

TR-O-0066

49

マイクロ波ミリ波帯小型フィルタの研究

平塚 敏朗

1994. 3. 31

ATR光電波通信研究所

復帰報告書

1994年3月31日

- 1、氏名 平塚敏朗
- 2、研究テーマ マイクロ波ミリ波帯小型フィルタの研究
- 3、滞在期間 平成2年8月1日～平成6年1月31日（3年6カ月）
- 4、復帰先 社名 (株)村田製作所 技術開発本部
第3開発グループ開発1部
連絡先 〒617京都府長岡京市天神2-26-10
☎ (075) 951-9111

5、成果の概要

ATR光電波通信研究所では、将来の移動体通信システムの構築を目指しての研究が進められている。そこで、ミリ波帯での小型フィルタの実現が課題となっている。

従来の共振器フィルタの問題点を解決する手段として、方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタを提案し、このフィルタの設計手法、特性について研究を行った。

電気特性については従来の共振器フィルタとの比較を行い、ミリ波帯でトランスバーサルフィルタの優位性が確認できた。

実際に、積層セラミクスで12GHz帯と30GHz帯のフィルタを試作し、良好な結果が得られた。

また、多層MMIC技術を用いることにより、20GHz帯のトランスバーサルフィルタのMMIC化を図り、計算値と良く一致した。

今後は、フィルタ自体の多層化による小型化を進めることにより、実用化が可能となってくると思われる。

目次

| | |
|---------------------------------|----|
| 1. はじめに | 1 |
| 2. 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ | 3 |
| 2. 1 概要 | 3 |
| 2. 2 フィルタの構成 | 3 |
| 2. 3 フィルタの設計 | 5 |
| 2. 4 共振器フィルタとの比較 | 11 |
| 2. 5 まとめ | 12 |
| 3. 積層セラミクスフィルタ | 20 |
| 3. 1 概要 | 20 |
| 3. 2 フィルタの構成 | 20 |
| 3. 3 試作結果 | 23 |
| 3. 4 30GHz帯フィルタ | 25 |
| 3. 5 まとめ | 30 |
| 4. MMICフィルタ | 31 |
| 4. 1 概要 | 31 |
| 4. 2 多層方向性結合器の構造 | 31 |
| 4. 3 設計 | 33 |
| 4. 4 試作結果 | 34 |
| 4. 5 まとめ | 39 |
| 5. 今後の応用展開 | 40 |
| 5. 1 多層化による小型化 | 40 |
| 5. 2 超伝導フィルタ | 41 |
| 6. まとめ | 44 |
| 外部発表及び特許 | 44 |

1. はじめに

移動体通信システムは800MHz帯、準マイクロ波帯で飛躍的に進展してきた。現在はより高周波での実現を目指しミリ波帯での研究が進められている[1-1]。

移動体通信機器の小型化に誘電体フィルタは大きく貢献してきたが[1-2]、今後、より高周波化（ミリ波帯）、小型化（MMIC化）するには、

○共振器型フィルタの場合、共振器内部に蓄積されたエネルギーのため、伝送線路の損失が増える以上にフィルタの挿入損が増加してしまう。

○共振周波数と結合係数とのバランスにより整合を得ているため、無調整化するためには、非常に厳しい精度（寸法、材料定数）が必要である。

等の問題のため実用化が困難である。

損失を小さくする方法として、能動素子を用い共振器の損失を補正したものが報告されている[1-3][1-4]。しかし、NFや温度安定性等の問題が残されている。報告者は、受動素子のみでの低損失化の可能性について研究を行うことにした。

フィルタ内部の蓄積エネルギーを小さくすることによっても、フィルタの低損失化が図れる。その一手法としてトランスバーサルフィルタの応用が考えられる。

本報告では、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、

(1)基本的な設計手法及び従来の共振器型フィルタとの特性の比較

(2)積層セラミクス技術を用いたフィルタの設計及び結果

(3)多層MMIC技術によるフィルタの設計及び試作結果

(4)今後の応用展開

について述べる。

参考文献

[1-1] H. Ogawa et. al. , "Fiber Optic millimeter-wave subcarrier transmission links for personal communication systems,"

1992 IEEE MTT-S International Microwave Symp. Dig., pp. 555-558, June 1992.

[1-2] T. Nishikawa,

"RF front end circuit components miniaturized using dielectric resonators for cellular portable telephone", IEICE trans. Communications Electronics Information and Systems, vol. E74, pp. 1556-1562, 1991.

[1-3] H. Matsumura and Y. Konishi,

"An active microwave filter with dielectric resonator", 1979 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. pp. 323--325.

[1-4] D. K. Adams and Y. C. Ho, "Active filters for UHF and microwave frequencies,"

IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 17, pp. 662-670, 1969.

2. 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ

2.1 概要

トランスバーサルフィルタは、基本的にフィルタ内部にエネルギーが蓄積しない構造を取るため、共振器フィルタと比較してフィルタ内部での損失を小さくすることが期待できる。

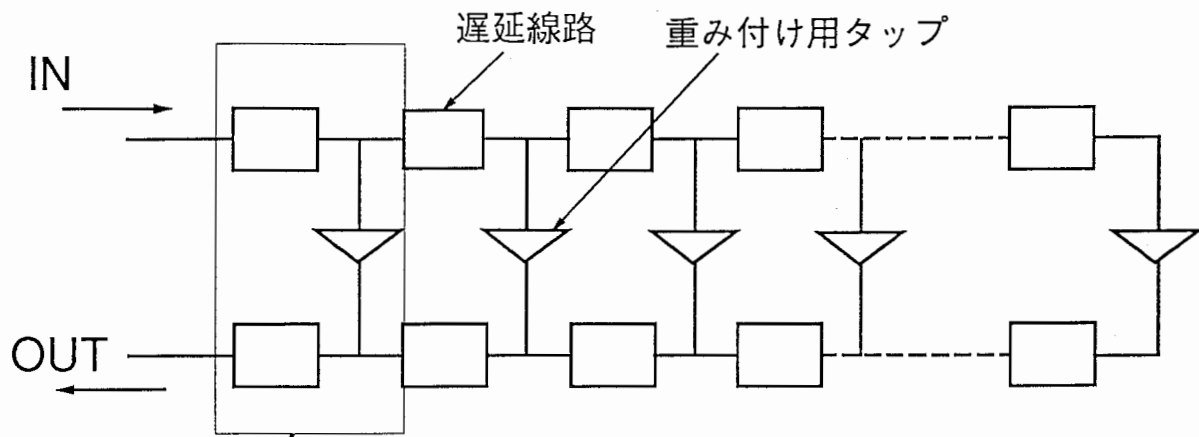
マイクロ波帯では、今までいくつかのトランスバーサルフィルタの報告がされているが[2-1][2-2][2-3]、ほとんどが、能動素子を用いたものである。受動素子のみで構成されたものとしては、低周波(40MHz)で抵抗をもちいたものが報告されている[2-4]。しかし挿入損失が大きく、実用には向かない。

我々は、方向性結合器を従属接続させたものをトランスバーサルフィルタとして提案し、その特性について、共振器フィルタとの比較を行なった。

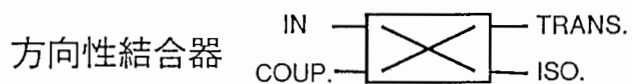
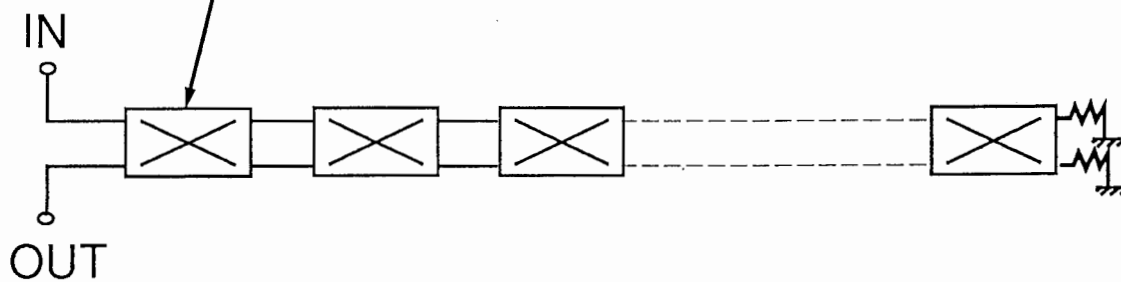
2.2 フィルタの構成

トランスバーサルフィルタの基本構成を図2-1.(a)に示す。このフィルタは、遅延素子と重み付け素子のみで構成されている。

方向性結合器の場合、単体で遅延素子と重み付け素子両方の特性を持つためそれらを従属接続させてやるとトランスバーサルフィルタとしての特性が得られる。(図2-1.(b))



(a) 基本構成



(b) 方向性結合器を用いた構成例

図2-1 トランスバーサルフィルタ構成

2. 3 フィルタの設計

複数個従属接続させた方向性結合器の設計手法は、Cristal [2-5]、Kammler[2-6]らによって報告されている。ここでは、一般的なデジタルフィルタ（FIRフィルタ）の設計手法を用いて設計を行なった。[2-7]

M段の対称型FIRフィルタの場合、全周波数範囲($0 < \omega T < 2\pi$)をN等分($N > M + 1$)した周波数での振幅特性の標本値を、

$$|H_k| = |H_d(e^{j(2\pi/N)k})| \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1)$$

とすると、この時の所望のフィルタの重み付け係数 h_m は、

$$h_{M/2-m} = h_{M/2+m} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k| e^{j(2\pi/N)km}$$

となり、離散的逆フーリエ変換の形で表わされる。

また、振幅特性は、

$$H(e^{j\omega T}) = \sum_{m=0}^M h_m e^{-jm\omega T}$$

で表わされる。

更に減衰特性を良くするために、レーメッツのアルゴリズムを用いてチェビシェフ近似する方法がある[2-7]。

この2つの方法で求めた係数 h_m を方向性結合器の結合係数に置き換えればよいが、通常 h_m は負の係数をも持つため、全体にオフセットをかけてすべて正の結合係数に変える必要がある。オフセットをかけた時のフィルタ特性は、もとのデジタルフィルタに比べ、透過特性が悪化するため、最終的にマイクロ波回路シミュレータ(MDS)で最適化している。図2-2に、トランスバーサルフィルタ設計のフローチャートを示す。図2-3、2-4に各手法で設計したフィルタの透過特性を示す。

図2-5で表わされる分布定数型方向性結合器の特性は、次のように書ける。

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_1 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} a_4 \\ b_3 \end{bmatrix}$$

ここでTはTマトリクスであり、

$$T = \begin{bmatrix} \frac{\cos\theta - j\sin\theta}{\sqrt{1-k^2}} & \frac{jk\sin\theta}{\sqrt{1-k^2}} \\ \frac{-jk\sin\theta}{\sqrt{1-k^2}} & \frac{\cos\theta + j\sin\theta}{\sqrt{1-k^2}} \end{bmatrix}$$

k : 方向性結合器の結合係数
 θ : 方向性結合器内部の電気長

で、表わされる。

方向性結合器を従属接続させてやると、全体のTマトリクス T_{Total} は、

$$T_{Total} = T_1 T_2 \dots T_i \dots T_n$$

と表わされる。

結合係数kは、

$$k = \frac{Z_{even} - Z_{odd}}{Z_{even} + Z_{odd}}$$

Z_{even} : evenモードの特性インピーダンス

Z_{odd} : oddモードの特性インピーダンス

であり、

フィルタを構成するすべての方向性結合器を外部インピーダンス Z_{odd} と整合するように、

$$\sqrt{Z_{even} Z_{odd}} = Z_{out}$$

の条件のもとで透過特性の最適化を行なう。すべての方向性結合器が整合状態にあるから、共振器フィルタのように、共振器の共振周波数と結合係数とのバランスをとらなくても、中心周波数付近では常に整合がとれ、MIC化、MMIC化した時の無調整化が期待できる。

