化によって発生するものである。帯域外の減衰とリターンロス特性で計算値と不一致の部分があるのは、計算はインピーダンス整合の取れた条件で行なっているのに対し、実際には Fig. 4-2 の B のように、 ΔS が比較的大きく結合特性に乱れがあることと、インピーダンス不整合があることによる。これらは Fig. 4-2 の A のように、より精密な製作技術を用いて ΔS を小さくすると改善できる。



Size: 28.2 mm × 5.6 mm

Fig. 4-4. Microphotograph of the fabricated filter.

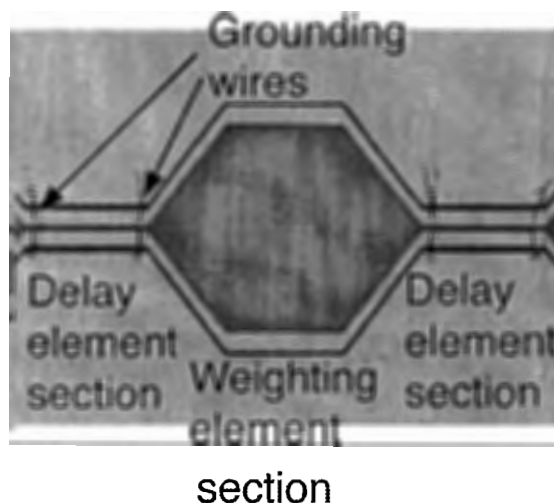


Fig. 4-5. Microphotograph of wire-bonded section.

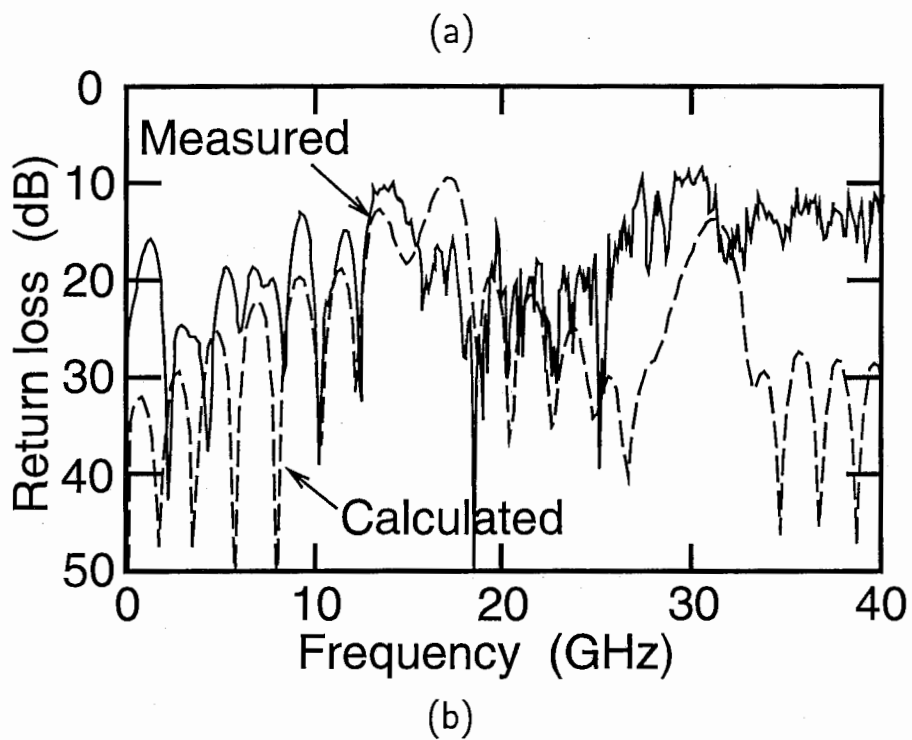
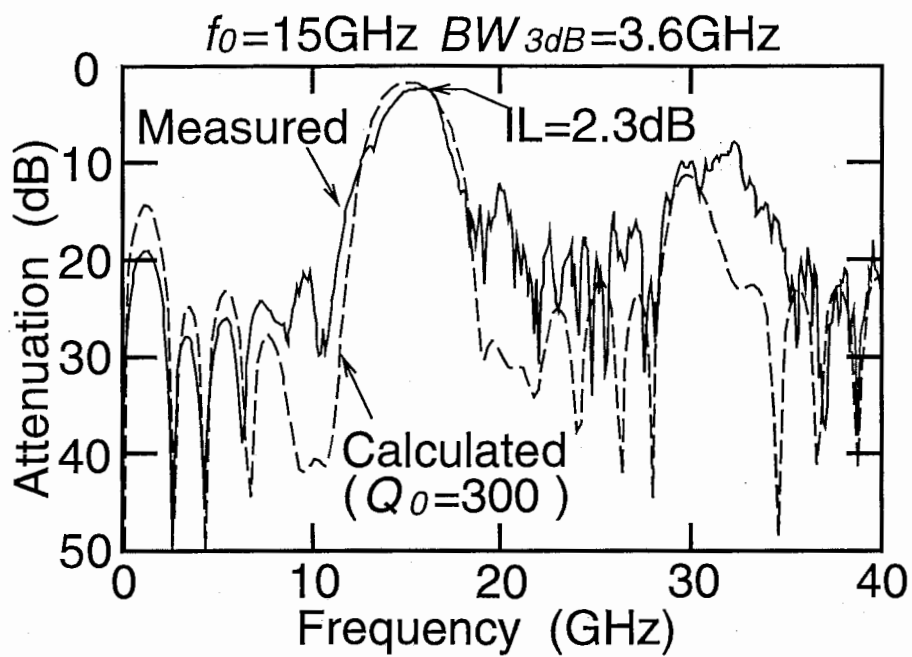


