

ミリ波帯チューナブルフィルタの高機能化に関する研究

平成28年 4月

河 村 尚 志

目次

1.	序論.....	1
1.1	研究の背景.....	1
1.2	チューナブルフィルタの実現方法.....	6
1.3	本研究の目的と意義.....	8
1.4	本論文の構成.....	9
1.5	参考文献及び出展.....	11
2.	FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験.....	14
2.1	はじめに.....	14
2.2	基礎検討.....	15
2.2.1	ファブリペロー共振器型フィルタの原理.....	15
2.2.2	導波管内ファブリペロー共振器.....	17
2.2.3	シミュレーションによる原理確認.....	19
2.3	チューナブルフィルタの実現.....	24
2.4	試作器の設計.....	30
2.5	試作したミリ波帯チューナブルフィルタ.....	40
2.6	測定結果.....	42
2.7	おわりに.....	47
2.8	参考文献.....	48
3.	FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化.....	49
3.1	はじめに.....	49
3.2	挿入損失低減法.....	50
3.2.1	116 GHz 付近の挿入損失改善検討.....	50
3.2.2	140 GHz 付近の挿入損失改善検討.....	52
3.2.3	全体域にわたる挿入損失の改善.....	56
3.2.4	固定周波数フィルタの試作による材料の導電率の推定.....	59
3.3	低損失 FPW フィルタの設計及び評価.....	62
3.4	おわりに.....	65

3.5	参考文献.....	66
4.	FPW フィルタの周波数拡大.....	67
4.1	はじめに.....	67
4.2	リッジ導波管導入による広帯域化技術の提案.....	69
4.3	広帯域化技術を導入した FPW フィルタの設計.....	70
4.4	試作及び試作結果評価.....	77
4.5	おわりに.....	83
4.6	参考文献.....	84
5.	FPW フィルタの高周波化.....	85
5.1	はじめに.....	85
5.2	標準導波管方式 FPW フィルタによる高周波化.....	87
5.2.1	共振器サイズの決定.....	87
5.2.2	FPW フィルタ各部設計.....	91
5.2.3	FPW フィルタ設計結果.....	98
5.3	リッジ導波管方式 FPW フィルタによる高周波化.....	101
5.3.1	可動導波管設計.....	102
5.3.2	FPW フィルタ各部設計.....	104
5.3.3	FPW フィルタ設計結果.....	110
5.4	おわりに.....	113
5.5	参考文献.....	114
6.	結論.....	115
6.1	本論文のまとめ.....	115
6.2	将来展望.....	116
	謝辞.....	117
	研究業績リスト.....	118

1. 序論

1.1 研究の背景

近年、ユビキタスネットワーク社会を迎え、電波利用ニーズがますます高まっている。特にスマートフォン利用者数の増加や動画などの大容量コンテンツの利用者数の増加により、移動体通信のトラフィックが増大している。図 1.1 は、総務省より発表された移動通信トラフィックの推移である^[1-1]。この資料より 1 年間に移動通信のトラフィックは 2 倍程度増加していることが分かる。移動通信のトラフィックは、2020 年までに 2007 年に対して 200 倍以上となると予想されている^[1-2]。

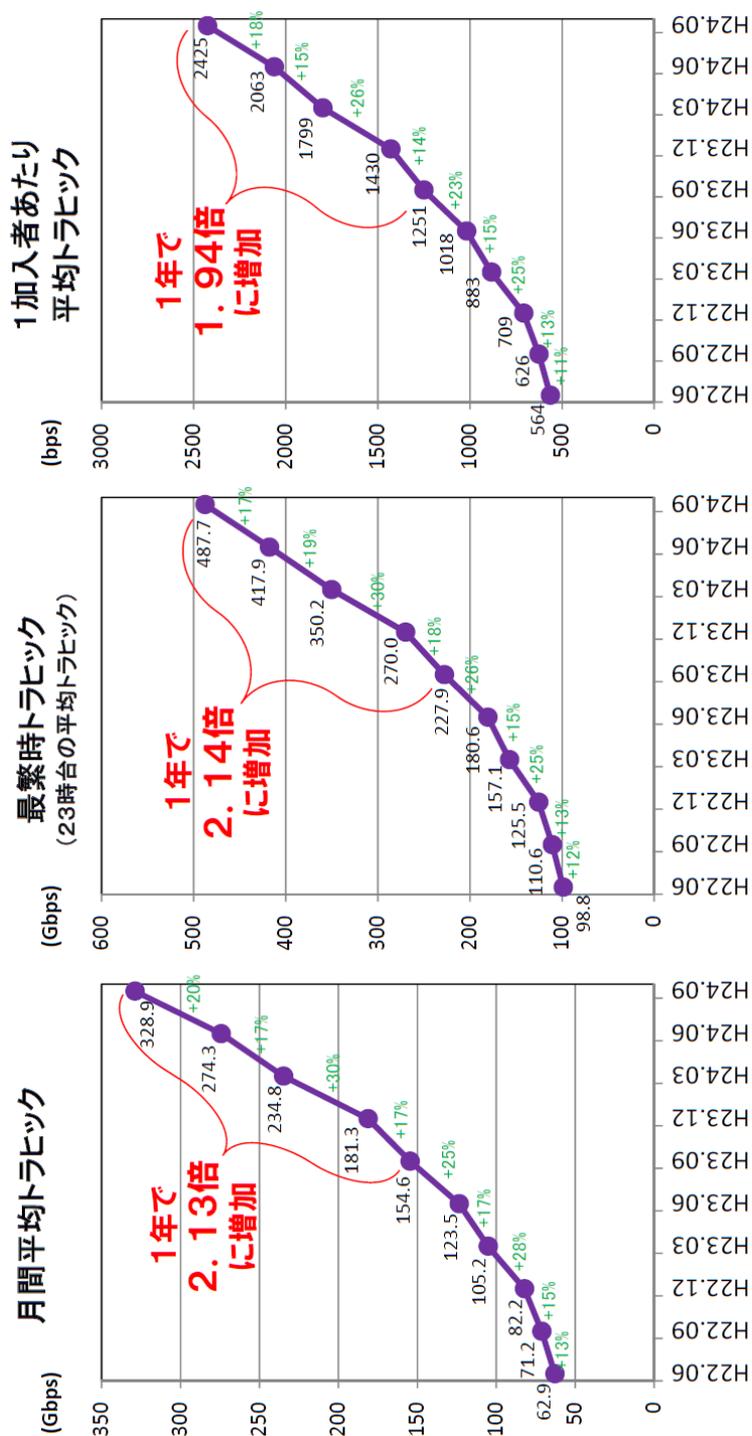
さらに、エネルギー需要の高まりや、地球環境への負荷を軽減する必要性から、家庭やビル、交通システムをネットワークでつなぎエネルギーの有効活用を行うスマートコミュニティの実現が求められている。日本では経済産業省主導のもとスマートコミュニティ関連システムフォーラムが設置され、本フォーラムを母体としたスマートコミュニティ・アライアンス (JSCA) ^[1-3]が発足している。その提言^[1-4]の中では、情報通信の分野については、従来の情報通信機器だけでなく家庭内の各家電、エネルギー機器、自動車などがネットワークにつながる IoT(Internet of Things)が要素技術として挙げられ、交通システムとしてはセンサー技術、制御技術の進化により自動車がセンサーとしてネットワーク化されたシステムが挙げられている。このようなスマートコミュニティの実現には、通信のトラフィックが劇的に増大することが課題の一つである^[1-5]。

このような、通信トラフィックの増加に対応するためには、現状の通信をより高度化することが必要であるが、限られた周波数資源の有効利用の観点から図 1.2 に示すように、ミリ波帯・テラヘルツ帯を利用する技術が重要となっている^[1-6]。実際にミリ波帯においては、家庭内のワイヤレスブロードバンド化を実現する WPAN (ワイヤレスパーソナルエリアネットワーク) ^[1-7]や安全・安心な運転をサポートするミリ波レーダ等^[1-8]のミリ波帯無線システムが利用され始めている。また、100 GHz 超無線システム実現への取組も積極的に行われてきている^[1-9]。

これらの無線設備の開発評価のためには、ミリ波帯・テラヘルツ帯で高感度かつ高ダイナミックレンジなスペクトラムアナライザが必要となる。図 1.3 にミリ波帯で用いられるダ

1. 序論

ウンコンバータ方式のスペクトラムアナライザを示す。赤く囲まれた範囲がダウンコンバータである。入力された信号の観測したい周波数成分のみをプリセクタで抽出しミキサを用いてダウンコンバートした後、低周波数のスペクトラムアナライザを用いて測定を行っている。この方式では、プリセクタを用いることで局発 (Lo) 信号とのマルチプルレスポンスによるスプリアスを抑圧し、測定対象本来の信号を観測することができる。このため、プリセクタとして用いるチューナブルフィルタがスペクトラムアナライザを構築するためのキーデバイスとなっており、その開発が急務となっている。



○引き続き年間約2倍のペースで移动通信トラフィックは増加している。
(各社のスマートフォン利用者数の増加や、動画等の大容量コンテンツの利用増加等が主要因と推測される。)

(出展 : http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/02kiban09_03000173.html)