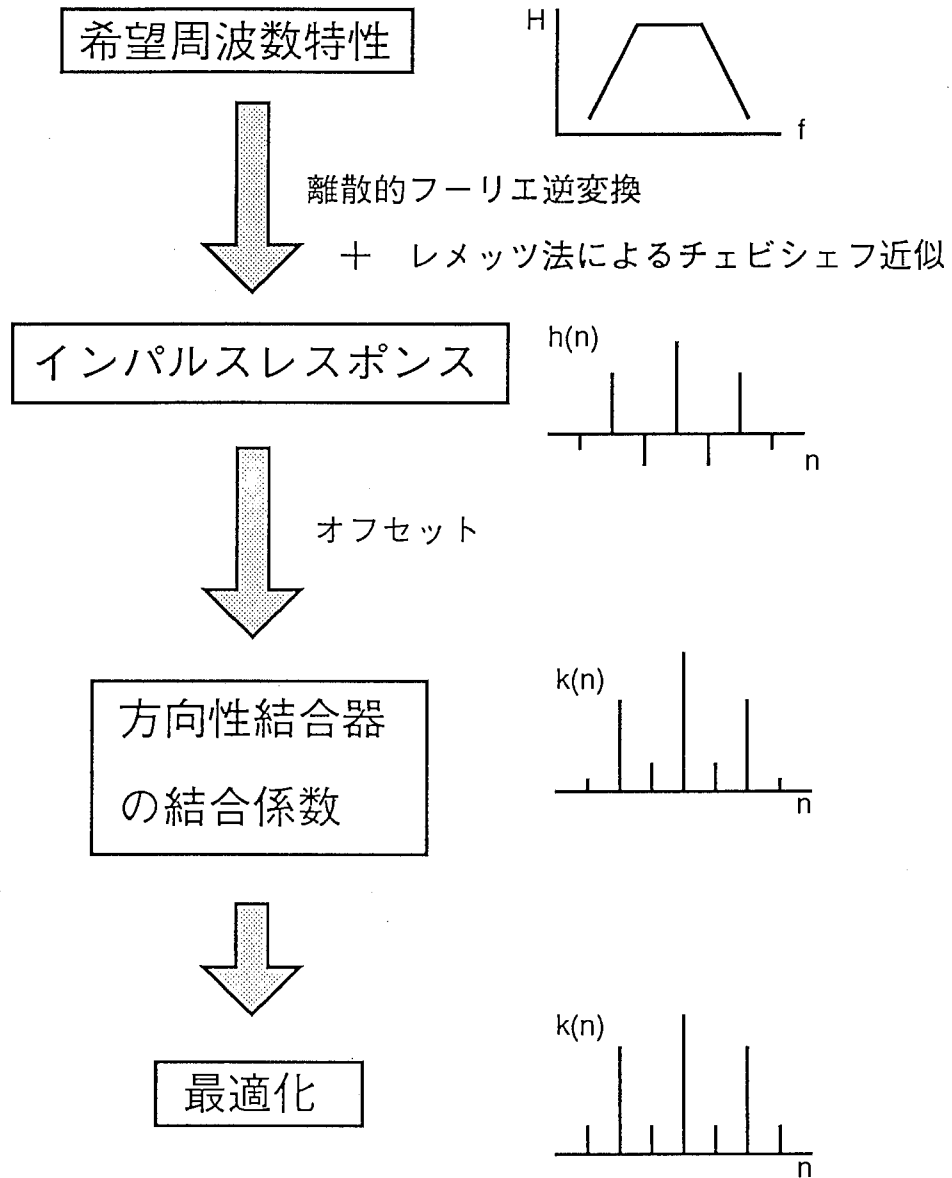


図 2-2 設計のフローチャート

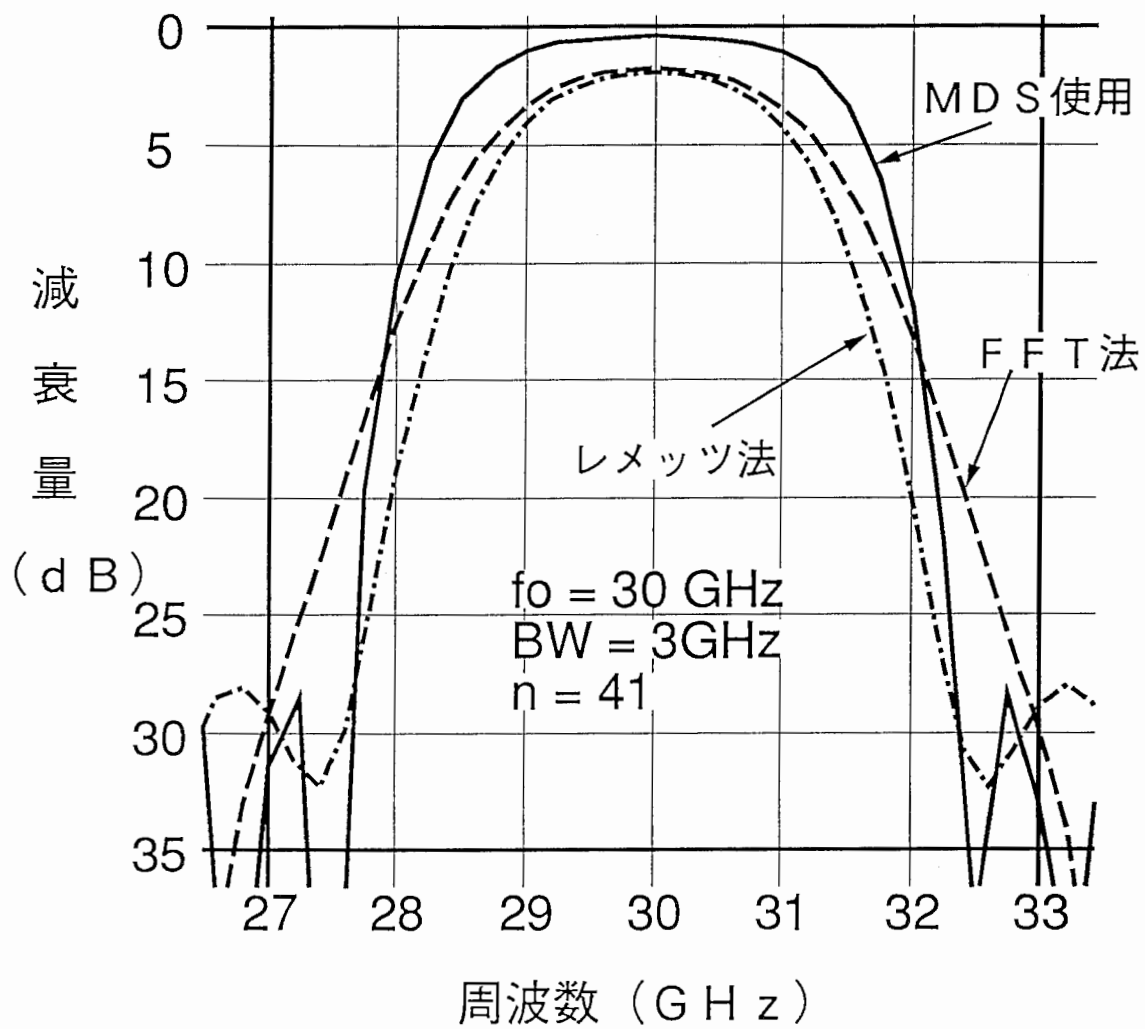


図2-3 各設計手法でもとめたフィルタの透過特性-1

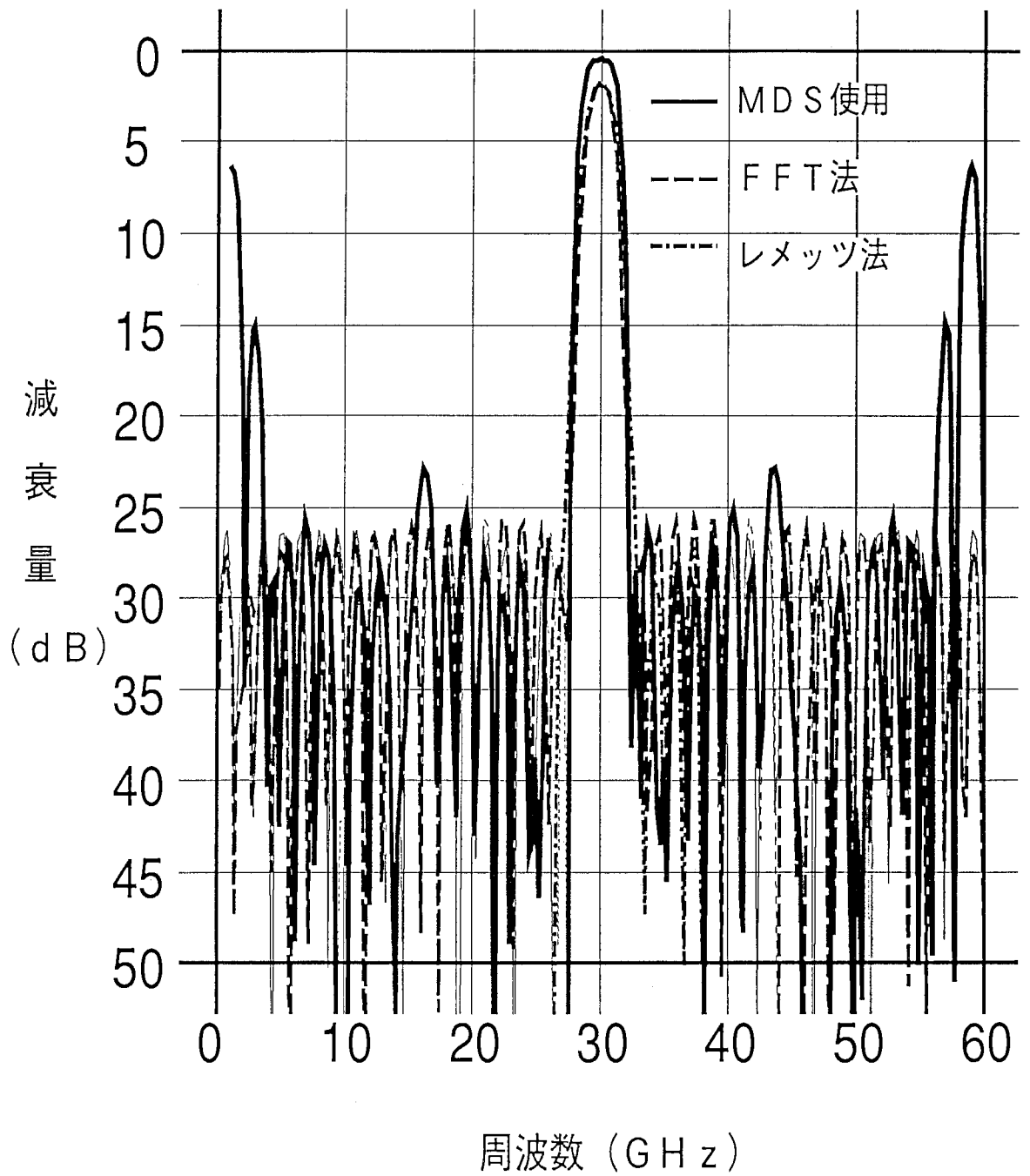


図2-4 各設計手法でもとめたフィルタの透過特性-2

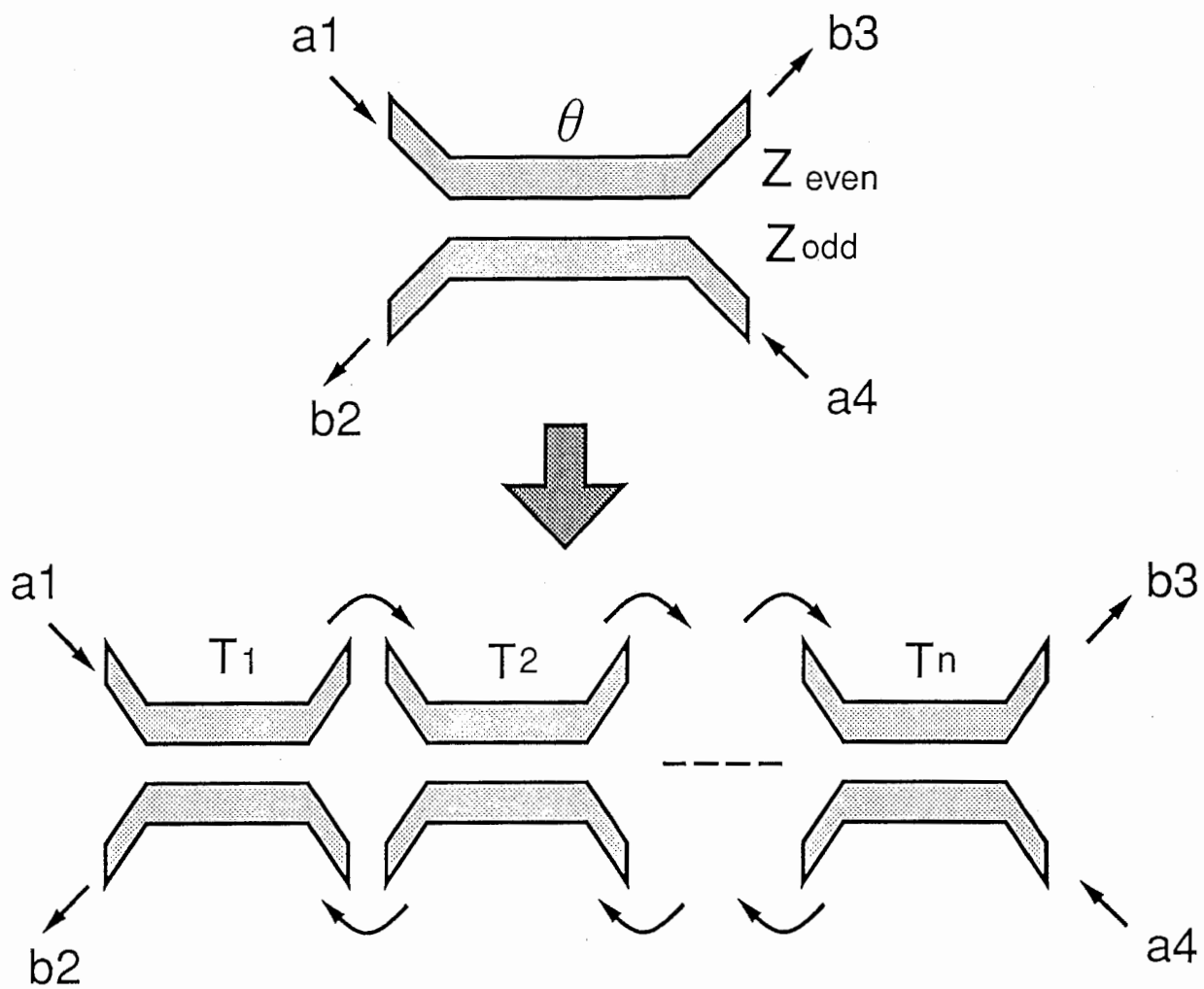


図 2-5 方向性結合器計算モデル

2. 4 共振器フィルタとの比較

共振器フィルタ内部の損失は次式で表わされる[2-7]。

$$P_{Loss} = \sum_{i=1}^n \frac{\omega W_{st}^i}{Q_i}$$

P_{Loss} : フィルタ内部の損失(W)

ω : 角周波数

W_{st} : i 番目の共振器の蓄積エネルギー(J)

Q_i : i 番目の共振器の無負荷Q

この式は共振器フィルタだけでなく、他の受動素子にも適用できる。

トランスバーサルフィルタの場合、共振器を用いないため、フィルタ内部の蓄積エネルギーが小さく、それにより用いた伝送線路の損失が大きくても挿入損を小さくおさえられることが期待できる。

図2-6に、同等の減衰特性（中心周波数(f_0) 12 GHz、帯域幅(BW) 4 GHz、減衰量 $f_0 \pm 3$ GHzで40 dB)を持つ共振器フィルタ（10段、チェビシェフ型、設計リップル0.01 dB、）とトランスバーサルフィルタ（21段、 $f_0 = 12$ GHz）の内部蓄積エネルギーの周波数特性を示す。トランスバーサルフィルタの方が段数が多いにもかかわらず中心周波数付近の蓄積エネルギーは共振器フィルタの約1/2となった。MMICに使われる伝送線路の損失は、10～50 GHzで、共振器のQにして50以下であり[2-8]、ここでも $Q = 50$ で計算した。

図4に両フィルタの $Q = 1000$ の時と $Q = 50$ の時の透過特性を示す。 $Q = 1000$ の時には両者に差は見られないが、 $Q = 50$ の時には中心周波数での挿入損は、誘電体共振器フィルタの3.8 dBに対し、トランスバーサルフィルタは1.5 dBと、明らかにトランスバーサルフィルタの方が小さくなる。

また、共振器フィルタには比通過帯域幅(ΔBW)と中心周波数での挿入損(IL)に次のような関係がある[2-7]。

$$IL(dB) = \frac{4.343}{\Delta W} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_i}$$

ここで、 g_i は、フィルタの段数と設計リップルによって決まる値であり、段数(n)と設計リップルが同じであれば、狭帯域になるほど比通過帯域幅に反比例して挿入損が大きくなる。

図2-8に通過帯域幅と挿入損失の関係を示す。（計算値）トランスバーサルフィルタの場合、比帯域幅 ΔBW が、

$$\Delta BW > 4 f_0 / N$$

のときは、帯域幅による挿入損失の変化は、共振器型よりも小さいが、狭帯域になると逆に変化が大きくなるため、段数を増やす必要がある。図2-9のように狭い帯域だけ減衰量を大きくするように設計すれば、狭帯域でも挿入損失の増加は改善される。(図2-10、2-11)

減衰特性を犠牲にせず狭帯域化を実現することが今後の課題である。

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について、その設計手法の検討を行った。

また、従来の共振器フィルタと蓄積エネルギー、挿入損失について比較し、MMIC上に形成されるような比較的損失の大きな線路を用いた場合にトランスバーサルフィルタのほうが共振器フィルタよりも低損失となることを確認した。