Fig. 4-6. Measured and calculated performance of the fabricated transversal filter; (a) transmission characteristics and (b) return loss.

4.4 G-S-G-S-G 型 CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ

ここでは CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタにおいて、遅延素子の役割をする方向性結合器に G-S-G-S-G 型方向性結合器を用い、強弱の方向性結合器の接続部の影響を抑えたタイプを述べる。

4.4.1 設計

G-S-G-S-G 型 CPW 方向性結合器では中心のグラウンドによって結合度が弱まるので (Fig. 4-7)、G-S-S-G 型に比べて幅の小さな方向性結合器がつけられる。それによってトランスバーサルフィルタにおいて強弱の方向性結合器の接続部の影響が低減でき、特性の改善が期待できる。4.3 章で述べたトランスバーサルフィルタと同じ結合度の方向性結合器で設計した場合の設計図を Fig. 4-8 に示す。同じ製作精度であっても強弱の方向性結合器の接続部の曲がり小さくなっていることがわかる。なお各段の方向性結合器の寸法はマイクロ波シミュレータ (HP MDS を利用: HP EEsof Libra には G-S-G-S-G 型 CPW 方向性結合器のモデルが無かった) で求めている。

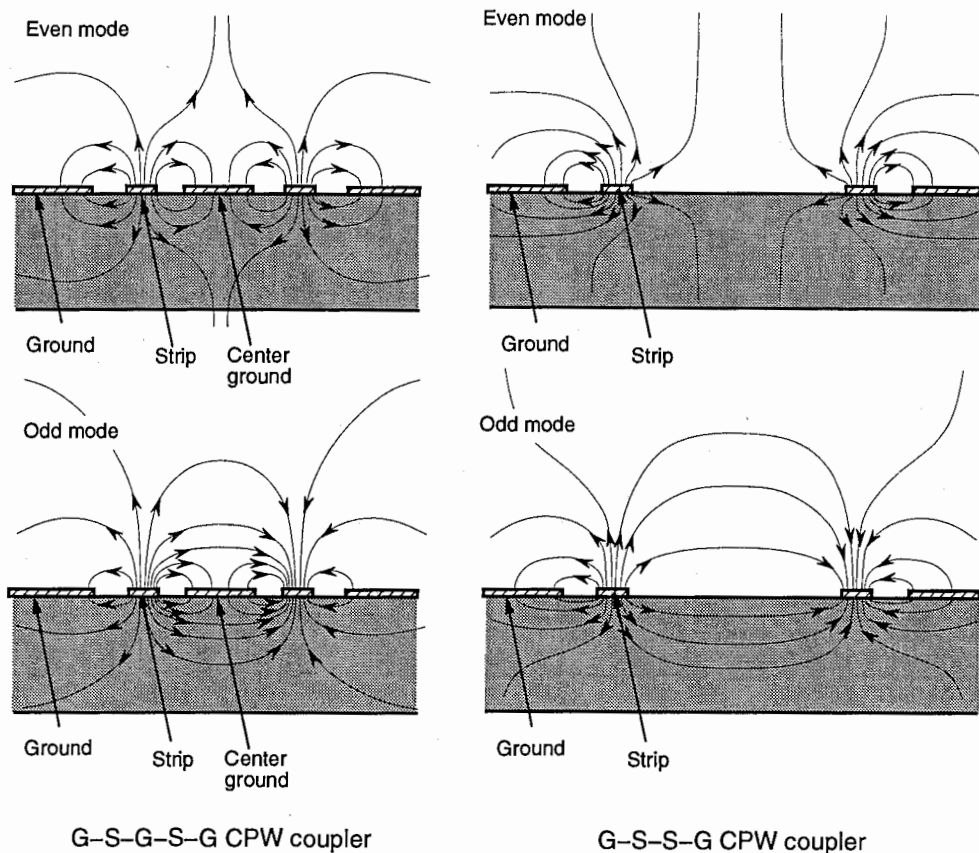
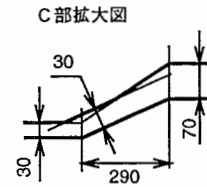
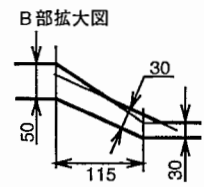
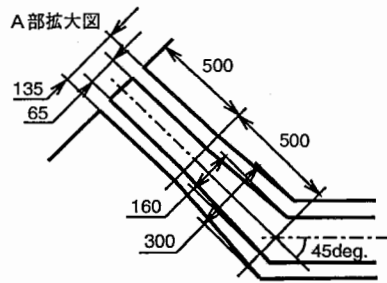
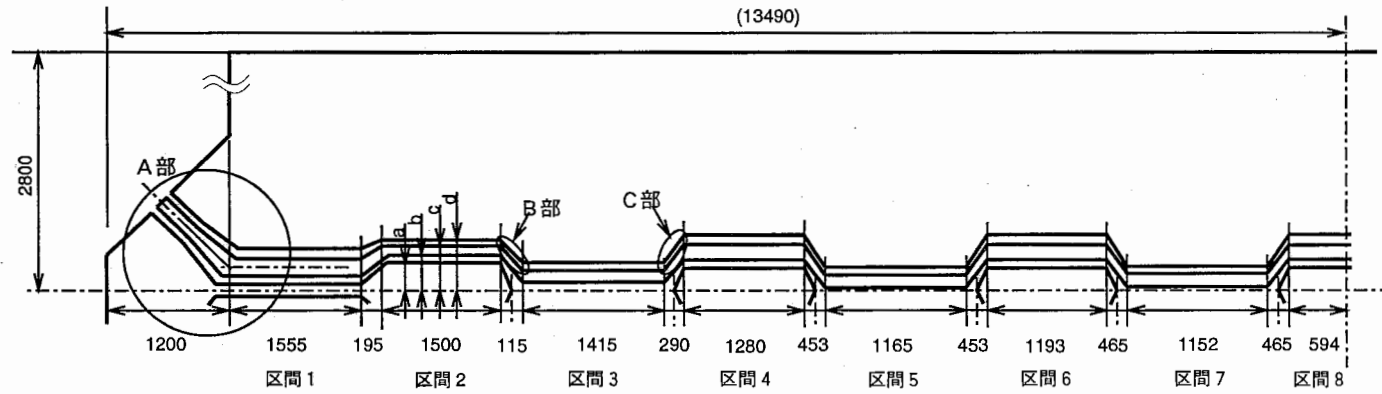