Fig. 1.1 Transition of the traffic in the mobile communication

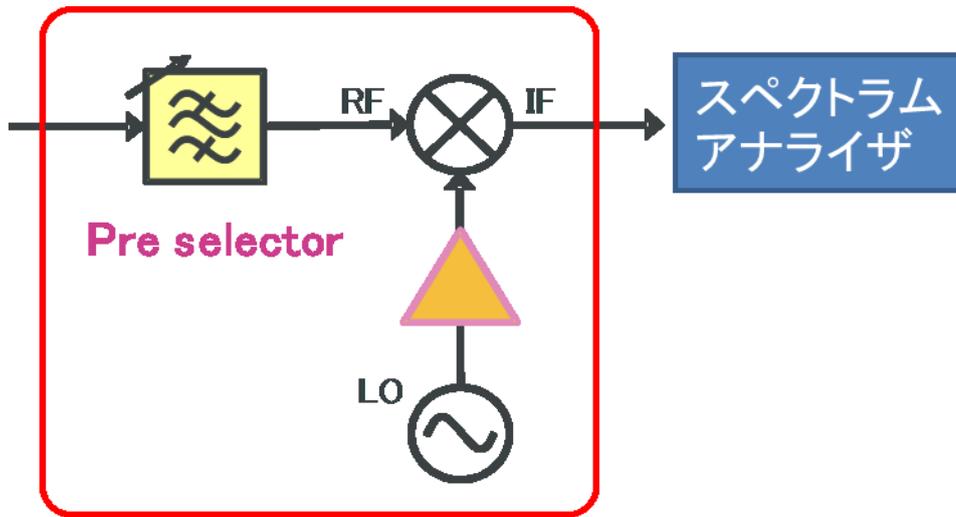


Fig. 1.3 Spectrum analyzer using down converter

1.2 チューナブルフィルタの実現方法

以前より、チューナブルフィルタに関する研究は行われているがミリ波帯でのチューナブルフィルタは報告例が少なく、マイクロ波帯も含めると、次の4方式が知られている。それぞれについてその特徴を簡単にまとめる。また、スペクトラムアナライザのプリセレクトタとしての観点から、これらの実現法をまとめた結果を表 1.1 に示す。プリセレクトタとして求められる性能は、周波数チューニング幅が大きいかつ、スペクトラムアナライザに取り付けられる程度の小さなサイズである。表 1.1 より、これらの要求を満たすチューナブルフィルタの実現方法は、現状報告されていないことが分かる。

① MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) ・ バラクタ (可変容量)

共振回路にバラクタを装荷することで回路の共振周波数をチューニングするフィルタである。バラクタは複数の実現法があり、バラクタダイオードを利用したフィルタ^[1-10]は、よく知られている。MEMS によるバラクタでは 25GHz 帯や 65 GHz 帯での開発例^{[1-11][1-12]}がある。また、バラクタではないが MEMS のスイッチによる周波数切換え型のフィルタ^[1-13]も報告されている。その他 BaTiO₃ (BSTO) フィルムを用いた例^[1-14]もある。

② MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)

F (90~140 GHz) バンドでのチューナブルフィルタとして MMIC で実現した報告^[1-15]がある。可変リアクタンス回路を MIM (Metal-Insulator-Metal) キャパシタと、並列接続された4つの InP HEMT (High Electron Mobility Transistor) から構成し、HEMT のゲート電圧によって、ゲートドレイン間、ゲートソース間の寄生容量の大きさを変化させ、回路のリアクタンスを調整し周波数をチューニングするフィルタである。設計と製造のずれを調整する目的で周波数をチューニングすることを目指しており、16 GHz 程度のチューニング帯域を持つ。

③ YTF (YIG Tuned Filter)

磁界の強度に応じて共振周波数に変化する YIG (Yttrium Iron Garnet) 素子を利用したチューナブルフィルタである。通過帯域 50~80 GHz で 3 dB 帯域幅 250 MHz 程度のフィルタが実現されている^[1-16]。磁界をかけるための装置が必要になるほか、温度による変動を防ぐための温度制御装置が必要となる。

④ ファブリペロー共振器

光の分野でよく用いられるフィルタである^[1-17]。向い合せた 2 つの部分透過鏡により構成され、鏡面間の線路長を中心周波数において $\lambda/2$ (λ :自由空間波長) になるように定める。鏡面間の線路長を変化させることで通過帯域のチューニングが可能であり、原理的には広帯域なチューニングが可能である。チューナブルフィルタとしてではないがミリ波帯で共振器として報告された例^[1-18]がある。

Table 1.1 Comparison of passband tuning methods

	MEMS バラクタ	MMIC	YTF	ファブリペ ロー共振器
使用周波数帯	< 80 GHz	> 100 GHz	< 80 GHz	> 100 GHz
周波数 チューニング手段	可変容量	可変リアクタ ンス回路	磁力の強さに よる共振	共振器長
周波数 チューニング幅	小 (ミリ波帯)	中	大	大
サイズ	小	小	大 (ミリ波帯)	大

1.3 本研究の目的と意義

ITU-R SM.329 では 13 GHz 以上の無線設備に対して 2 次高調波までのスプリアス測定が必要であることを勧告している。しかしながら、60～70 GHz 帯無線システム^[1-19]の 2 次高調波評価や 100 GHz 超の周波数帯における無線信号の評価については、周波数が高くなるにつれ測定器の雑音レベル及びミキサの変換損失が増加するとともに周波数精度が低下するため、100 GHz を超える無線信号のスプリアス測定が可能なスペクトラムアナライザが市販されていない状況となっている。特に、現状マイクロ波帯でプリセクタとして用いられている YTF(YIG Tunable Filter)^[1-20]は、100 GHz を超えた周波数で使用することが困難であり、これがミリ波帯で高感度・高ダイナミックレンジなスペクトラムアナライザが市販されていない一因となっている。

そこで、本研究では「ミリ波帯チューナブルフィルタの高機能化に関する研究」と題し、上記に述べた問題点を解決するために、①導波管内にファブリペロー共振器を構成することで広帯域な周波数チューニングを実現する FPW (Fabry-Perot Resonator inside Waveguide) フィルタの提案とシリコンミラーによる実現法の研究、②FPW フィルタの低損失化技術の研究、③FPW フィルタの広帯域化技術の研究、④FPW フィルタの高周波化技術の研究を研究課題とした。

なお、本研究で得られる成果は、ミリ波帯においてプリセクタを用いる高感度・高ダイナミックレンジなスペクトラムアナライザの実現に留まらず、信号発生器やパワーメータなどの各種測定器に応用されえるものである。また、これらの測定器が実現されることで、各種無線設備の開発が促進されると同時に、他無線システムへの干渉等を厳密に評価することが可能となり、より一層電波資源を有効に利用することが可能となる。さらに、チューナブルフィルタ単体としても、無線設備開発の初期段階や実験において有用なコンポーネントであり、その利用が期待される。このように、本研究は今後ますます増大する通信トラフィックに対応し、さらなる無線設備の発展に寄与するという意義を持つ。

1.4 本論文の構成

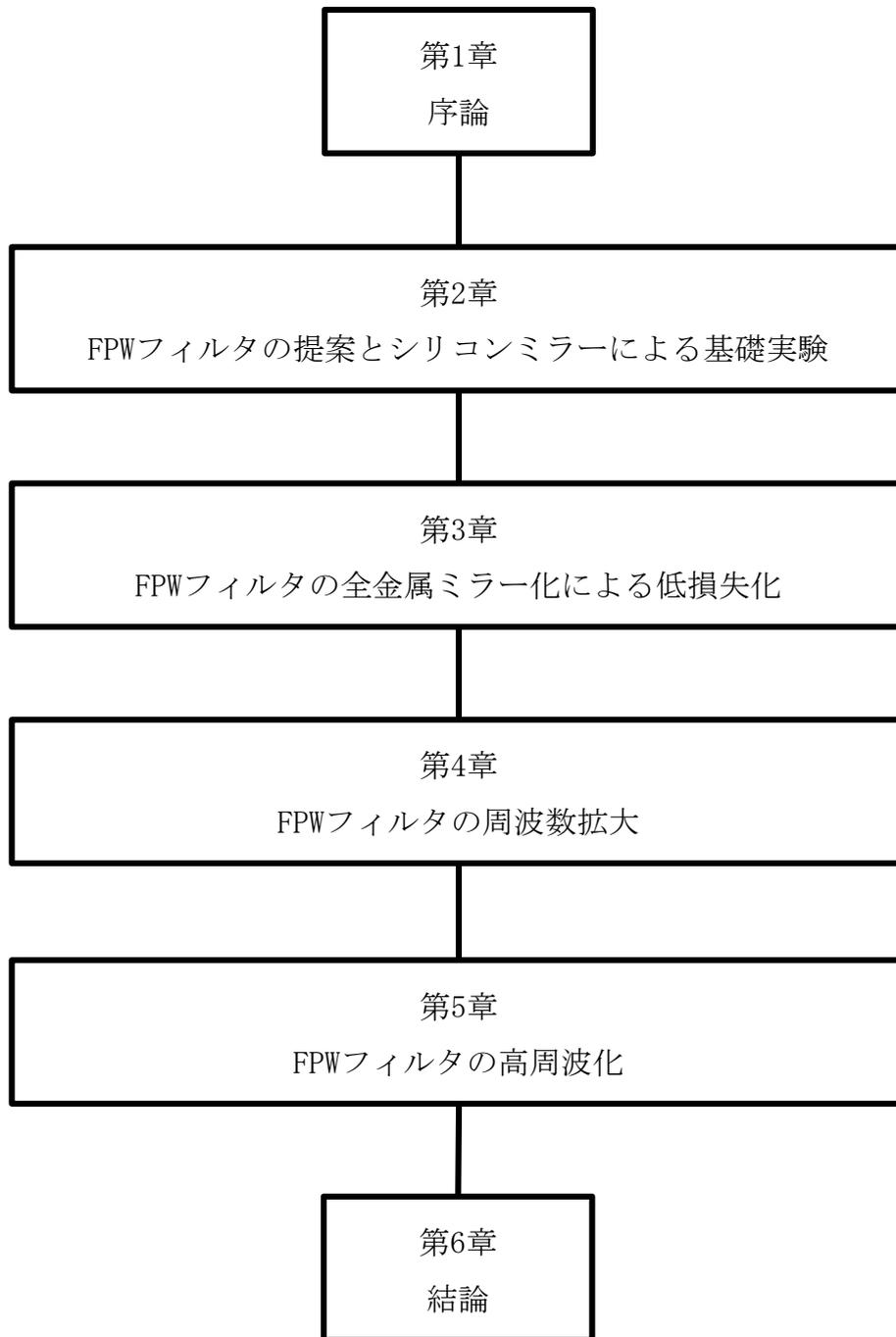


Fig. 1.4 Configuration of contents

1. 序論

本論文の構成を図 1.4 に示す。第 1 章は、本序論である。第 2 章では、ファブリペロー共振器を導波管内に設けることで、小型化と広帯域な周波数チューニングを可能とした FPW フィルタを提案すると共に、部分透過鏡（ハーフミラー）として半導体の製造技術を用いることで高精度に製作されたシリコンミラーを用いて製作した FPW フィルタの評価について記述する。第 3 章では、FPW フィルタの挿入損失をシミュレーションにより解析し、部分透過鏡および導波管構成材料を全て金メッキした金属部品を用いることで低損失化を目指した FPW フィルタの設計評価について記述する。第 4 章では、可動導波管をリッジ導波管構造にすることにより、FPW フィルタの周波数チューニング幅をさらに広帯域化する技術を提案すると共に、その試作評価について記載する。第 5 章では、FPW フィルタを 300 GHz 帯で設計することを検討し、高周波化への可能性を記載する。最後に、第 6 章では、上記内容をまとめると共に、提案した FPW フィルタを使用したスペクトラムアナライザや FPW フィルタの今後の展望について述べる。