今後は、より狭帯域なフィルタを少ない素子で実現することが課題である。

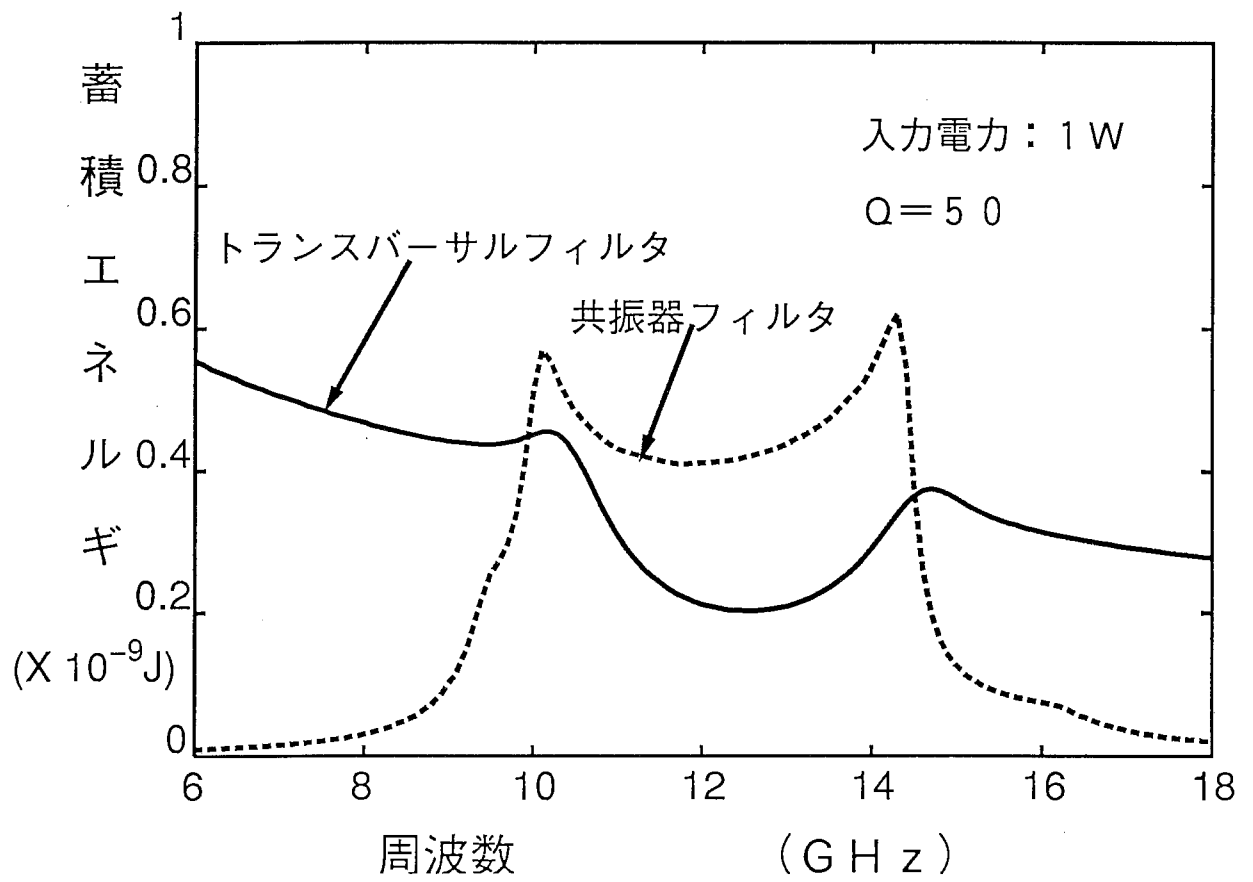


図2-6 フィルタ内部の蓄積エネルギー

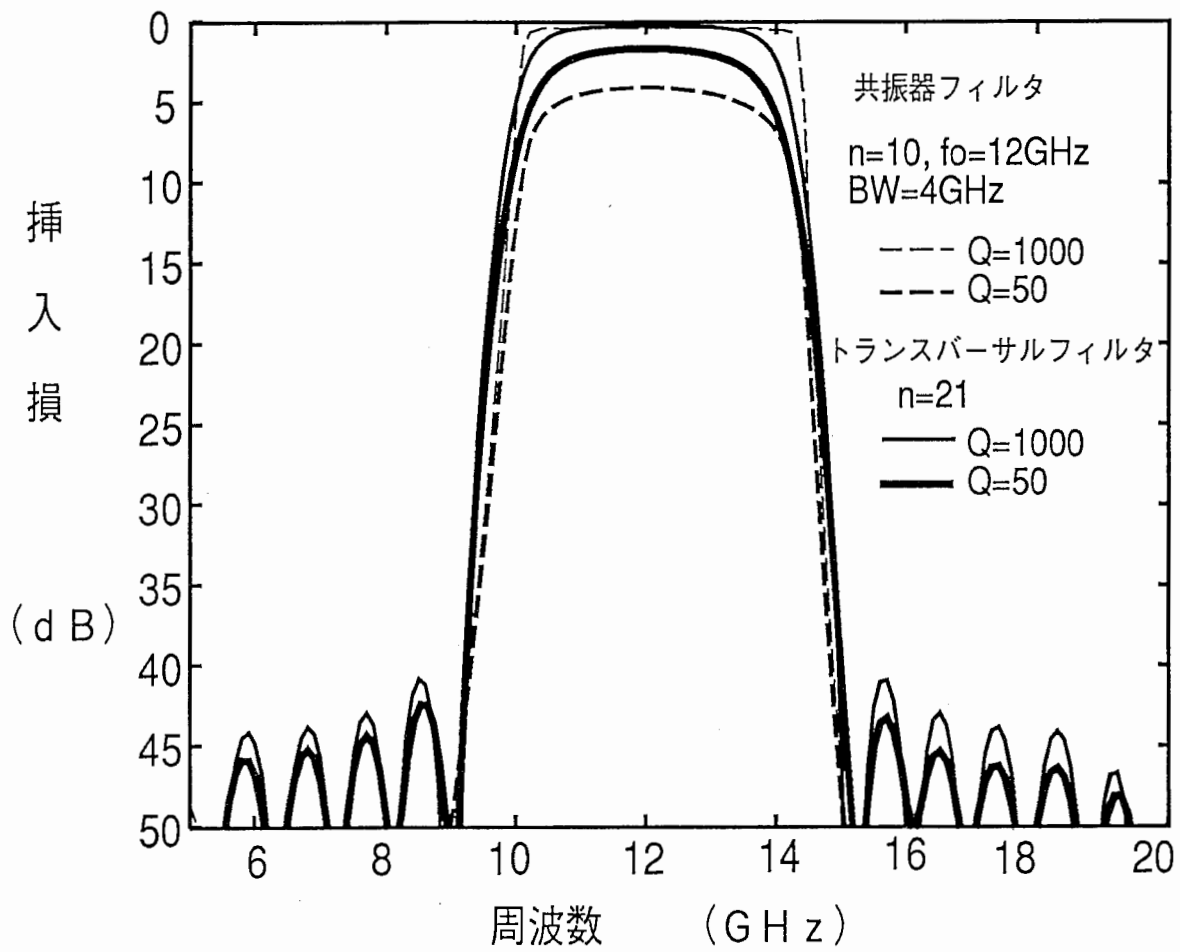
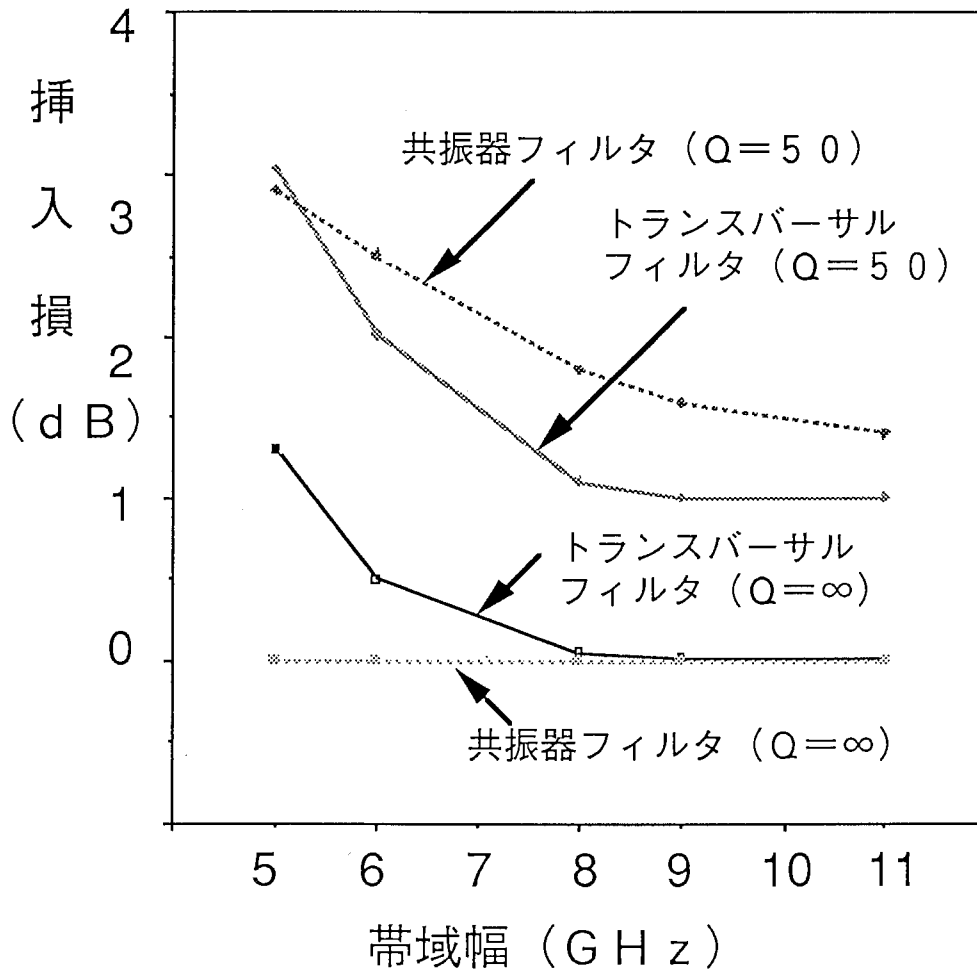


図2-7 透過特性
(計算値)



トランスバーサルフィルタ $f_0 = 30 \text{ GHz}$ $n = 15$
 共振器フィルタ $f_0 = 30 \text{ GHz}$ $n = 5$

図2-8 通過帯域幅と挿入損失 (計算値)

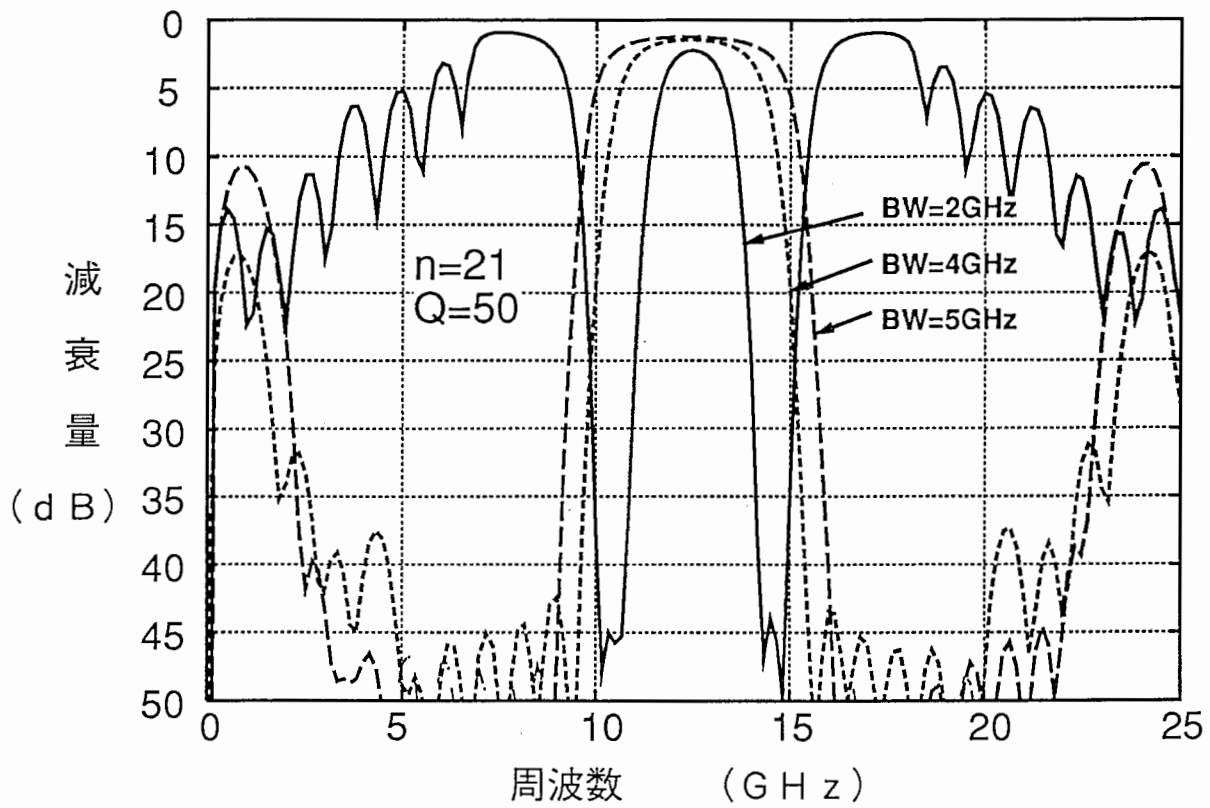


図2-9 トランスバーサルフィルタ減衰特性

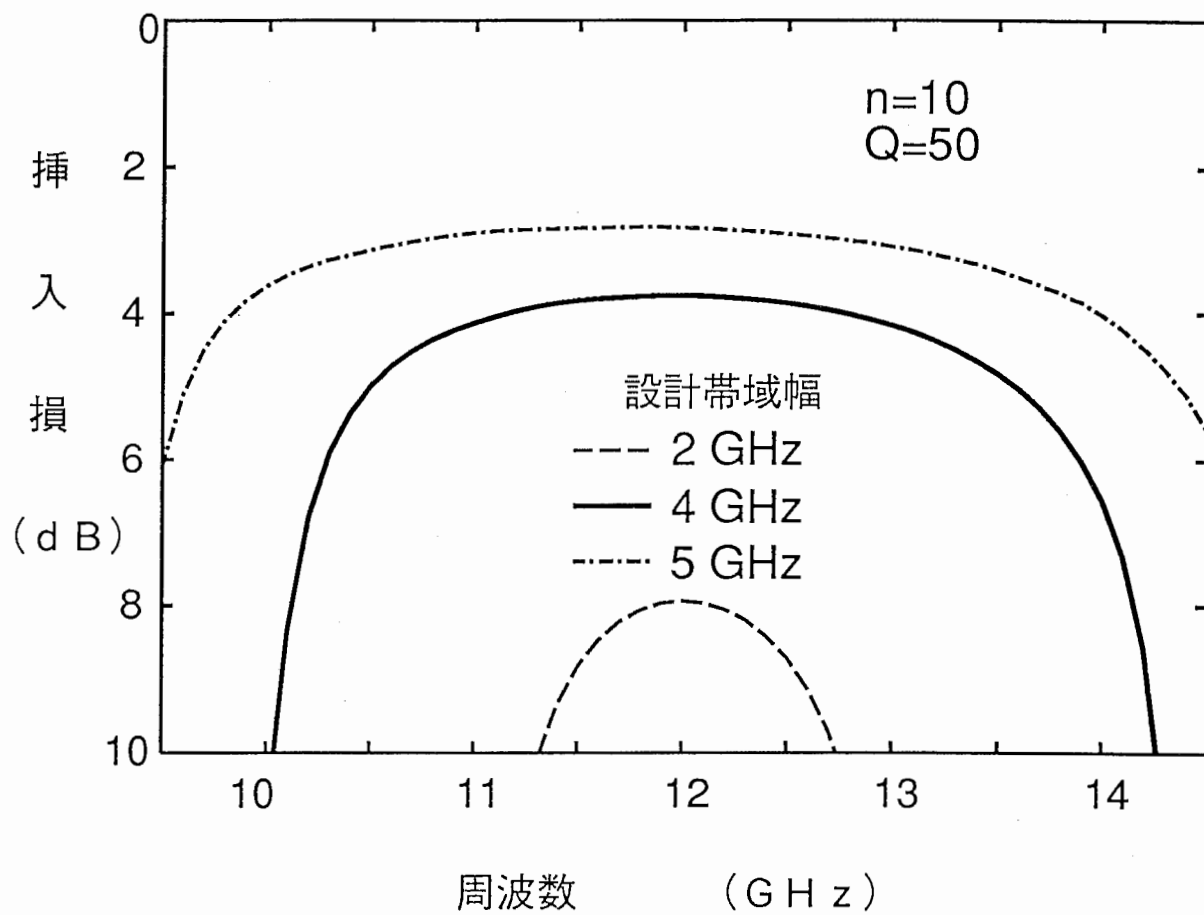


図2-10 通過帯域幅-挿入損特性
 (共振器フィルタ)

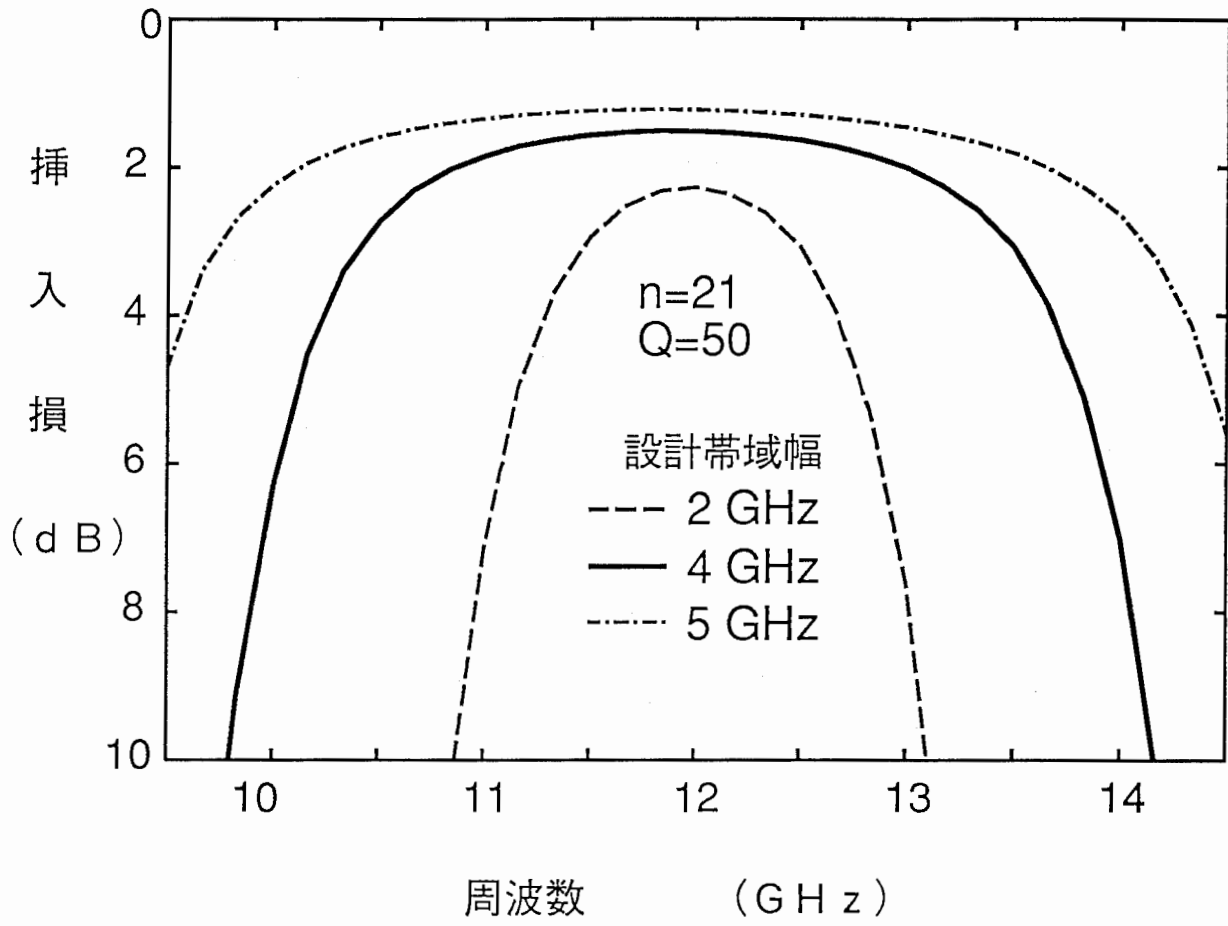


図2-11 通過帯域幅-挿入損特性
(トランスバーサルフィルタ)