Fig. 4-7. E-field of CPW directional couplers.



a、b、c、d寸法は次表による

区間	1	2	3	4	5	6	7	8
a	60	255	-	370	-	370	-	370
b	130	305	190	440	38	440	22	440
c	290	415	350	600	177	600	155	600
d	360	465	380	670	217	670	205	670

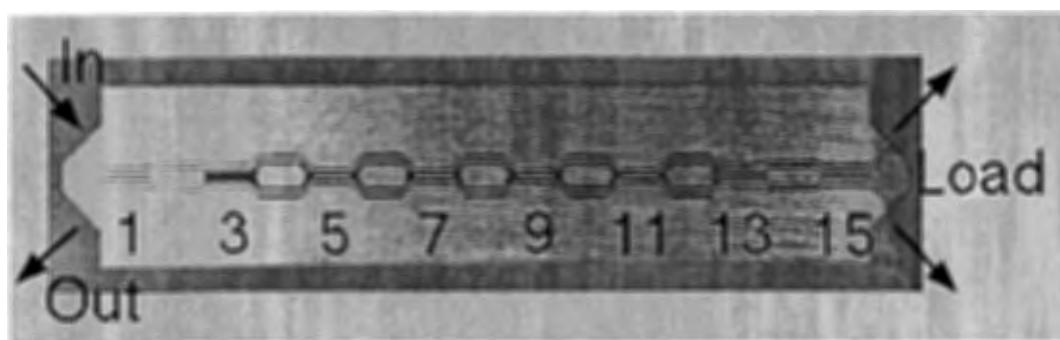
単位: μm
 材料: アルミナ
 厚み: $6.35 \mu\text{m}$
 表面処理: 打ち合わせによる
 裏面は電極不要
 寸法公差: 打ち合わせによる
 基板エッジや他の回路から 3mm以上の距離をとること

作成	DATE	品名	DFY009	ATR

Fig. 4-8. A design plan of a transversal filter using directional couplers including G-S-G-S-G type.

4.4.2 試作結果

中心周波数 $f_0=18$ GHz、帯域幅 $BW_{3dB}=4.8$ GHz、段数 $N=15$ のトランスバーサルフィルタを試作した。フィルタの外観を Fig. 4-9 に示す。今回の試作でも最小ギャップ幅は $30\ \mu\text{m}$ である。不要モードへの変換を抑えるために曲がり部分のグラウンド間に、さらに G-S-G-S-G 型方向性結合器の中心のグラウンドを作るために両サイドのグラウンドからワイヤボンディングを行なっている (Fig. 4-10)。フィルタの伝達及びリターンロス特性を Fig. 4-11 に示す。G-S-G-S-G 型方向性結合器を用いない Fig. 4-6 に比較して、伝達特性では通過帯域より高周波側のサイドローブレベルが 12 dB から 28 dB に改善、トップロスが 2.3 dB から 1.66 dB に低減、リターンロスも $f_0 \times 1.5$ 以下の範囲で 8 dB から 13 dB に改善されるなど、特性が改善された。これより G-S-G-S-G 型 CPW 方向性結合器を用いることで、強弱の方向性結合器の接続部の影響の低減することが確認できた。



Size: 27 mm \times 5.6 mm

Fig. 4-9. Microphotograph of the fabricated transversal filter.