なお、本論文中的電磁界シミュレーションは、特に断りのない限り CST MW STUDIO を用いて行った結果である。

1.5 参考文献及び出展

- [1-1] 電波有効利用の促進に関する検討会, 「電波有効利用の促進に関する検討会 報告書」, 参考資料 4, 平成 24 年 12 月 25 日
- [1-2] 総務省, 電波利用ホームページ, 電波資源拡大のための研究開発の実施
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/fees/purpose/kenkyu/index.htm>
- [1-3] 泉井 良夫・渋谷 昭宏・浅井 光太郎: 「スマートグリッドとセンサネットワーク」, 信学論 (B), vol.J95-B, no.11, pp.1378-1387 (2012-11)
- [1-4] 「スマートコミュニティフォーラムにおける論点と提案」, スマートコミュニティ関連システムフォーラム (2010-6)
- [1-5] 野本 真一, 「スマート社会の発展に向けた将来無線システムへの一考」, 信学論 (B), vol.J97-B, no.9, pp.791-737 (2014-9)
- [1-6] 電波有効利用の促進に関する検討会, 「電波有効利用の促進に関する検討会 報告書」, 参考資料 3, 平成 24 年 12 月 25 日
- [1-7] "Near-field high-speed transmission technology using the 60-GHz band", NTT Network Innovation Laboratories
<http://www.ntt.co.jp/mirai/e/organization/organization03/02.html>
- [1-8] T. Morita, T. Kishigami, H. Yomo, M. Yasugi, and Y. Nakagawa: "79GHz-Band Wide Field-of-View Radar System Performance in Outdoor for Pedestrian Detection", Proceedings of 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, FR3D-2, pp.1115-1117 (2014-11)
- [1-9] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, and T. Nagatsuma, "120-GHz-Band Millimeter-Wave Photonic Wireless Link for 10-Gb/s Data Transmission," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 5, pp. 1937-1944, May 2001.

- [1-10] B.S.Virdee, "Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filters," APMC2005 Proceedings, pp.1353-1357, Dec. 1998.
- [1-11] Hong-Teuk Kim, Jae-Hyoung Park, Yong-Kweon Kim, Youngwoo Kwon, "Low-Loss and Compact V-Band MEMS-Based Analog Tunable Bandpass Filters," IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 12, NO. 11, pp. 432-434, Nov. 2002.
- [1-12] 河合邦浩, 岡崎浩司, 檜橋祥一, "MEMS デバイスを用いた可変 RF フィルタ," MWE2011 Microwave Workshop Digest, WS12-03, Nov. 2011.
- [1-13] Cen Yen Ong, Michal Okoniewski, "Low Loss Switchable Coupled Resonator Bandpass Filter," Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, pp. 137-140, Jun. 2008.
- [1-14] Jian Xu, Xiao-Peng Liang, Khosro Shamsaifar, "Full Wave Analysis and Design of RF Tunable Filters," Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, pp.1449-1452, May. 2001.
- [1-15] 高橋宏行, 小杉敏彦, 枚田明彦, 村田浩一, 永妻忠夫, "F 帯ミリ波無線受信機用 チューナブルフィルタ," 2007 年電子情報通信学会総合大会 CS-2-7, Mar. 2007.
- [1-16] Michael Sterns, Dirk Schneiderbanger, Robert Rehner, Siegfried Martius, Lorenz-Peter Schmidt, "Novel Tunable Hexaferrite Bandpass Filter Based on Rectangular Waveguide Coupled Shielded Coplanar Transmission Lines," Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, pp.1039-1042, Jun. 2008.
- [1-17] 桑原五郎, 光学技術, 共立出版株式会社, 東京, 1984.
- [1-18] Coquet Philippe, Matsui Toshiaki, Kiyokawa Masahiro, "Dielectric Measurements in the 60-GHz Band Using a High-Q Gaussian Beam Open Resonator," IEEE TRANS. ELECTRON., VOL.E78-C, NO.8, pp. 1125-1130, Aug. 1995.

- [1-19] “Wireless Medium Access Control and Physical Layer Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks Amendment 2: Millimeterwave-based Alternative Physical Layer Extension,”IEEE Standard 802.15.3c-2009, 2009.
- [1-20] J. Uher and W. J. R. Hoefer : “Tunable Microwave and Millimeter-Wave Band-Pass Filter”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 39, no. 4, pp. 643-653 (1991-4)

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

2.1 はじめに

スペクトラムアナライザに用いられるプリセクタには、装置内に設置できるだけ十分に小型であること、さらに、比帯域 20 %程度の広い周波数可変範囲を持つことが要求される。しかしながら、現状、この 2 点を満たし 100 GHz 超のスペクトラムアナライザのプリセクタとして適しているチューナブルフィルタは報告されていない。

これまで、ミリ波帯で用いられているチューナブルフィルタとしては、以下の手法が知られている。

- (1) バラクタダイオードを共振器に負荷
- (2) MMIC
- (3) YIG 共振器 (YTF:YIG Tunable Filter)
- (4) ファブリペロー共振器

(1)~(4)の中で 100 GHz を超える周波数で報告のある方式は MMIC とファブリペロー共振器である。このうち、プリセクタとして重要な性能である広帯域な周波数チューニングが可能なものは、ファブリペロー共振器のみである。しかしながら、100 GHz 超の周波数帯域で報告されているファブリペロー共振器はサイズが大きく、小型化がプリセクタ実現のための課題となる。

そこで本章では、ファブリペロー共振器を、導波管の内部に構成することにより、小型化と広帯域な周波数チューニングを可能とする新たなチューナブルフィルタとして FPW (Fabry-Perot Resonator inside Waveguide) フィルタを提案する。さらに、半導体製造技術を利用することで高精度なシリコンによる部分透過鏡を開発し、この部分透過鏡を用いて構成した FPW フィルタの試作・評価を行った結果を示す。

2.2 基礎検討

2.2.1 ファブリペロー共振器型フィルタの原理

ファブリペロー共振器型のフィルタ^[2-1]は、向い合せた 2 つの部分透過鏡により構成され、図 2.1 のように鏡面間の線路長 L が $\lambda/2$ の整数(n)倍のとき、すなわち周波数 $f = c/(2L) \times n$ を満たすとき透過係数が最大となる。ここで c は光速である。このため鏡面間の線路長を変化させることで通過帯域のチューニングが可能である。

また、部分透過鏡は、球面鏡、平面鏡があり、それぞれの組み合わせにより共焦点型、共中心型、平行平面型（エタロン）などに分かれる^[2-1]。図 2.2 にそれぞれの組み合わせを示す。なお、鏡面の曲率を $R1, R2$ としている。調整の容易さから共焦点型が用いられることが多いが、通過帯域をチューニングするために鏡面間の距離を動かした場合、焦点がずれるため Q の低下する問題がある。そのため、チューナブルフィルタとしては焦点を利用しない平行平面型を用いる。

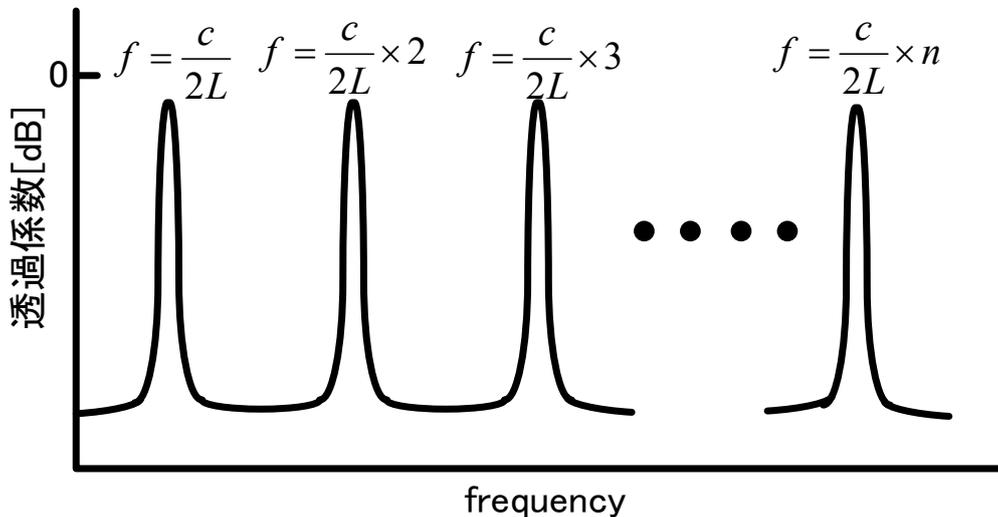
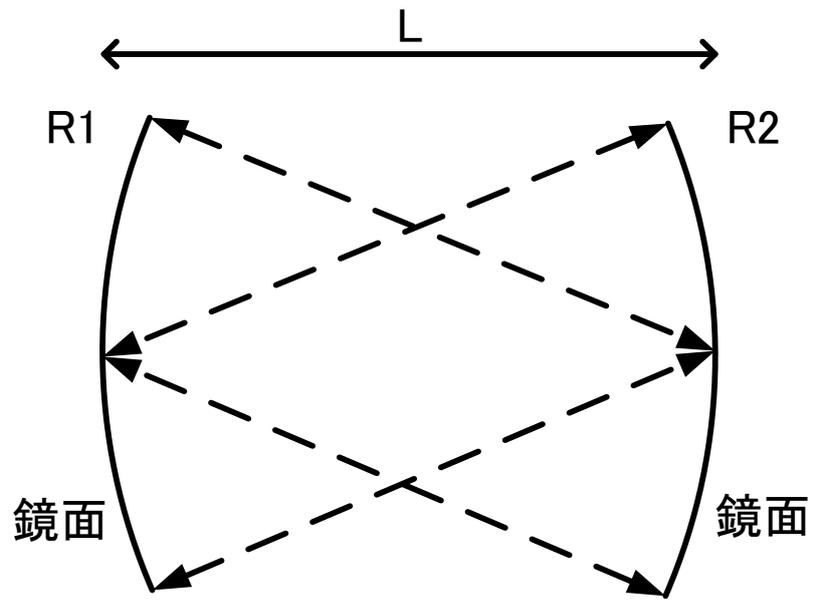