参考文献

- [2-1] W Jutzi, "Microwave bandpass active transversal filter concept with MESFETs"
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 19, pp. 760-767, 1971.
- [2-2] C. Rauscher " Microwave active filters based on transversal and recursive principles"
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 33, pp. 1350-1360, 1985.
- [2-3] M. J. Schindler and Y. Tajima, "A novel MMIC active filter with lumped and transversal Elements"
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 37, pp. 2148-2153, 1989.
- [2-4] C. M. Steinmetz, "Experimental results of a $\sin x/x$ tapped-delay-line matched filter"
MIT Lincoln Lab. Tech. Note 1969-7, 1969.
- [2-5] E. G. Cristal and L. Young, "Theory and tables of optimum symmetrical TEM-mode coupled-transmission-line directional couplers"
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 13, pp. 544-558, 1965.
- [2-6] D. Kammler, "The design of discrete N-section and continuously tapered symmetrical microwave TEM directional couplers"
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 17, pp. 577-590, 1969.
- [2-7] S. B. Cohn, "Dissipation loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters"
Proc. IRE, vol. 47, pp. 1342-1348, 1959.
- [2-8] 中本、平岡、徳満、
"ポリイミドを用いた多層化MMIC伝送線路の構成と特性"
信学技報、MW90-21, pp. 13--20, 1990.

3. 積層セラミクスフィルタ

3. 1 概要

前章で述べた方向性結合器型トランスバーサルフィルタに用いる方向性結合器は、理想的な分布定数線路型方向性結合器であり、広い周波数帯域を持ち、また強い結合（ ~ -3 dB）を実現できなければならない。通常のマイクロストリップ結合線路では、強い結合の実現が困難であり、また偶モード、奇モードでは波長短縮率が異なるため、広帯域特性が得られないためフィルタの素子には適さない。強い結合を得るにはブロードサイドカップラーが適しているが、基板を貼り合わせて構成した場合、貼り合わせ部の隙間の影響により、広帯域特性が犠牲になる。

その対策として、積層セラミクスを使用することにした。積層セラミクスは、 $900\sim 1000^\circ\text{C}$ という低温で焼成できるため、電極（Cu,Ag）と同時に焼成できる利点がある[3-1]。この作製法とると、内部誘電体層を非常に均質に形成することができるため、広帯域な方向性結合器が実現できる。

ここでは、積層セラミクス積層を用いて試作したトランスバーサルフィルタについてその構造とKu帯での試作結果について報告する。

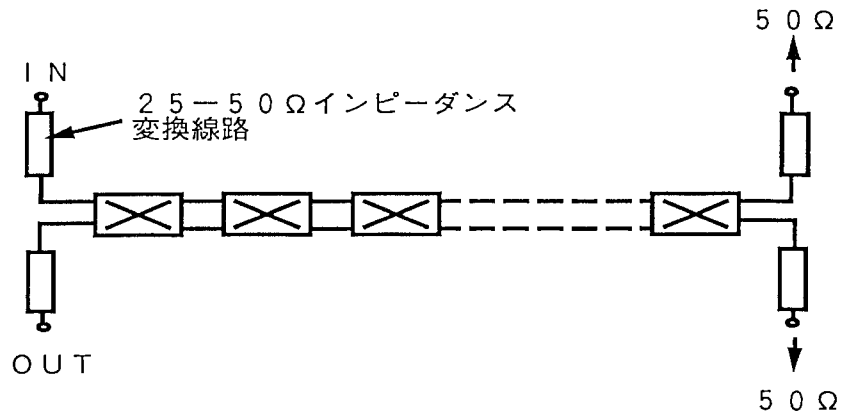
また、入出力構造を改善した、30GHz帯フィルタの試作結果も報告する。

3. 2 フィルタの構成

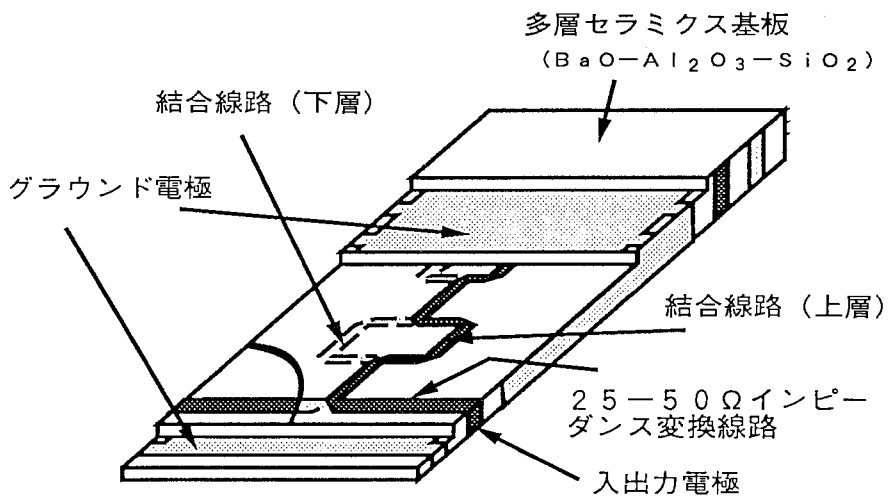
試作したフィルタのブロック図を図3-1.(a)に示す。

入出力端子以外の2端子（図3-1.(a)右端）は、外部で50オーム終端している。線路幅を広くするため、内部の方向性結合器は 25Ω で整合するよう設計し、入出力部で 50Ω に変換している。

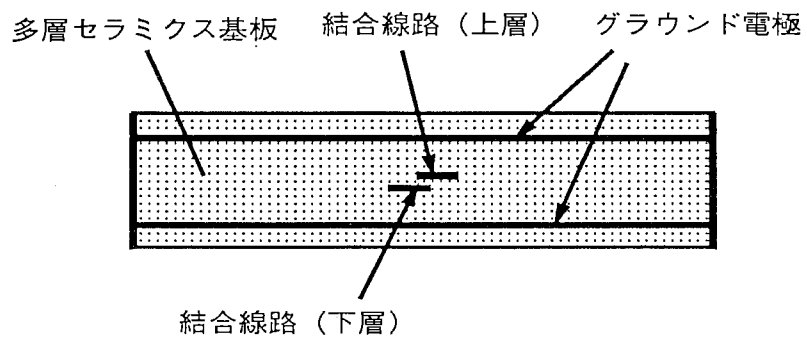
内部構造を図3-1.(b)(c)に示す。多層セラミクス基板($\text{BaO-Al}_2\text{O}_3\text{-SiO}_2$)系、 $\epsilon_r=6.1$ 、 $\tan\delta=0.003(6\text{GHz})$ を用い4つのCu電極層（上下アース電極、上下結合線路）で構成した。多層セラミクス基板は、電極とセラミクスを同時焼成しているため、誘電体層が均質で、トリプレート形状の分布結合型方向性結合器の場合広帯域の特性が実現でき、広い周波数領域でトランスバーサルフィルタの特性が失われないことが期待できる。図3-2に、この構造で試作した3dB方向性結合器の結合特性の測定結果を示す。リップルが2dBと大きいですが、広い周波数範囲で方向性結合器としての特性が得られている。結合線路は、上下結合線路のオフセット量により所望の結合（3dB \sim 40dB）が得られるよう設計した（図3-3）。オフセット量と結合量の関係は、準TEM近似でFEMの静電容量計算により Z_{even} 、 Z_{odd} を求め、次式から導いた。



(a) ブロック図



(b) 内部構造



(c) 断面図

図 3-1 積層セラミクスフィルタ構造

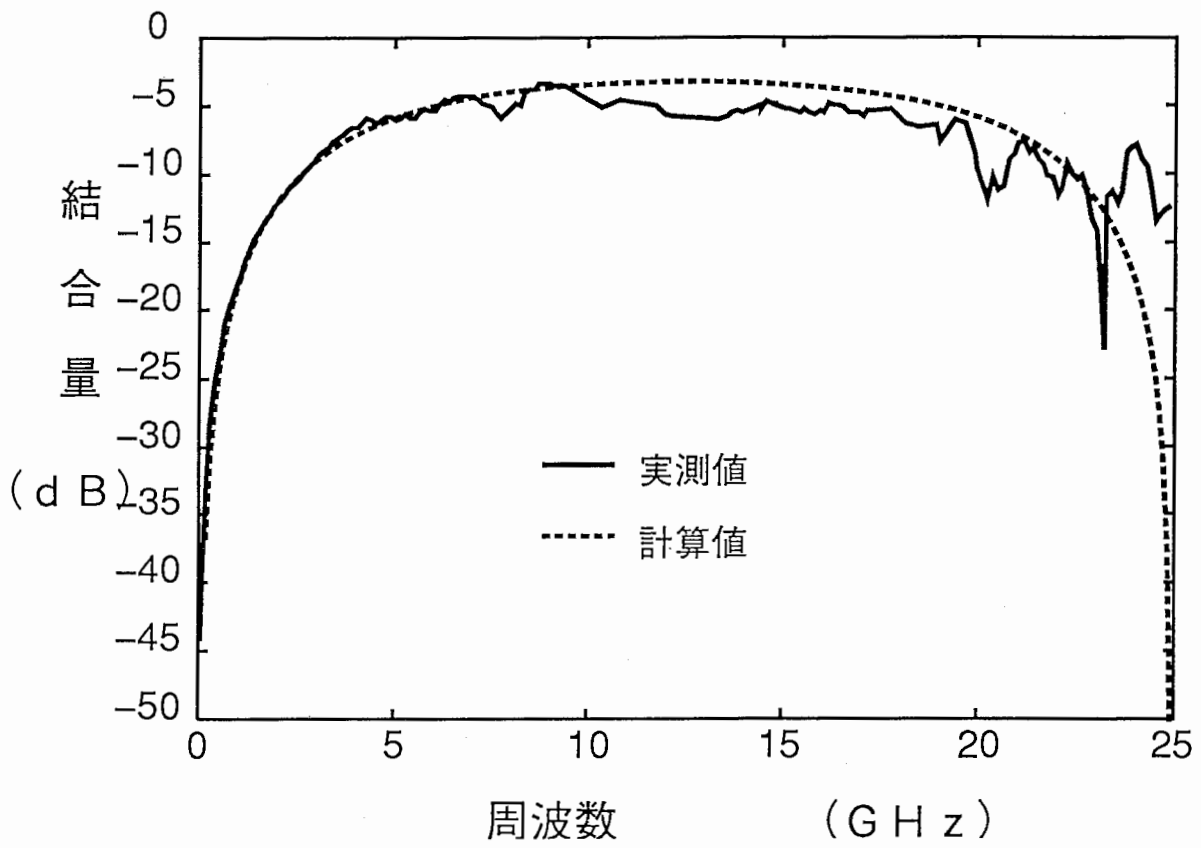


図3-2 方向性結合器の結合特性

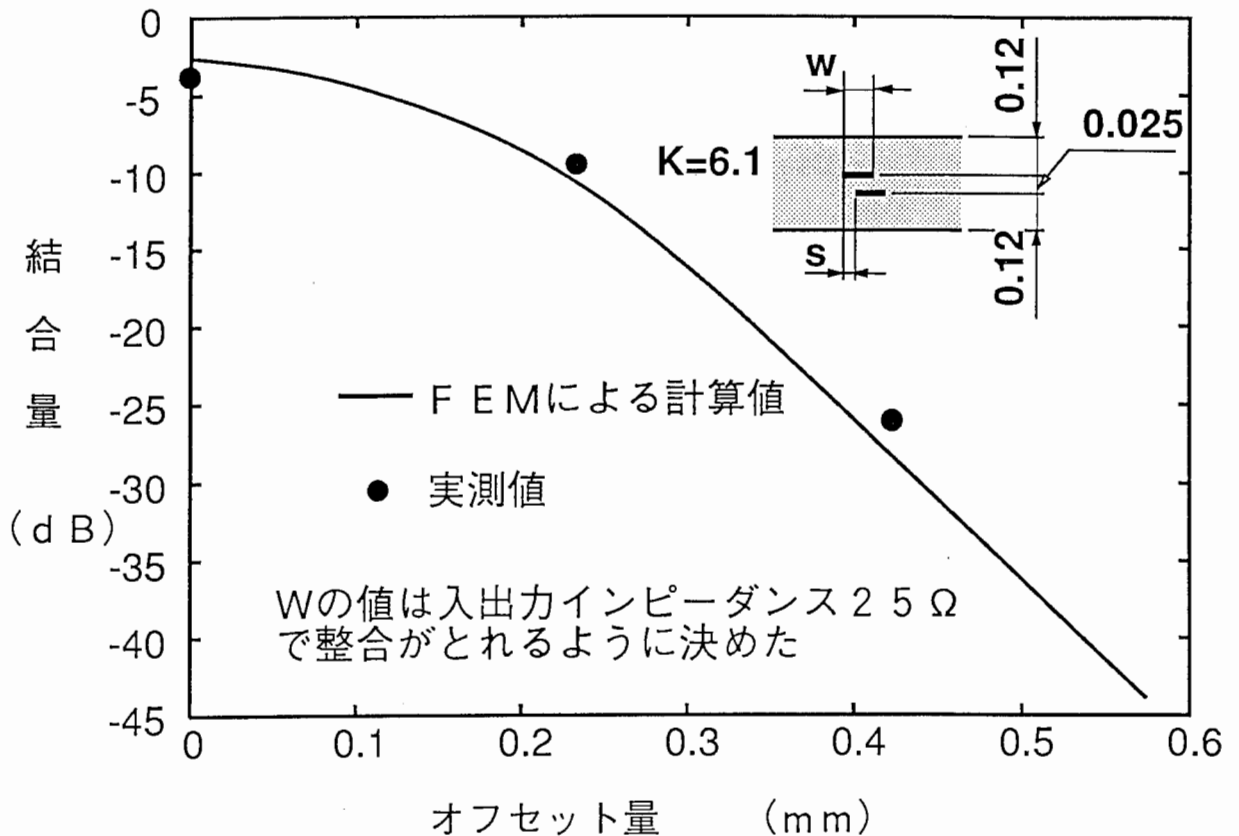


図3-3 結合線路オフセット量-結合係数

3.3 試作結果

試作したフィルタ（7段、中心周波数 $f_0 = 12.0 \text{ GHz}$ 、帯域幅 $BW = 4 \text{ GHz}$ 、減衰量 $f_0 \pm 5 \text{ GHz}$ で 20 dB 、寸法 $22 \text{ mm} \times 6 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$ ）の外観写真を図3-4に示す。フィルタの透性の実測値および、理想的な分布結合型方向性結合器を用いた時の計算値を図3-5に、反射特性の測定値を図3-6に示す。測定は、入出力端子部でコプレナ線路に変換して行なった。15 GHz以下の周波数では計算値と良く一致しており、通過帯域内の挿入損の最小値も 0.9 dB と計算値 (0.8 dB) に近い値が得られた。計算に用いた $Q (= 50)$ は、フィルタと同構造の2分の1波長ストリップ線路共振器の共振特性（実測値）から求めた。高周波側での計算値とのずれは、主としてコプレナ線路変換部での不整合によるものと推定され、更に高周波化を進める場合、入出力部等、不連続部の解析及び最適設計が必要である。