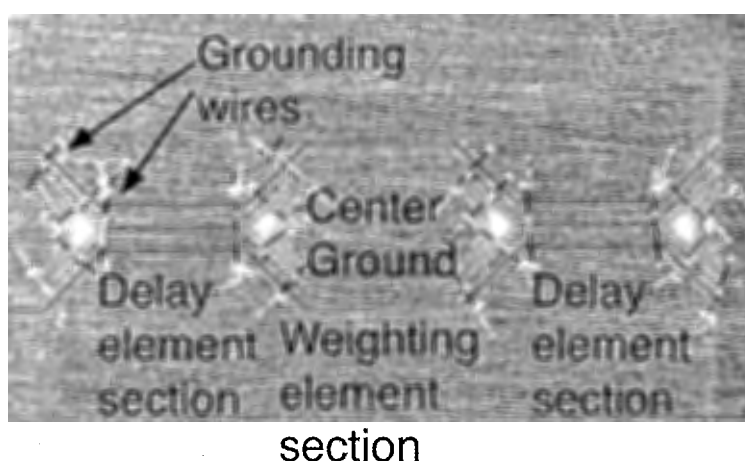


Fig. 4-10. Microphotograph of wire-bonded section.

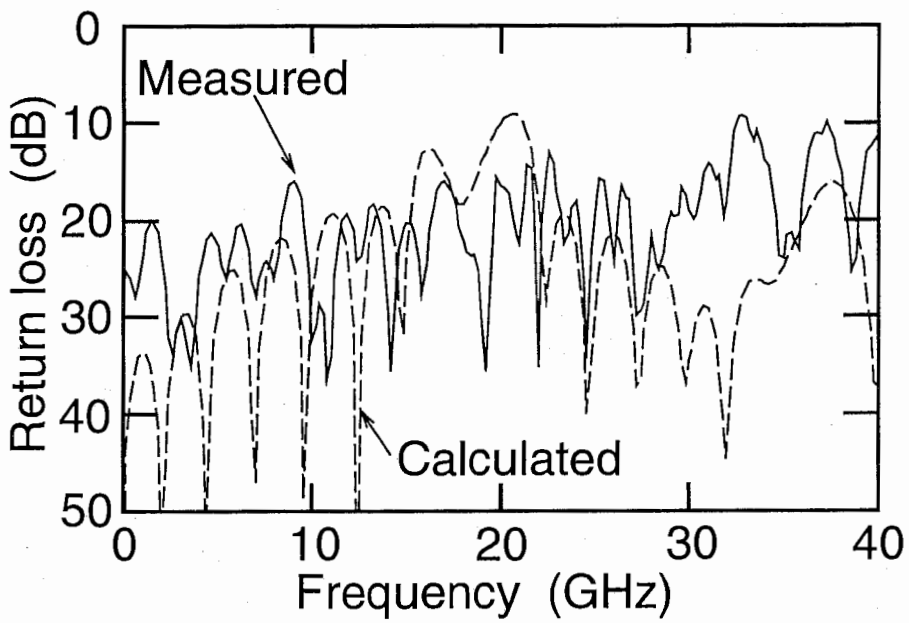
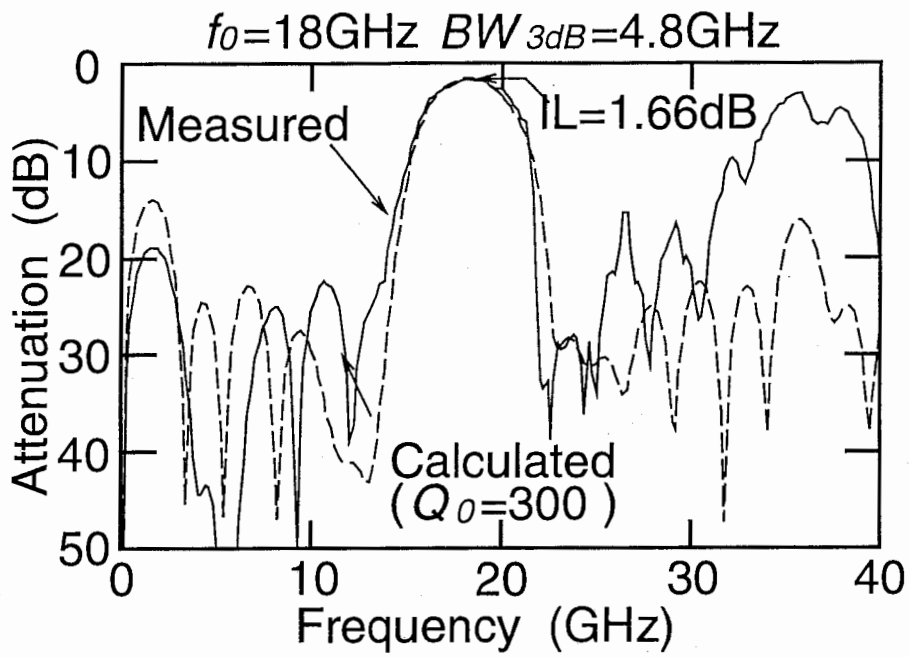