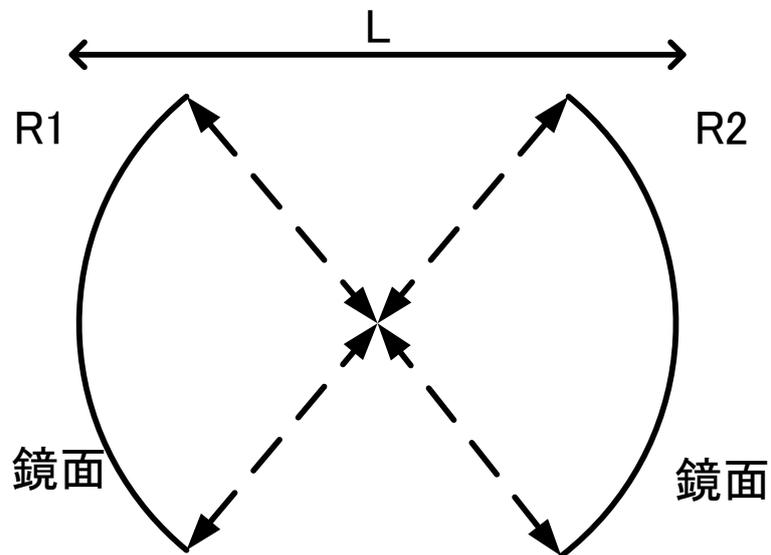
Fig. 2.1 Transmission characteristics of Fabry-Perot Resonator

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験



$$R1 = R2 = 1/L$$

(a) 共焦点型



$$R1 = R2 = 2/L$$

(b) 共中心型

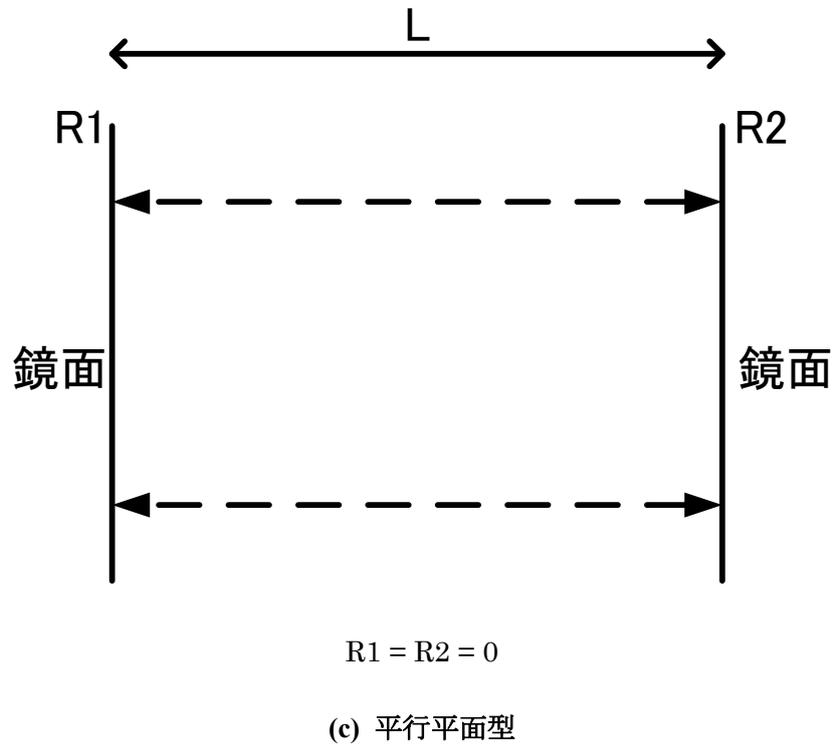


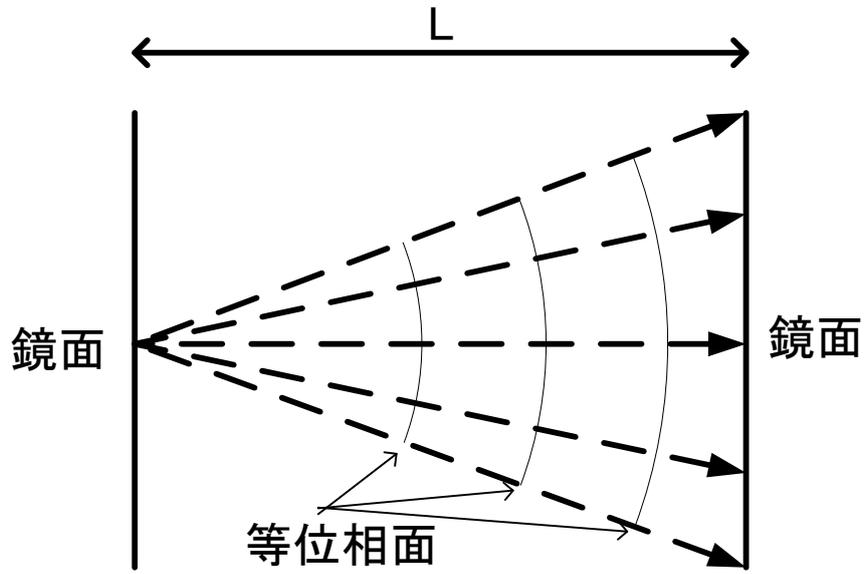
Fig. 2.2 Structures of Fabry-Perot resonator

2.2.2 導波管内ファブリペロー共振器

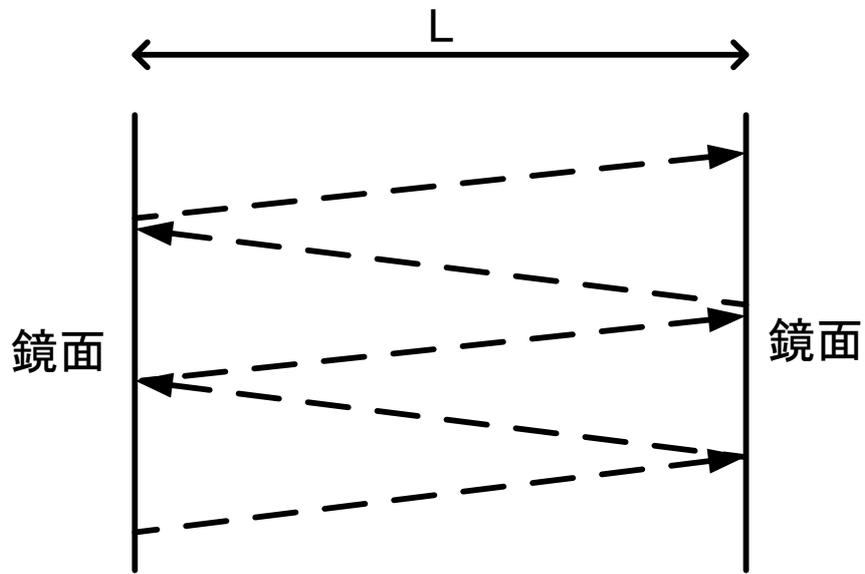
平行平面型ファブリペロー共振器を利用したチューナブルフィルタを実現するためには、次のような課題がある。

- (1) 部分透過鏡に平面波を平行に入射する必要がある。図 2.3(a)のように鏡面に対し球面波が入力された場合、もう一方の鏡面での位相が揃わず、共振が弱くなり Q が低下する。また図 2.3(b)のように平面波が斜めに入射された場合、一定の場所で反射を繰り返さず反射点がずれてしまい共振器へ閉じ込めておくことができなくなるため、 Q が低下する。
- (2) 開放型であるため、空間に放射することによる損失が大きい。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験



(a) 球面波入射



(b) 斜め入射

Fig. 2.3 Incidence to etalon

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

(1)を解決する方法として、フィルタへの入力が導波管の場合、その径をホーンアンテナの様に大きくし平面波を実現する手段があるが、大きさが有限であるため完全な平面波の実現は困難であり Q 値が低下する。さらに、大規模な構造が必要であることから、装置内への設置が困難となる。(2)を解決する方法として、鏡面の上下を金属板で覆う場合、金属板で反射した電波が鏡面に入射し鏡面での位相がさらに乱れ Q 値の低下をもたらす。

これらの問題点を解決する方法として、ファブリペロー共振器を導波管内に構成したフィルタ (FPW フィルタ) を提案する。図 2.4 に構成を示す。基本モード (TE_{10}) のみが伝送する方形導波管内に 2 つの部分透過鏡を配置する。希望する透過帯域の中心周波数における管内波長を λ_g とするとき、2 つの部分透過鏡の距離 L を λ_g の $1/2$ となるように定める。