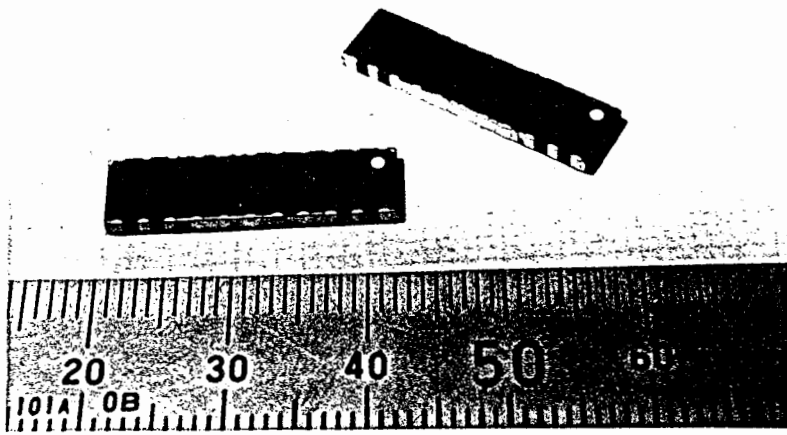


図3-4 フィルタ外観

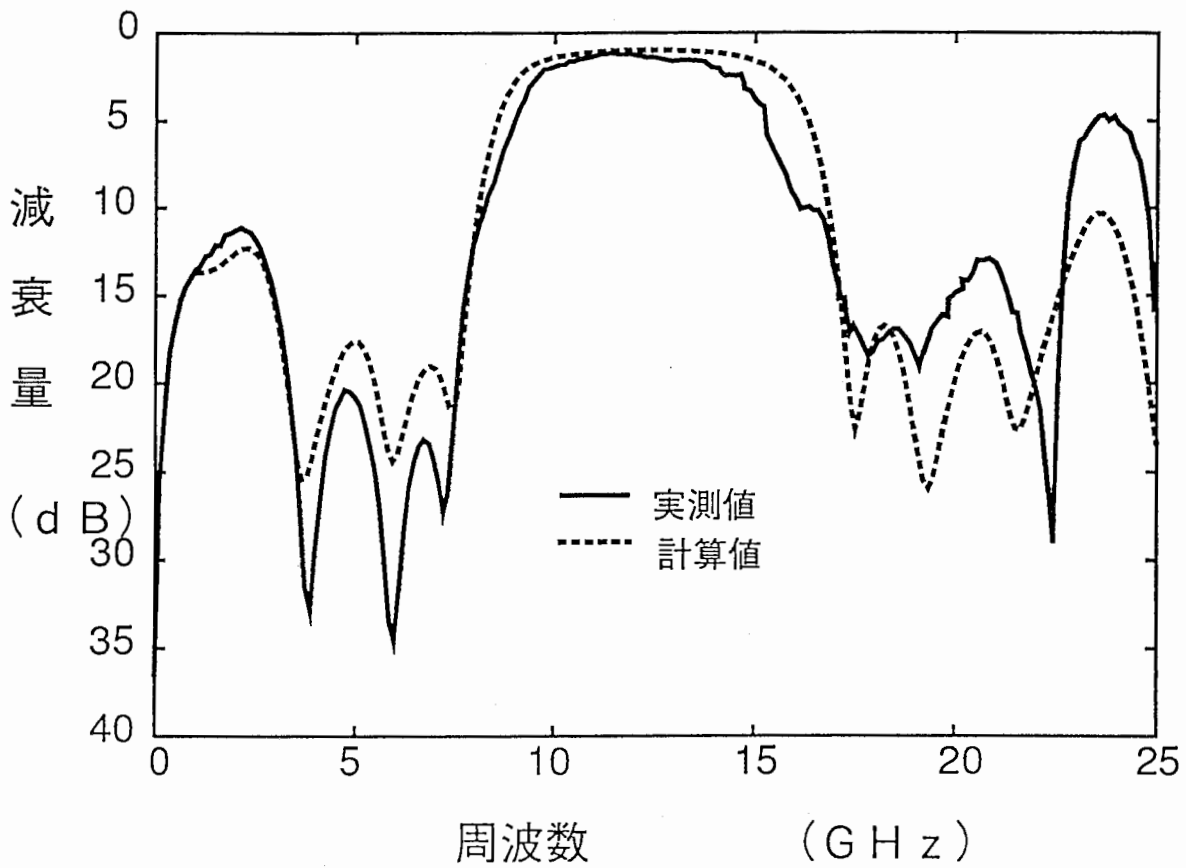


図3-5 透過特性

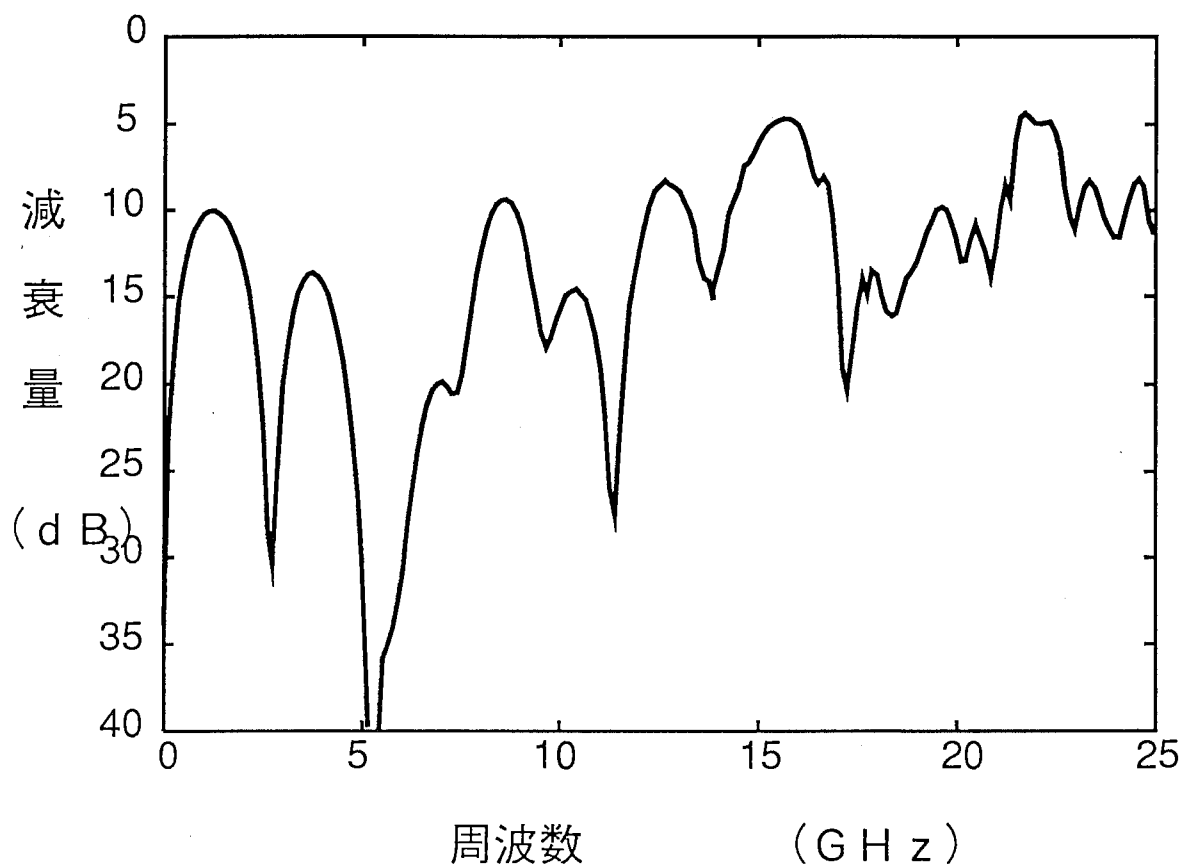


図3-6 反射特性

3. 4 30GHz帯フィルタ

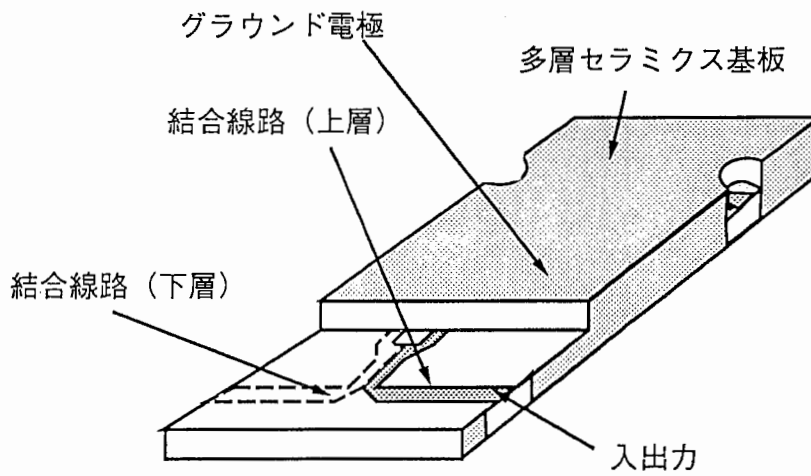
図3-1の構造はより高周波化を目指すためには、入出力の不連続構造を改善する必要がある。図3-7に新しいフィルタ構造を示す。入出力部をトリプレート構造からマイクロストリップ線路に変換することにより、今までのようにコプレナ線路等に変換しなくても、直接マイクロストリップ基板用テストフィクスチャに取付けることができるため、変換部の不整合を小さくすることができる。

図3-8にフィルタの外観写真を示す。

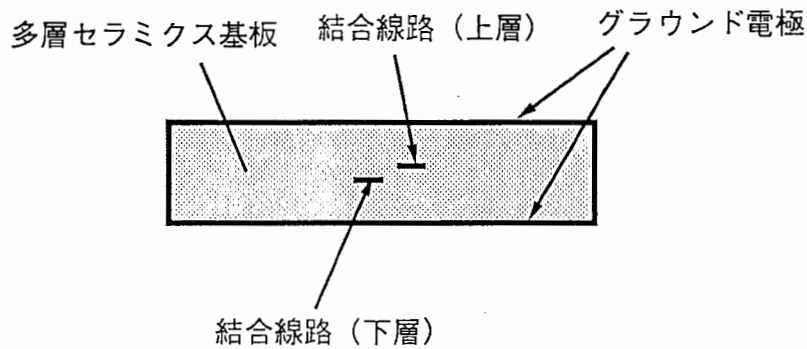
図3-9、3-10にKu帯の3dB方向性結合器とフィルタの透過特性を示す。どちらも今までのものより高周波特性に優れている。広周波側で減衰特性が良くないが、