Fig. 4-11. Measured and calculated performance of the fabricated transversal filter;
 (a) transmission characteristics and (b) return loss.

4.5 まとめ

構造が簡単化できる CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの検討、試作を行なった。遅延素子となる方向性結合器に G-S-S-G タイプを用いたものと G-S-G-S-G タイプを用いたものの 2 種類の試作を行なった。

G-S-S-G タイプを用いたトランスバーサルフィルタでは、設計で結合度の異なる方向性結合器間の接続部の影響を考察し、試作を行なった。試作品は阻止域の減衰特性、リターンロス特性が未だ不十分だが、より精密な製作技術を用い、段間の結合線路の幅の差を少なくすれば改善できる。G-S-G-S-G タイプを用いたトランスバーサルフィルタでは、強弱の方向性結合器の接続部の影響が低減でき、帯域外の減衰や挿入損失、リターンロスなどの特性が改善されることが確認できた。

参考文献

- [1] 岩朝 崇浩、和田 光司、野口 泰正：“コプレーナ線路で構成したトランスバーサル形フィルタの検討、” 1995 年 IEICE 総合大会、C-118.
- [2] 井田 裕、今井 伸明、小川 英一：“CPW 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタの試作、” 1996 年 IEICE 総合大会、C-110.

第 5 章

結言

本レポートでは ATR 光電波通信研究所に在籍中に行なった、方向性結合器を用いたマイクロ波トランスバーサルフィルタの研究成果をまとめた。この研究では本フィルタの設計法を確立し、特徴を明らかにできた。MMIC 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタでは、外部とのインピーダンスマッチングの容易性から、ミリ波帯での本フィルタの可能性を示した。コプレーナ型方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタでは多層構造を用いずに簡単な製法で本フィルタを実現できることを示した。

今後の課題としては、超電導トランスバーサルフィルタの検討が考えられる。共振器型フィルタは、周波数や結合係数の調整が難しく、低コスト化が困難と考えられるが、本フィルタでは特性を得るためのチューニングが必要でない。また共振器型フィルタに比べて、本フィルタは内部エネルギーが少ないので、許容入力も大きい。このように本トランスバーサルフィルタは超電導効果による極低損失 MMIC 方向性結合器を多数個用いた狭帯域な MMIC フィルタへの応用が有望だと思われる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、御助言いただいた平塚敏朗氏 (元 ATR 光電波通信研究所、現在 (株) 村田製作所) ならびに多層化 MMIC 方向性結合器の研究を進めていただいた、馬場清一氏 (元 ATR 光電波通信研究所、現在三洋電機 (株)) に深謝致します。また日頃ご指導いただいた ATR 光電波通信研究所の猪股英行社長、小川英一室長ならびに今井伸明主任研究員に深謝致します。