このような構成にすることで、導波管内部では TE_{10} モードのみが伝送するため、伝送波の線路長が一つに定まり部分透過鏡に平面波を入射するための特別な工夫をしなくても、共振器内に入力された電界の位相が揃う。また密閉型であるため放射による損失は存在しなくなり(2)の問題点を解決できる。

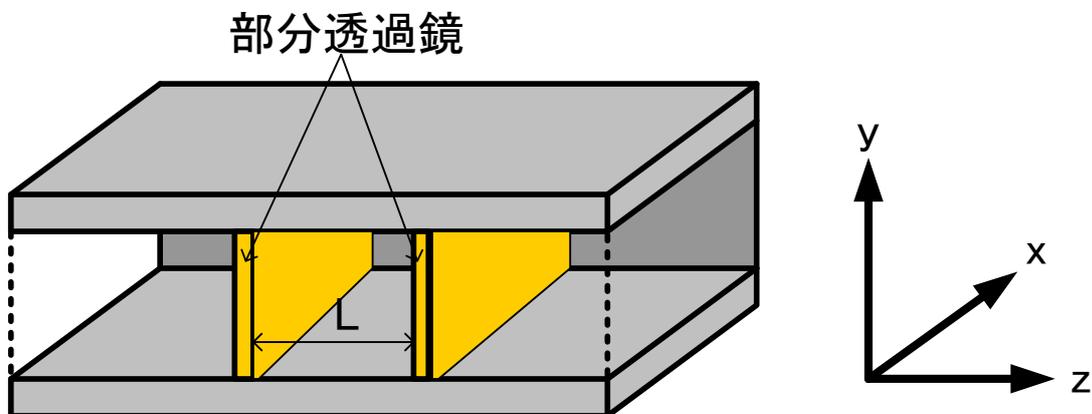


Fig. 2.4 Cross sectional view of waveguide (yz-plane)

2.2.3 シミュレーションによる原理確認

提案した、FPW フィルタの原理確認のため、図 2.4 のモデルについてシミュレーションを行った。主要なパラメータを表 2.1 にまとめる。シミュレーションは簡単のため導波管、部分透過鏡を無損失とした。また、部分透過鏡は、導波管内に部分透過鏡を 1 枚だけ設置

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

したモデルをシミュレーションすることで透過係数を求め、使用帯域内で透過係数が-20 dB程度となるように調整した結果、図 2.5 に示すように z 方向の厚みがない 20 μm 幅の金属板が、107 μm の間隔で導波管 xy 平面に繰り返し並んだ構造とした。図 2.6 にシミュレーションから求めた部分透過鏡の透過係数を示す。鏡面間距離 L は、中心周波数 125 GHz で導波管の TE₁₀ モードの管内波長^[2-2]

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{c10})^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (1)$$

の 1/2 となるように定めた。ここで λ_{c10} は TE₁₀ モードの遮断波長であり、a は導波管開口の x 方向の幅である。

また、Q 値は次のように求めた。ファブリペロー共振器のフィネス F は

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \quad (2)$$

で表される^[2-1]。ここで R は反射率 (S_{11}) であり内部損失がないこと仮定しているため、図 2.6 より 125 GHz の $|S_{21}|$ は -20.3dB であることから

$$R = |S_{11}|^2 = 1 - |S_{21}|^2 = 0.991 \quad (3)$$

となる。R を(2)式に代入し F をもとめると約 351 となる。ここで Q は

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_D} \quad (4)$$

$$Q_R = \frac{2L}{\lambda_g \sqrt{R}} F \quad (5)$$

$$Q_D = \frac{2\pi L}{\lambda_g \alpha_D} \quad (6)$$

と表される。ここで Q_R 、 Q_D は、それぞれ透過損失および回折損失 (α_D) による Q である。本構成ではファブリペロー共振器を導波管内に閉じ込めた形状であるため回折損失は存在しない。よって $\alpha_D = 0$ となり(6)式は $Q_D = \infty$ となるため、(4)式は

$$Q = Q_R = \frac{2L}{\lambda_g \sqrt{R}} F \quad (7)$$

となる。ここで、 $L = \lambda_g/2$ となるように L を定めているため、(6) 式は

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

$$Q = \frac{1}{\sqrt{R}} F \quad (8)$$

となる。以上より F、R を代入し Q の理論値を求めると約 352 となる。

Table 2.1 Design parameters

中心周波数	125 GHz
導波管規格	WR-08 (x=2.032mm、 y=1.016mm)
部分透過鏡 S ₂₁	-20.3 dB@ 125 GHz
鏡面間距離 L	1.478 mm
Q 値	352

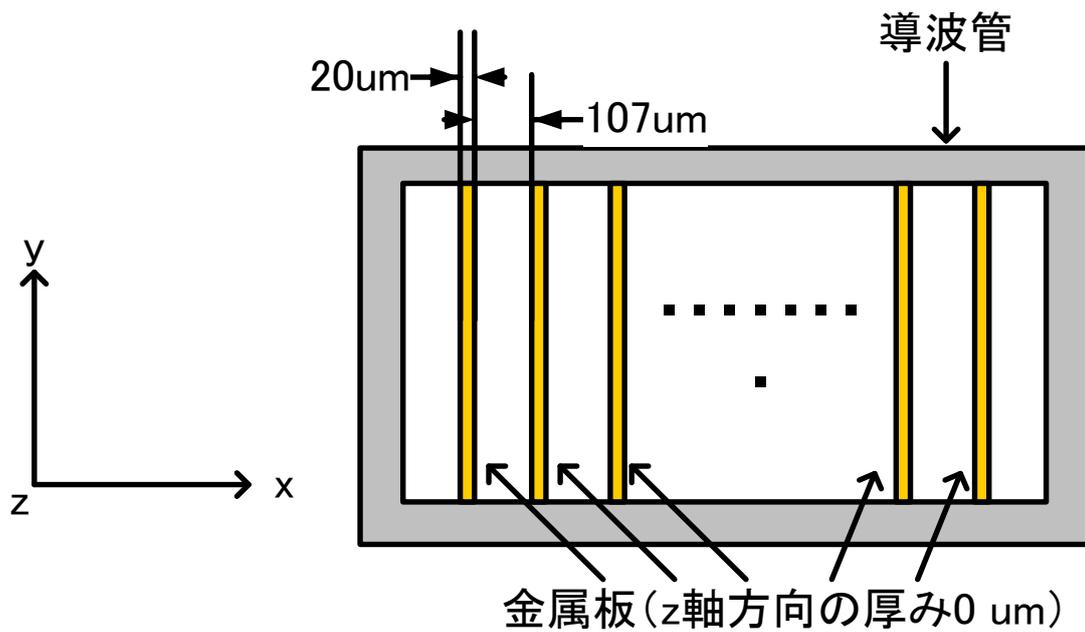


Fig. 2.5 Structure of half mirror(xy-plane)