これは内部結合線路の不連続部から発生する不要モードの結合によるものと考えられる。

図3-11に30GHz帯フィルタの透過特性を示す。帯域内でも大きなリップルがあり、また30%狭帯域になったが、設計に近い特性が得られた。



(a) 内部構造



(b) 断面図

図3-7 フィルタ構造

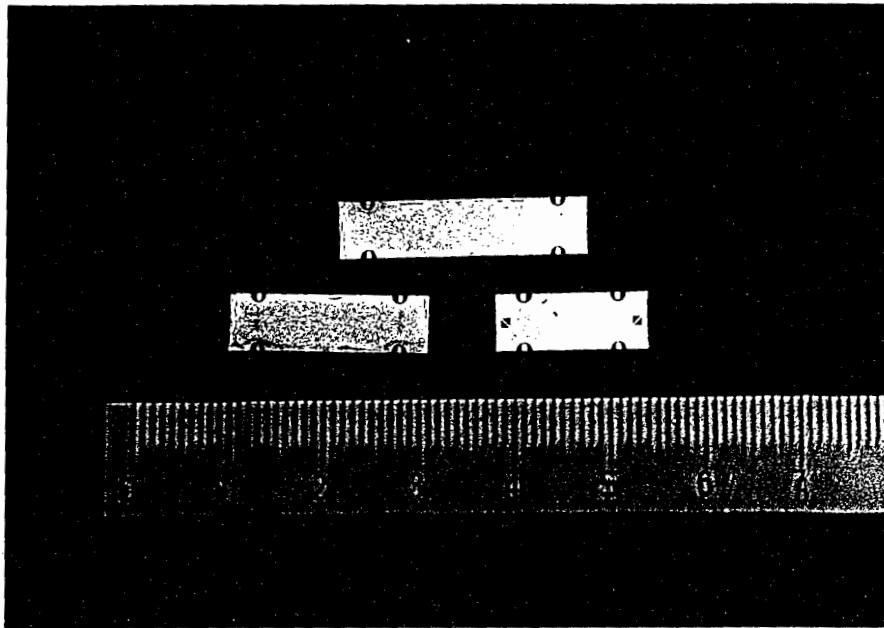


図3-8 フィルタ外観

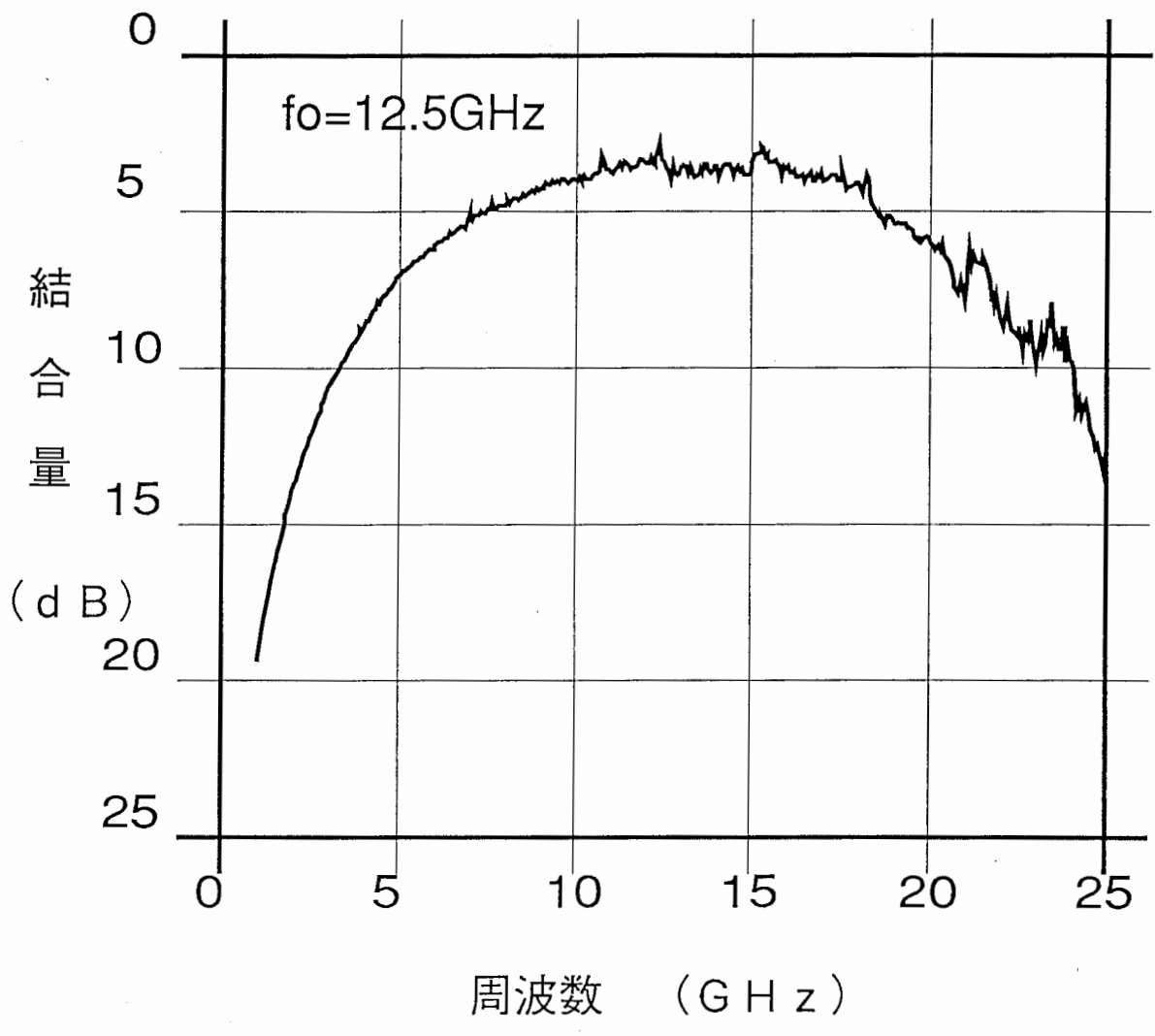


図3-9 方向性結合器結合特性

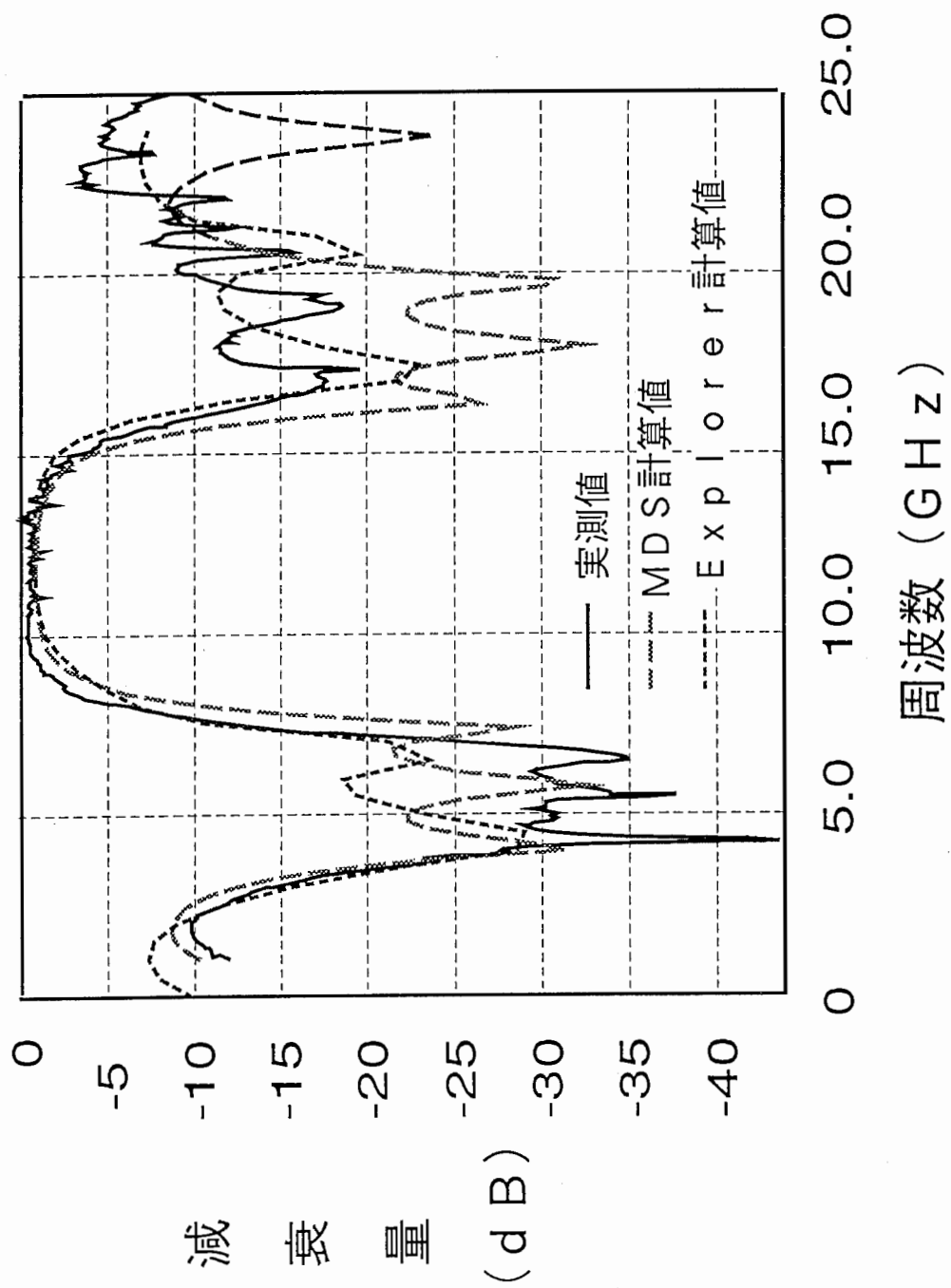


図3-10 Ku帯フィルタ特性

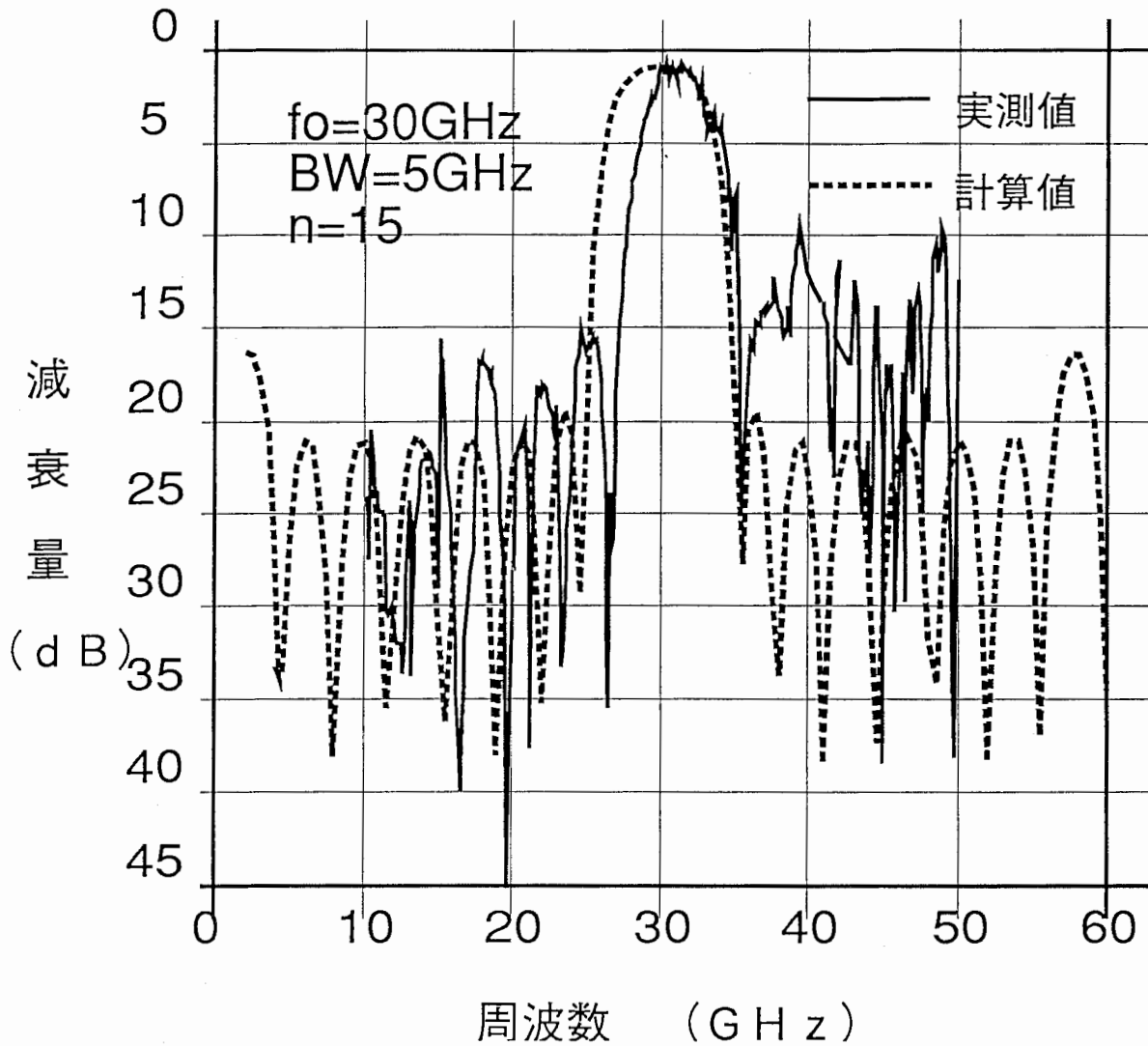


図3-11 30GHz帯フィルタ特性

3.5 まとめ

積層セラミクス基板を用いてKu帯及び30GHz帯トランスバーサルフィルタを試作し、その電気特性を計算値と比較検討し、良好な結果が得られた。

高周波側での減衰特性の低下は、主として内部結合線路不連続部での不要モード結合によるものと考えられ、不連続部電磁界解析が連続的方向性結合器の実現とともに今後の課題である。

4. MMICフィルタ

4.1 概要

前章でも述べた通り、トランスバーサルフィルタに用いる方向性結合器は、

- (1) 広帯域でかつ、
- (2) 幅広い結合係数 ($-3\text{ dB} \sim -40\text{ dB}$)

が実現できなければならない。

MMIC化した方向性結合器の報告は良くされているが[4-1][4-2]、ハイブリッドリングやランゲカップラーが主であり、どれも狭帯域で、また損失も大きいためフィルタの素子としては適さなかった。

最近、多層MMICの技術を用いた分布定数線路型方向性結合器が報告された[4-3]。この方向性結合器は非常に広帯域でかつ、低損失のものである。また、結合係数も広い範囲で実現できるため、トランスバーサルフィルタに適していると判断し、この技術を用いて設計試作を行ない、良好な結果が得られたので報告する。

4.2 多層方向性結合器の構造

図4-1に多層MMICの構成を用いた方向性結合器の断面図を示す。

GaAs基板上に空隙を有する接地導体層があり、誘電体層を介して結合したマイクロストリップ導体を設ける。さらに、このマイクロストリップ導体上に別の誘電体層を介して浮遊導体層が設けられている。本構成を用いる事により、 3 dB 程度の強い結合を得る事ができる。また、弱い結合は接地導体層の空隙と浮遊導体をなくすことにより、つまり通常のマイクロストリップ結合線路形状にすることにより得る事ができる。図4-2に接地導体層の空隙の幅と偶奇モードの特性インピーダンスの関係を示す。また、図4-3に、偶、奇モードの波長短縮率を示す。

ここで、 W_s はマイクロストリップ導体の幅、 W_f は浮遊導体の幅、 G_1 はマイクロストリップ導体間のギャップであり、 G_2 は接地導体に設けられたギャップであり、 h_1 、 h_2 は、それぞれポリイミドの膜厚である。ここでは、 $G_1 = 10\ \mu\text{m}$ 、 $W_f = 2W_s + G_1 + 4\ \mu\text{m}$ としている。(図4-4)

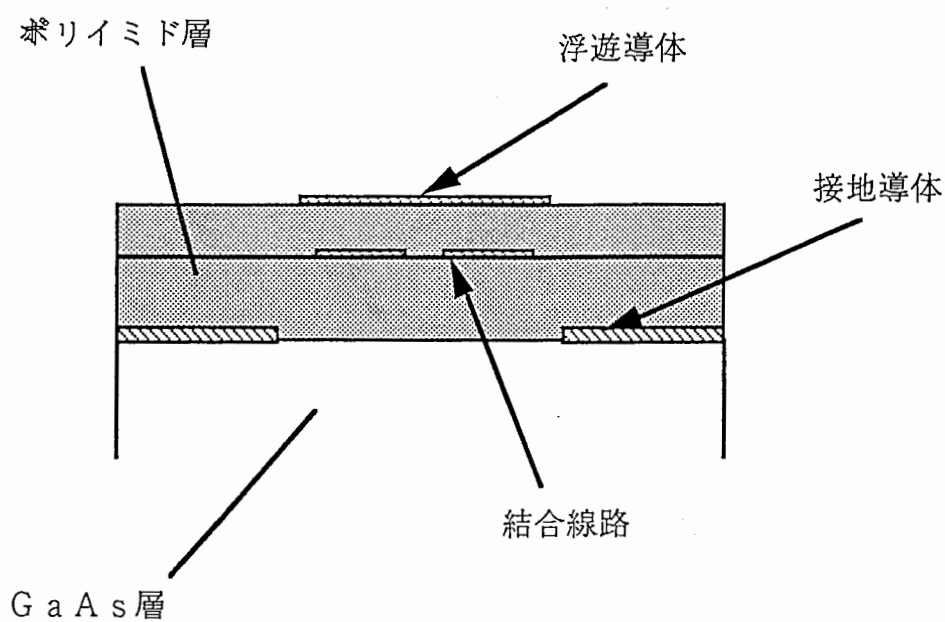


図4-1 フィルタ断面図

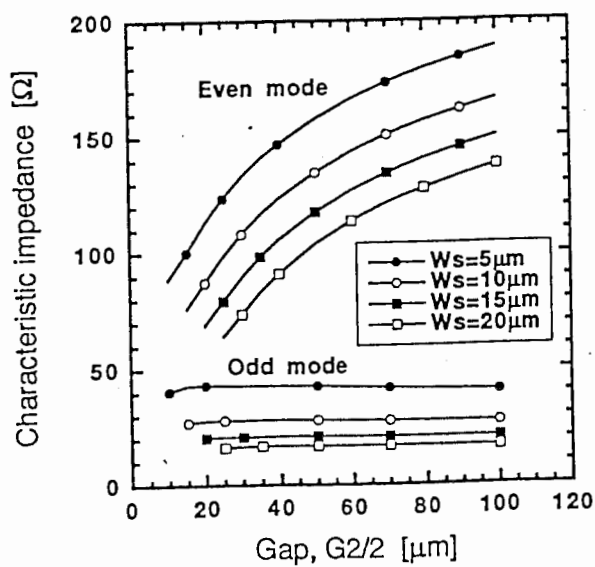


図4-2 偶、奇モードの特性インピーダンス
(文献4-3より抜粋)

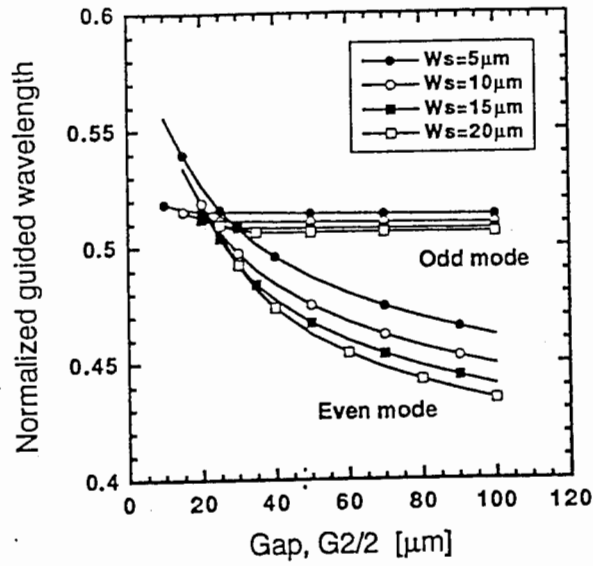


図4-3 偶、奇モードの波長短縮率
(文献4-3より抜粋)

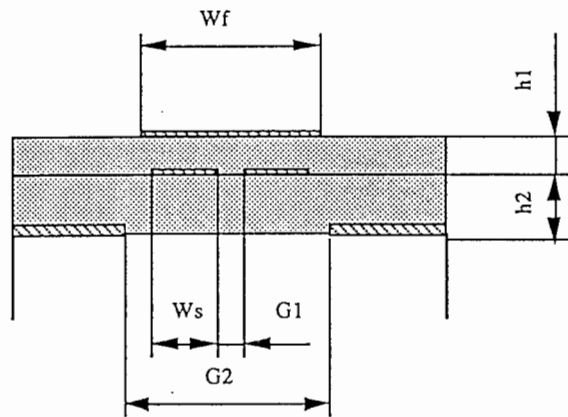


図4-4 計算モデル

4.3 設計

このフィルタを構成する方向性結合器は、前章と同じ方法で求めた。(7段、20 GHz、帯域幅8 GHz) 透過特性の計算値を図4-5に示す。偶、奇モードで波長短縮率が異なるため、高周波側の特性が悪化している。波長あたり損失は、実測で3 dB程度であり、これは1/2波長共振器の無負荷 Q で10に相当する値である。