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

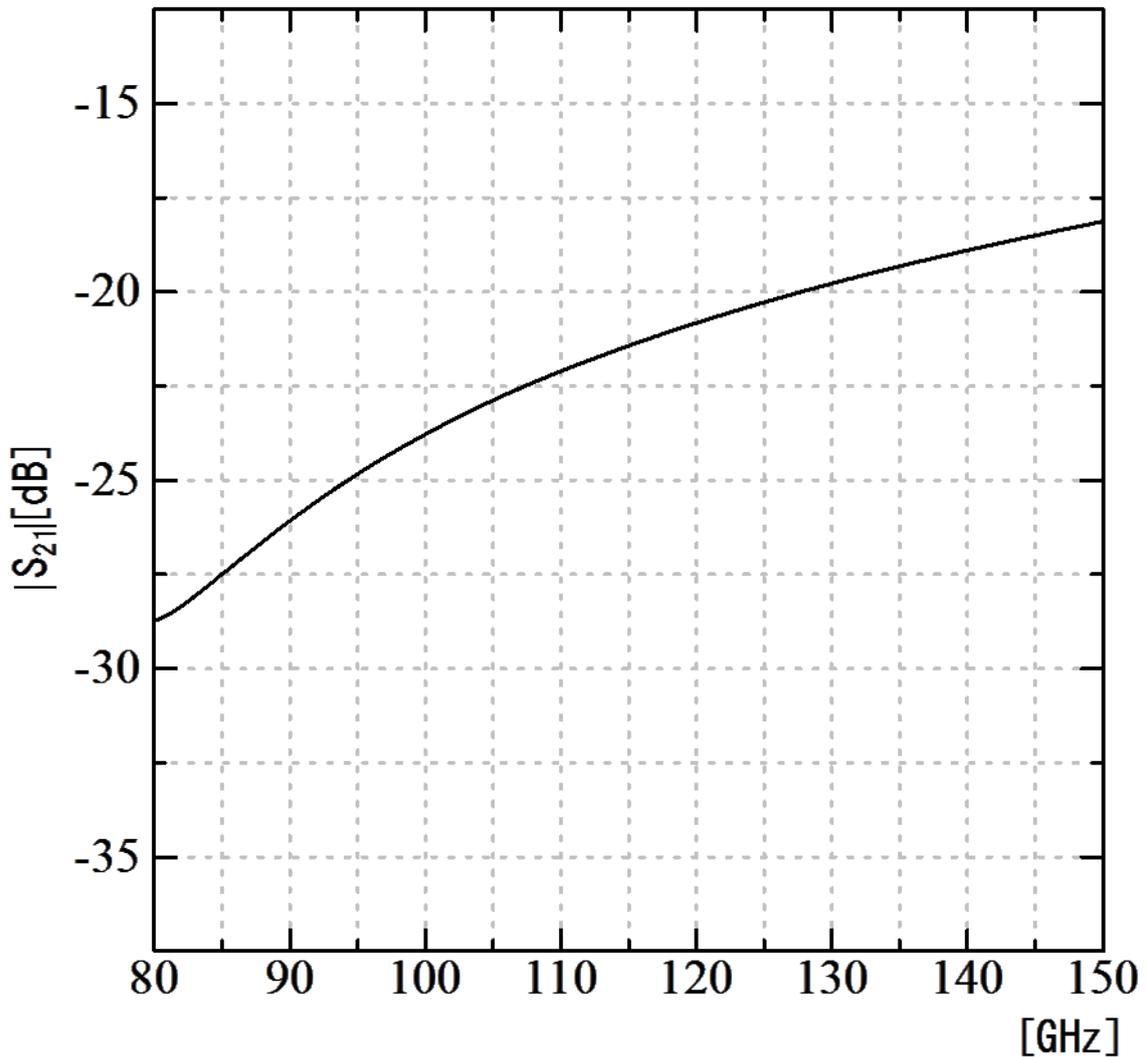


Fig. 2.6 Half mirror |S₂₁|

シミュレーション結果を表 2.2 および図 2.7 に示す。中心周波数は設計値の 125 GHz に対してシミュレーション結果は 122.8 GHz であり 2%程度の差異があるが、セル分割等のシミュレータの設定により、シミュレーションで導出される共振周波数には誤差を含むことから、この差異は許容されるものとする。また、Q 値は設計の 352 に対して、シミュレーション結果は 529 である。(8)式より算出した Q 値は、自由空間中にファブリペロー共振器を設置した条件より導かれた値であり、導波管内に設置した場合には差異を生じることが分かっている^[2-4]。この点を考慮すると全体としては設計に近いフィルタが実現できており、ファブリペロー共振器として動作していることを示す。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

Table 2.2 Simulation result

中心周波数[GHz]	122.834
電力半値幅[GHz]	0.232
Q 値	529

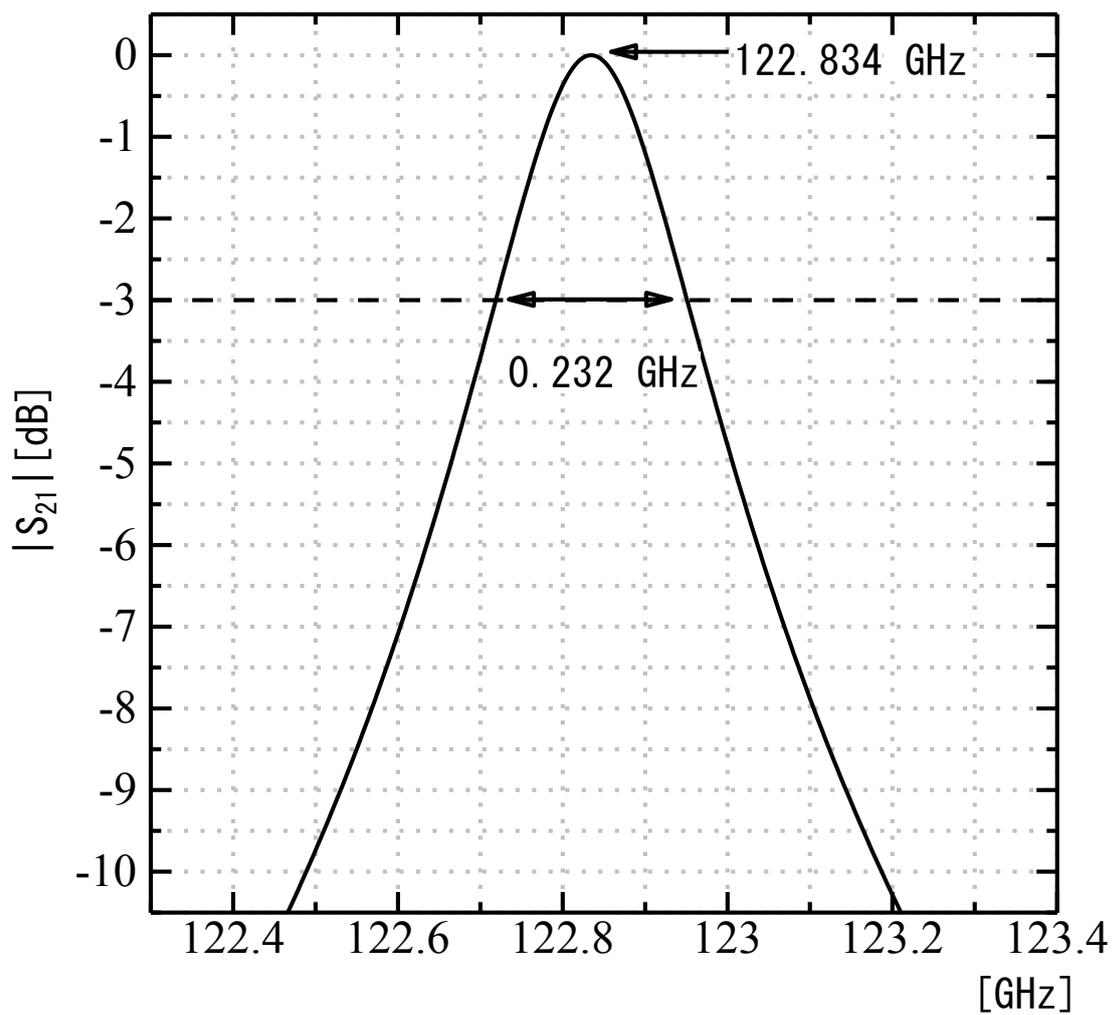


Fig. 2.7 Simulation result

2.3 チューナブルフィルタの実現

2.2 で述べたファブリペロー共振器型フィルタの通過周波数をチューニングするためには鏡面間の距離 L を変化させる必要がある。図 2.4 の構成では、 L を動かすのが困難なため、チューナブルフィルタとしては図 2.8 の構成を提案する。一方の端面に部分透過鏡を取り付けた導波管を向い合せに配置し、その導波管をさらに外部導波管で取り囲む。このとき内部導波管の肉厚を機構設計上、許される範囲で可能な限り薄くし外部導波管の寸法を目的の通過帯域に対して TE_{10} モードのみが伝送するようにする。チューニングは内部導波管の一方を移動させることで L を変化させて行う。

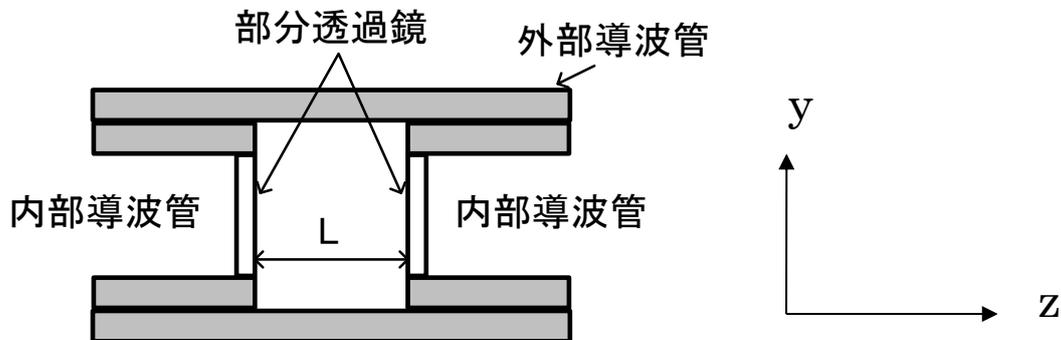


Fig. 2.8 Cross sectional view of waveguide (E-plane)

図 2.8 の構造についてシミュレーションを行った。チューニング帯域を 110 GHz~140 GHz (帯域幅 30 GHz) とし、110 GHz、125 GHz、140 GHz のそれぞれを中心周波数とするように L を設定した。また、部分透過鏡は図 2.5 と同様とした。シミュレーションモデルは、各周波数について導波管および部分透過鏡の材質を無損失にしたモデルと、試作を想定し Au としたモデルの 2 種類とした。主要な設計パラメータを表 2.3 にまとめた。なお、設計の Q 値は、無損失なモデルとして計算した。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

Table 2.3 Design parameters

チューニング周波数	110-140 GHz (帯域幅 30 GHz)
内部導波管規格	WR-08 (x=2.032 mm、 y=1.016 mm)
内部導波管肉厚	0.2 mm
導波管全長	4 mm + L
材質	無損失 or Au ($\sigma = 4.5 \times 10^7$)
部分透過鏡 S ₂₁	-22.1 dB@ 110 GHz
	-20.3 dB@ 125 GHz
	-18.9 dB@ 140 GHz
鏡面間距離 L	1.647 mm @110 GHz
	1.380 mm @125 GHz
	1.193 mm @140 GHz
Q 値	510 @110 GHz
	352 @125 GHz
	244 @140 GHz

シミュレーション結果を表 2.4 ~ 2.6、図 2.9 ~ 2.11 に示す。中心周波数の結果は、2.2 と同様に 1 ~ 2 % 程度の誤差で一致しており、L を変化させることで通過周波数を任意にチューニングできることを示す。また、無損失なモデルの Q 値に関しても、2.2.3 で述べたようにファブリペロー共振器を導波管内に設置した影響により、設計値とずれが生じているが、それを考慮すると設計に近い値となっており、ファブリペロー共振器として動作している。

試作を想定して材質を Au に変更したモデルに関しては Q 値に応じて 2 ~ 3 dB の挿入損失が生じており、また Q 値が 30% 程度低下している。これは、共振器に損失を持たせたためであり、試作時には、この程度の損失と Q 値の低下が見込まれる。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

Table 2.4 Simulation result (L = 1.647 mm)

材質	無損失	Au
中心周波数[GHz]	108.507	108.477
電力半値幅[GHz]	0.149	0.211
Q 値	728	514
挿入損失[dB]		3.03

Table 2.5 Simulation result (L = 1.380 mm)

材質	無損失	Au
中心周波数[GHz]	123.074	123.037
電力半値幅[GHz]	0.215	0.295
Q 値	572	417
挿入損失[dB]		2.78

Table 2.6 Simulation result (L = 1.193 mm)

材質	無損失	Au
中心周波数[GHz]	137.432	137.389
電力半値幅[GHz]	0.346	0.443
Q 値	397	310
挿入損失[dB]		2.14

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

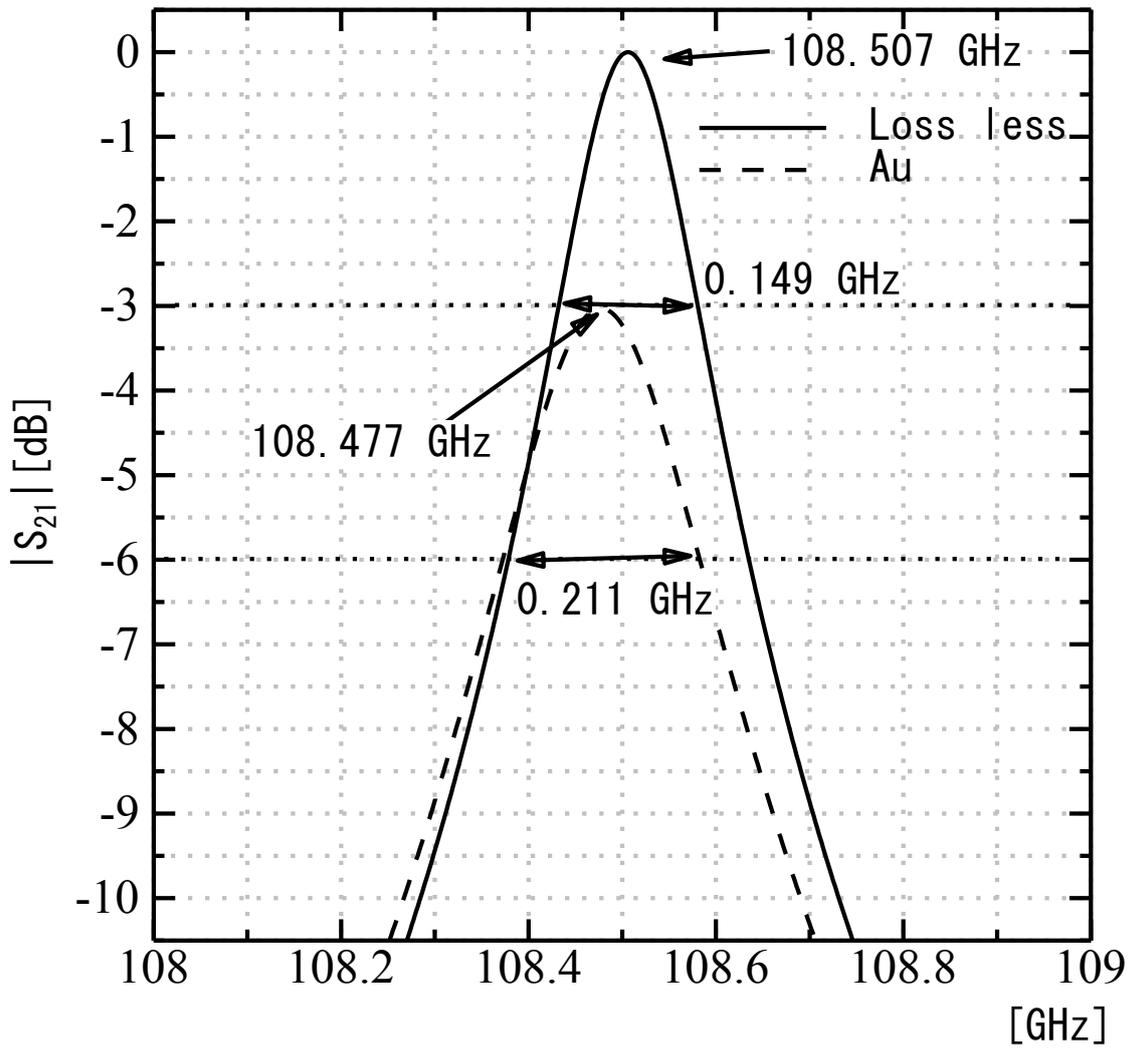


Fig. 2.9 Simulation result ($L = 1.647$ mm)

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

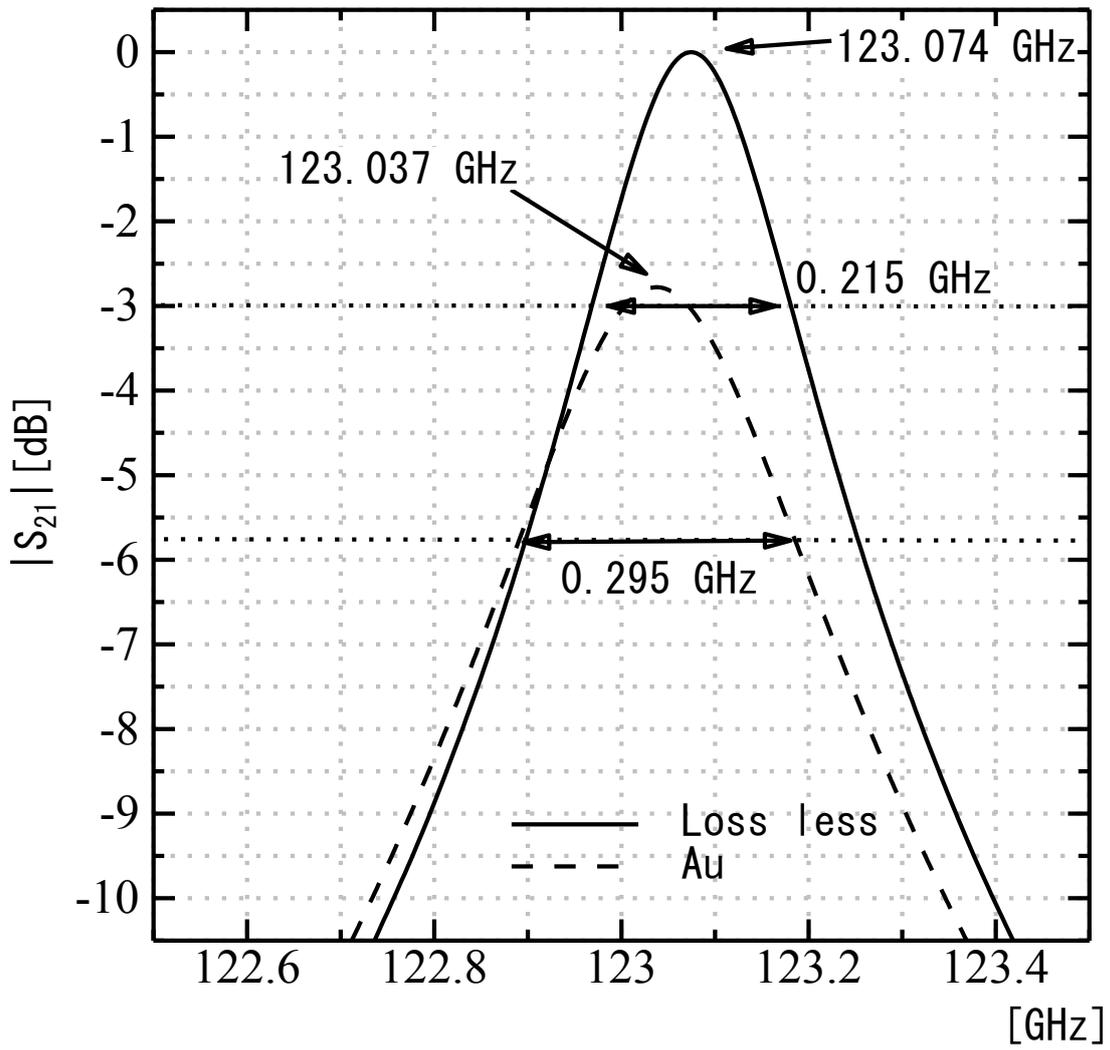


Fig. 2.10 Simulation result ($L = 1.380$ mm)