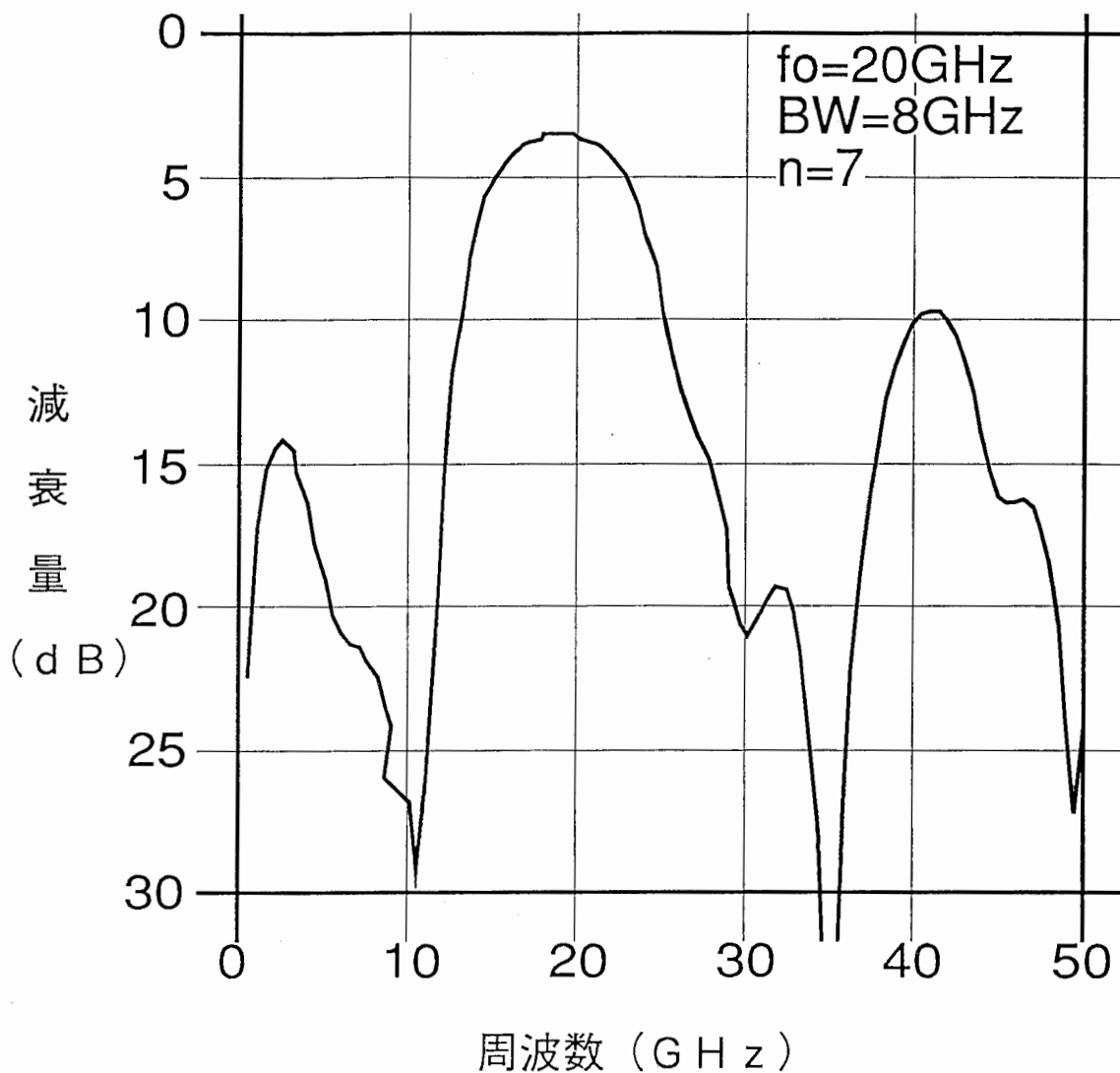


図4-5 フィルタ透過特性 (計算値)

4.4 試作結果

図4-6に試作したトランスバーサルフィルタの平面図をしめす。小型化を図るため、メアング形状にしている。図4-7に試作したフィルタの外観写真を示す。これは上記の7段構成のフィルタを直列に2つ接続し減衰特性を改善したものである。サイズは4.5mm×2.3mmである。

図4-8～4-11に7段および7段×2のフィルタの透過及び反射特性を示す。どちらも計算値と良く一致することが確認できた。

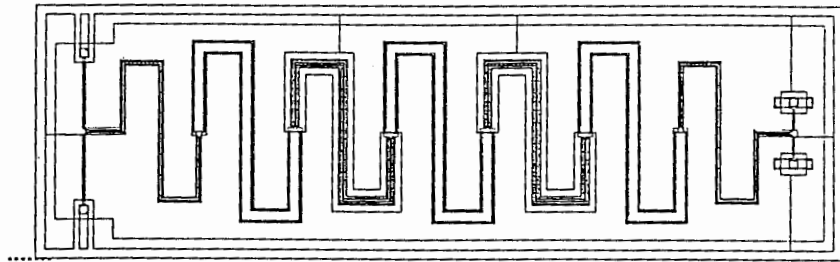


図4-6 フィルタ平面図

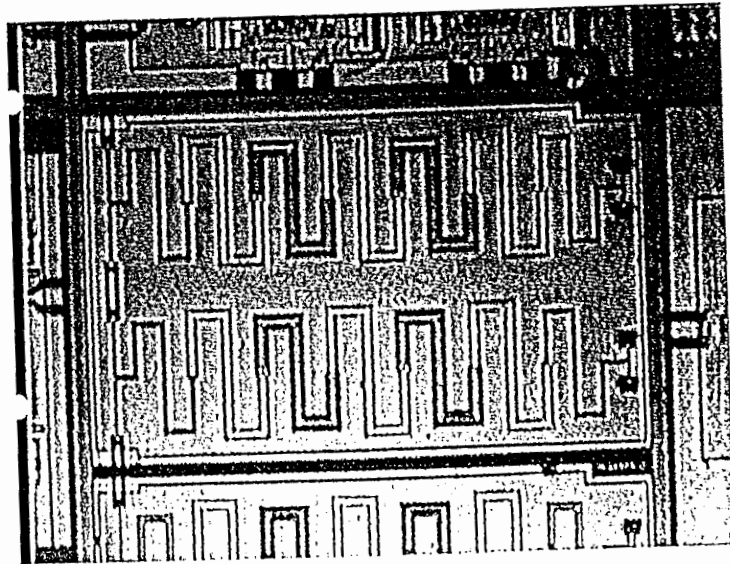


図4-7 フィルタ外観

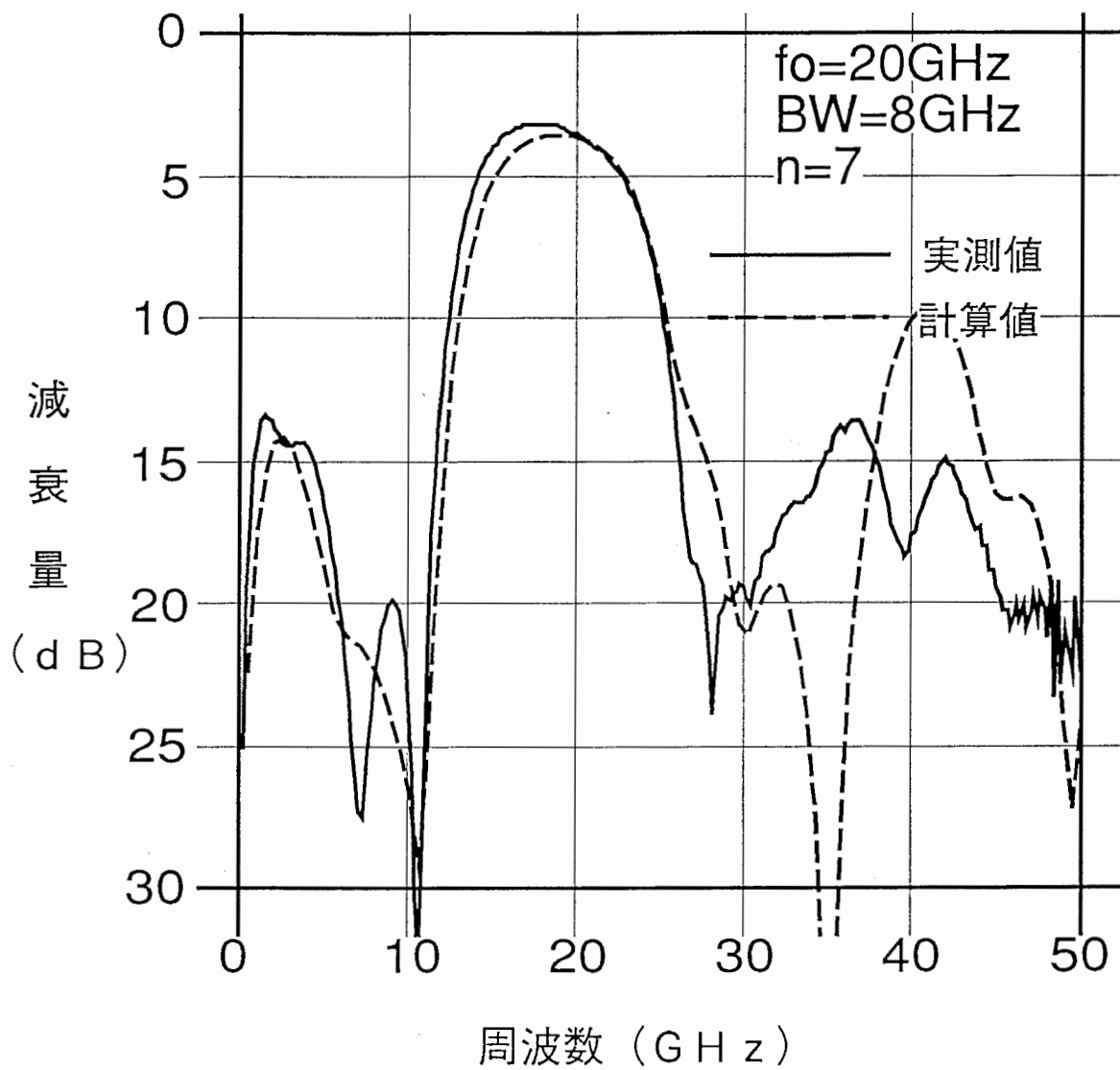


図4-8 MMICフィルタ透過特性 (7段)

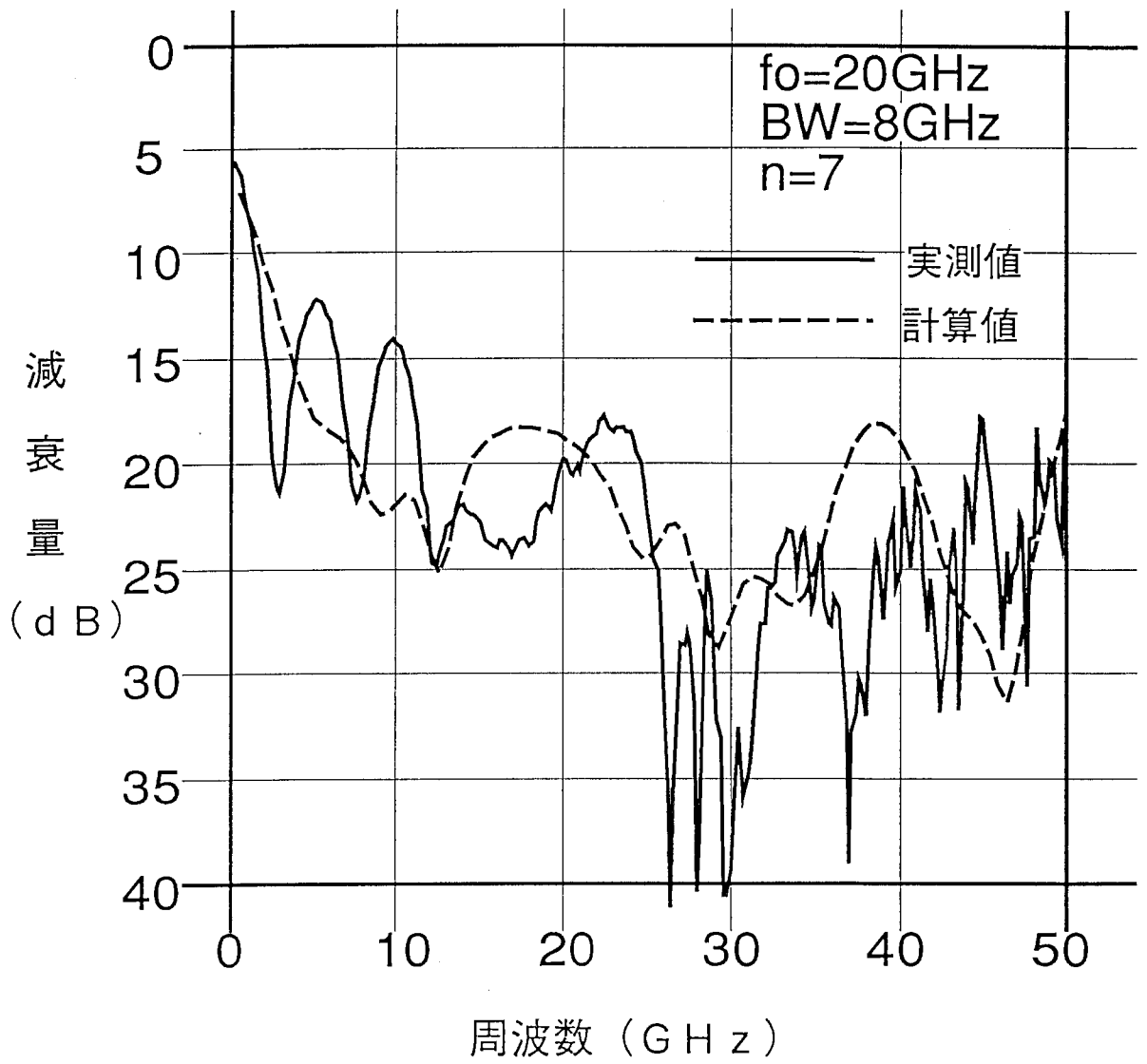


図4-9 MMICフィルタ反射特性 (7段)

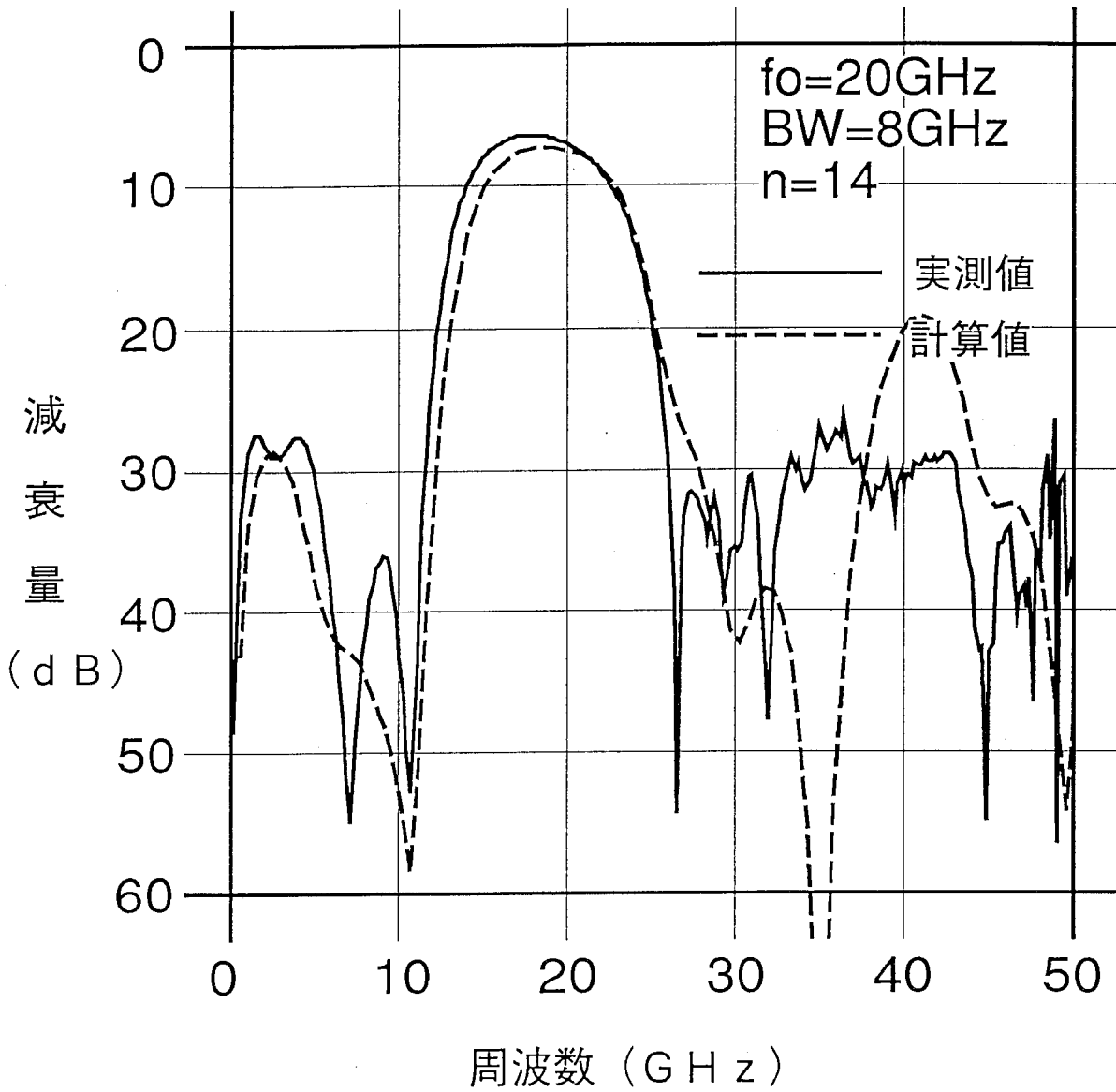


図4-10 MMICフィルタ透過特性 (7×2段)

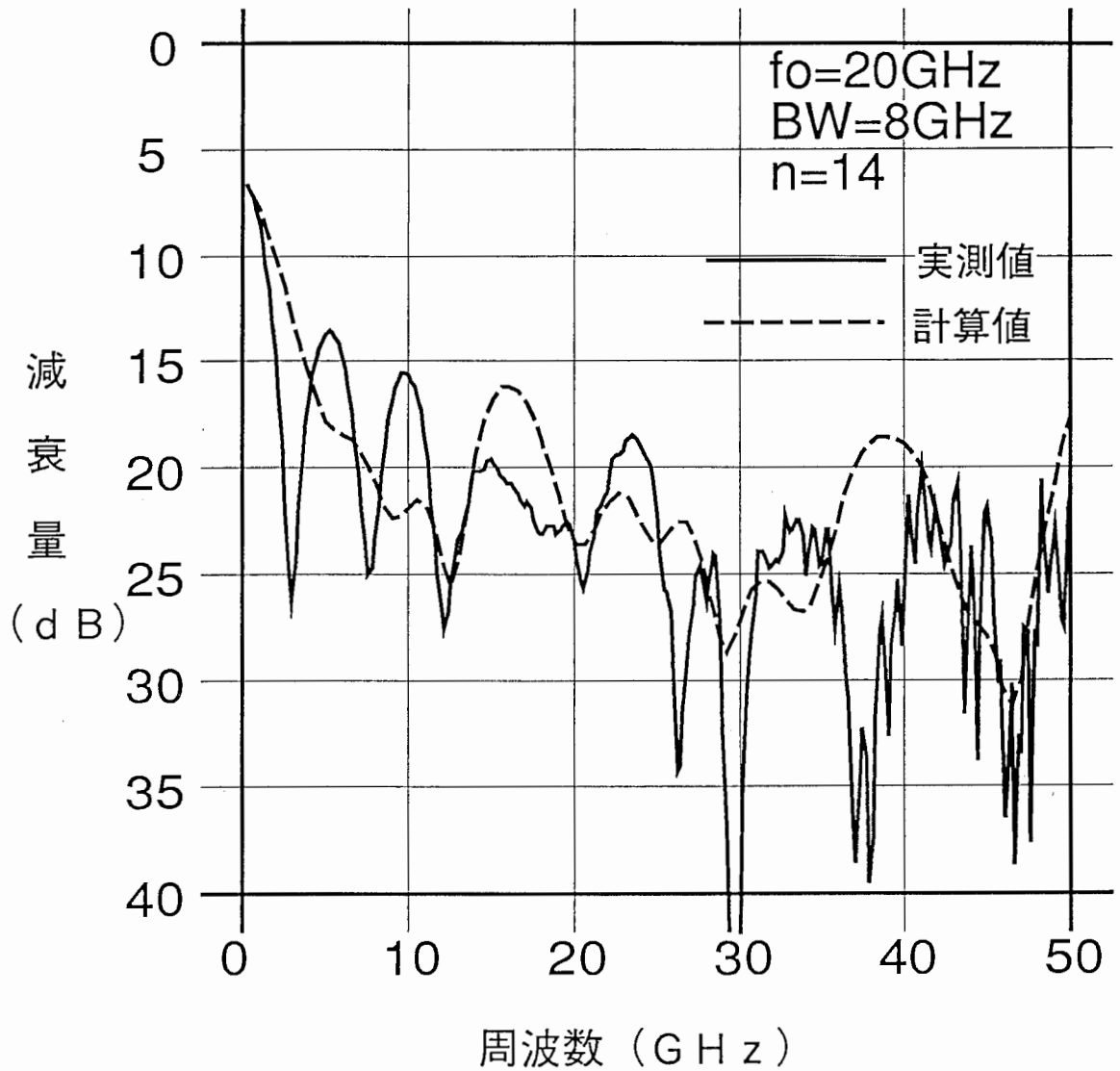


図4-11 MMICフィルタ透過特性 (7×2段)

4.5 まとめ

20GHz帯MMICトランスバーサルフィルタの設計試作を行った。

方向性結合器には多層MMIC技術を用いた広帯域、低損失な分布定数線路型方向性結合器を使用した。メアンダ形状をとることにより、サイズは4.5mm×2.3mmと小型化が実現できた。実測値は計算値と良く一致することが確認できた。

今後は、ミリ波帯での実現を目指す予定である。

5. 今後の応用展開

このトランスバーサルフィルタは、ミリ波帯で特徴を出すことができるため、ミリ波帯移動体通信、ミリ波衛星間通信や車載衝突防止用レーダー等での実用化が期待される。

また、今後の研究対象としては、多層化による小型化、超伝導フィルタへの応用が考えられる。

5. 1 多層化による小型化

トランスバーサルフィルタは、共振器フィルタと同等の減衰特性を得るためには素子数が2～3倍必要であり、サイズが大きくなってしまふ。これは、フィルタ自体の多層化を実現することにより解決する。(図5-1) そのためには、素子(積層セラミクス、多層MMIC)自体の今以上の多層化を進める、とともに、電磁界解析等による多層基板の設計技術の確立を目指す必要がある。

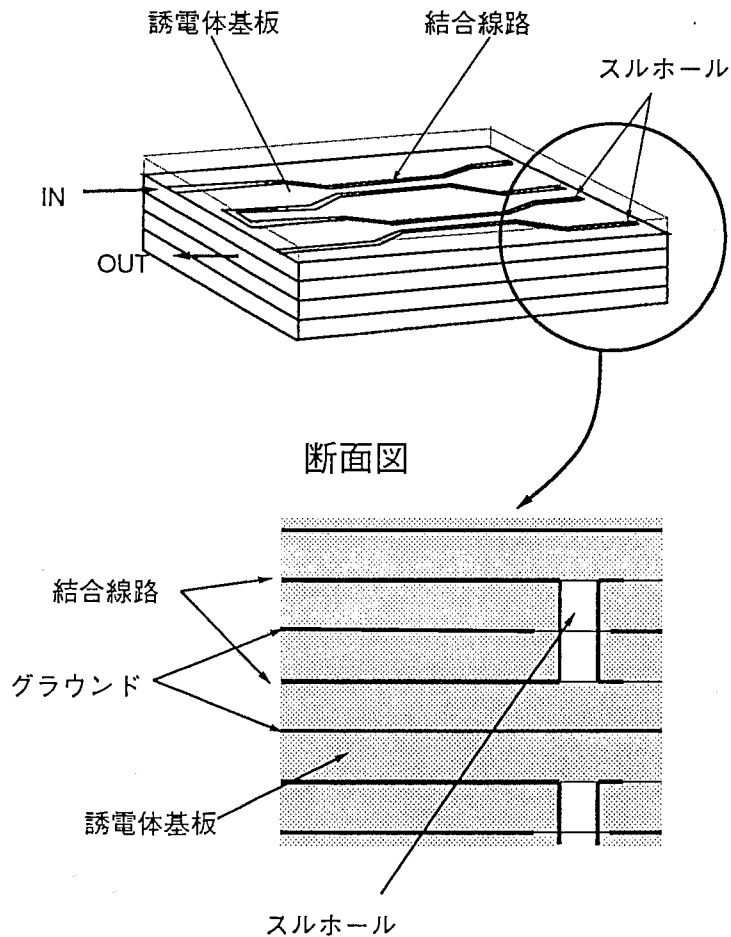


図5-1 多層化による小型化

5.2 超伝導フィルタ

今までは、比較的損失の大きな送線路で構成されたフィルタで研究を行ってきたが、フィルタ内部の蓄積エネルギーが小さいことに着目すると、超伝導フィルタへの応用が考えられる。

超伝導フィルタの問題点は、許容入力電力が小さいことである。これは、内部電流による発熱により超伝導状態でなくなってしまうことに起因している。

図5-2、5-3に同等の減衰特性を持つ、共振器フィルタとトランスバーサルフィルタの、1W入力時の内部電流値（ピーク値）を示す。共振器フィルタでは、通常の伝送線路の2~3倍もの電流値を示すが、トランスバーサルフィルタは伝送線路並みの電流値に収まっている。このことから、このフィルタが超伝導フィルタに適していることが分かる。

中心周波数30GHz
帯域幅3.0GHz
素子数 6
入力 1 W

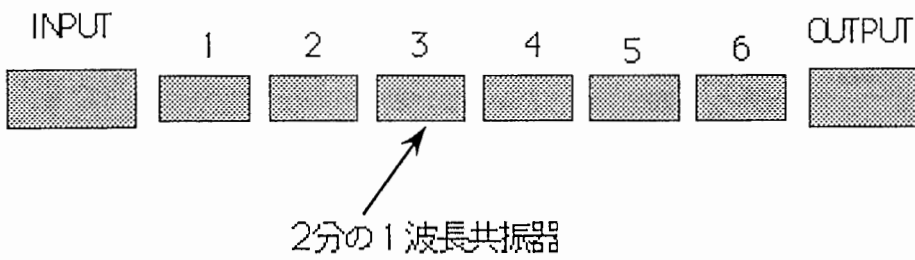
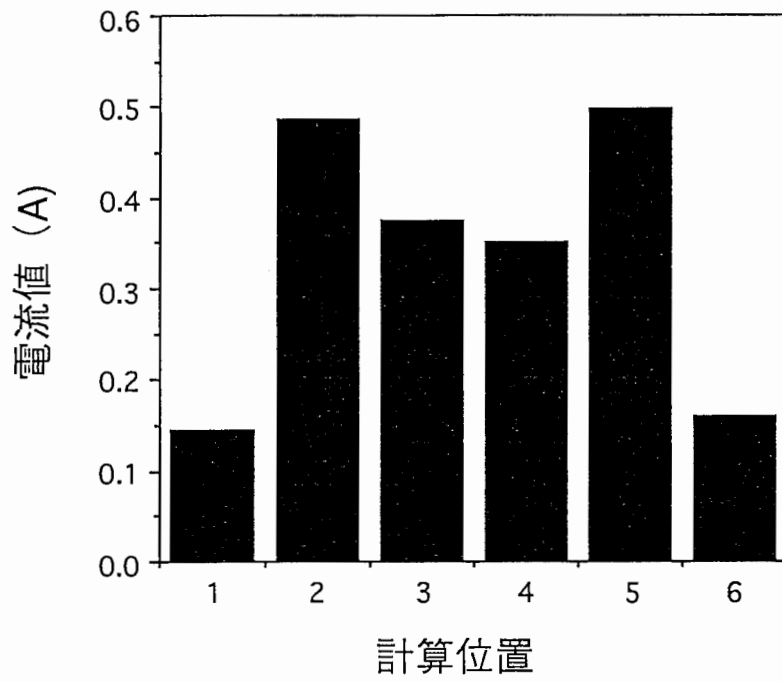


図 5 - 2 共振器フィルタ内部電流

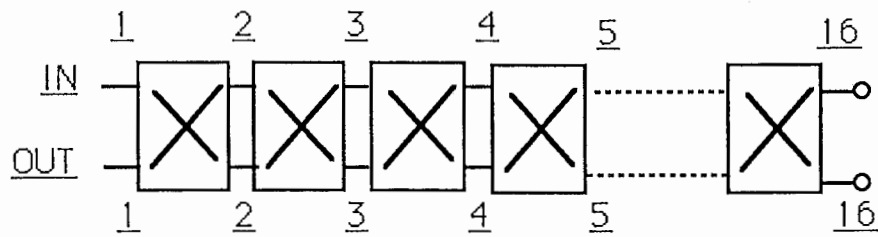
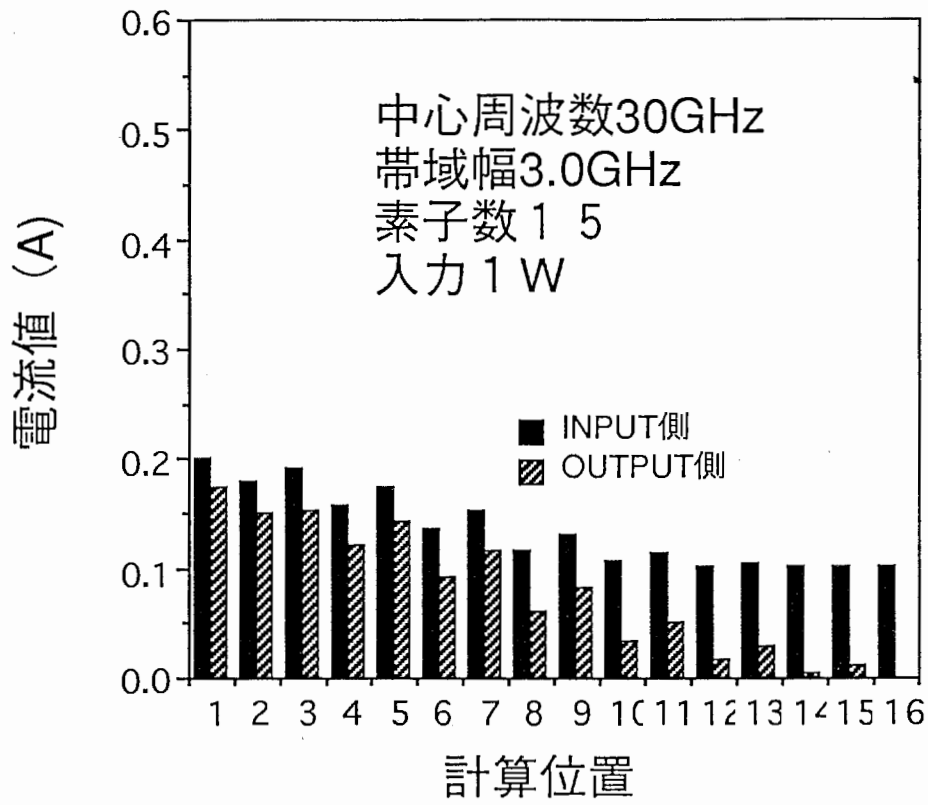


図5-3 トランスバーサルフィルタ内部電流値

6. まとめ

マイクロ波、ミリ波帯フィルタの挿入損失低減の手法として、方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタを提案し、このフィルタの設計手法、特性について研究を行った。

電気特性については従来の共振器フィルタとの比較を行い、ミリ波帯でトランスバーサルフィルタの優位性が確認できた。

実際に、積層セラミクスで12GHz帯と30GHz帯の、多層MMICにより20GHz帯の試作を行い、良好な結果が得られた。

今後は、フィルタ自体の多層化による小型化、超伝導フィルタ化が研究テーマになると思われる。

謝辞

本研究を進めるにあたって、直接ご指導頂いた小川英一室長ならびに大鐘研究員に深謝します。また、ご指導を頂いた猪股社長、古濱元社長、赤池元室長に深謝致します。

また、討論を通じて有益なるご教示を頂いた、真鍋元主任研究員、藤井元主任研究員、松井渉元研究員、金田元研究員に感謝致します。また、MMIC化にあたって、有益なご教示を頂いた、今井主任研究員ならびに馬場元研究員に深謝致します。

特に馬場元研究員には、MMICフィルタの作図を快く引き受けて頂きました。

最後にいろいろとご迷惑をおかけしました企画課の皆様に感謝致します。

外部発表及び特許

(1) 平塚、小川 ” 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” 1992 信学春全大 C-124.

(2) 平塚、小川 ” 方向性結合器を用いたKu帯トランスバーサルフィルタの特性” 1993 信学春全大 C-94

(3) 平塚、小川 ” 方向性結合器を用いたトランスバーサルフィルタ” MW93-36, pp. 53 - 58, 1993.

(4) T. Hiratuka and E. Ogawa, "A Ku-band transversal filter using directional couplers made of a multilayer ceramic", 23'rd European Microwave Conference. Proc. pp. 232 - 234, 1993.

(5) 常信、平塚他、” ヨーロッパマイクロ波会議出張報告” MW94、1994.

特許出願 1件 (マイクロ波トランスバーサルフィルタ)