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

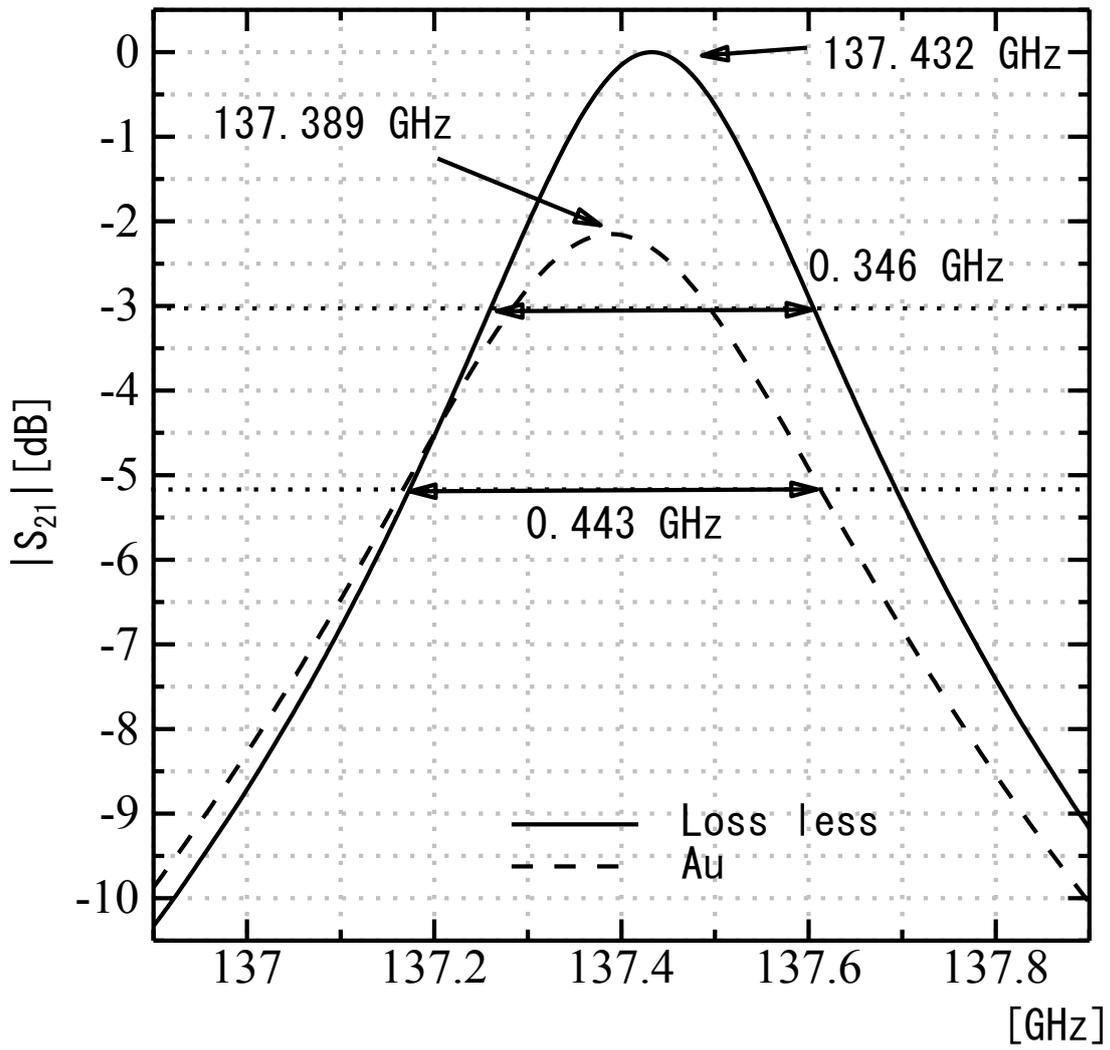


Fig. 2.11 Simulation result ($L = 1.193$ mm)

2.4 試作器の設計

図 2.8 の構成を実現させる場合、可動させる内部導波管と外部導波管が接触していると摩擦による劣化が生じる。また、潤滑油のようなものを接触面に塗布した場合、共振器内に漏れ出すことが想定され電氣的性能に影響を及ぼす。このため、外部導波管と内部導波管は非接触とすることが望ましい。しかしその場合、外部導波管と内部導波管の間に隙間が生じ、その部分からの漏れによる挿入損失の増加や Q の低下が予想される。隙間を極力小さくする必要があるが、隙間がなくなることはないため、図 2.12 のように外部導波管に深さ $\lambda_g/4$ のチョーク構造^[2-3]を作ることにより隙間からの漏れを防止する。さらに、その後ろに内部導波管を可動させる可動部を構成する。

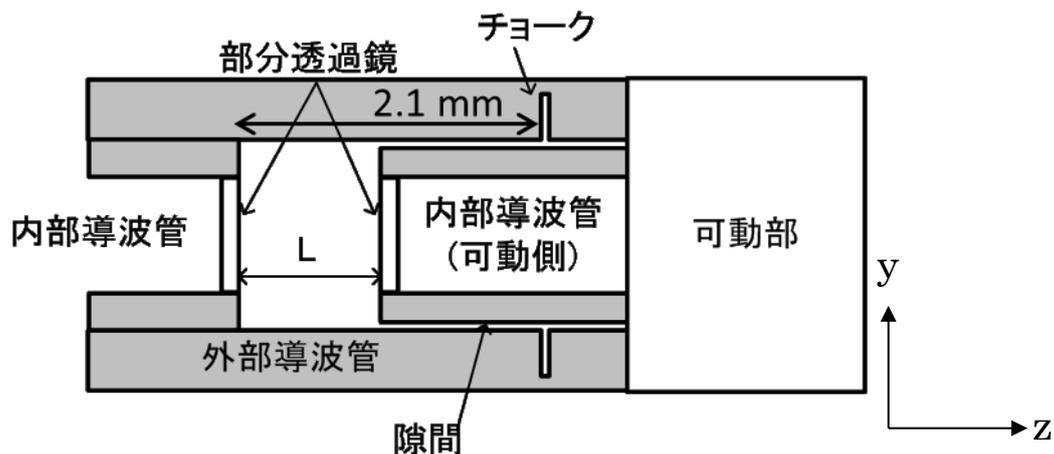


Fig. 2.12 Structure of experimental manufacturing

チョーク構造の効果をシミュレーションにより確認した。チョークは、125 GHz で管内波長 λ_g の 1/4 程度となる深さ 0.73 mm とし、幅は機構設計上の制約より 0.2 mm とした。シミュレーションは、外部導波管と内部導波管の間に隙間がないモデルと、20 μm の隙間がありチョークがないモデル、20 μm の隙間がありチョーク構造を持つモデルの 3 モデルについて行った。なお 20 μm の隙間は現実的な製作精度を考慮した製作可能な最小寸法である。結果を図 2.13 および表 2.7 に示す。

表 2.7 よりチョーク構造がない場合、隙間によって 19 dB 程度の挿入損失が生じているが、チョーク構造を用いることで 3.7 dB 程度で、隙間がないときに対して 1 dB 程度の挿入損失増加に抑えられていることが分かる。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

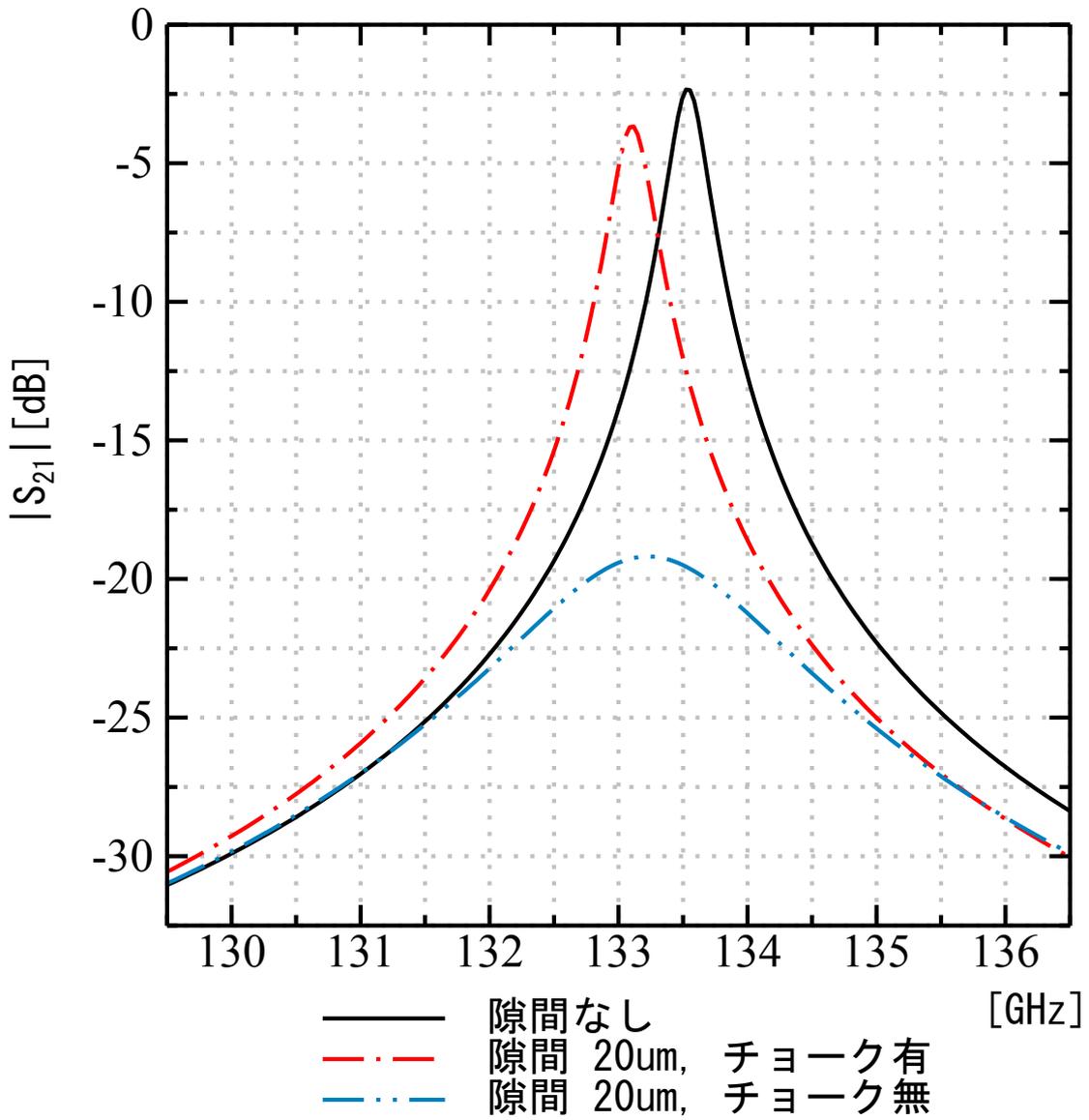


Fig. 2.13 Simulation result(L=1.284 mm)

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

Table 2.7 Simulation results

	隙間なし	隙間 20 μm チョーク有	隙間 20 μm チョーク無
中心周波数[GHz]	133.523	133.118	133.243
挿入損失[dB]	2.34	3.67	19.19
3 dB 帯域幅 [GHz]	0.280	0.343	0.964
Q	477	388	138

チューナブルフィルタの性能として、周波数チューニングする範囲での 3 dB 通過帯域幅が一定であることが望ましい。通過帯域幅は Q によって規定されるため Q を帯域内で一定にすることを検討する。なお、厳密には周波数をチューニングした場合、通過帯域の中心周波数が増えるため、Q を一定であっても 3 dB 通過帯域が増えるが、本試作では設計を容易とするため部分透過鏡の周波数特性を平坦とすることで Q を帯域内で一定にすることを旨とする。ここで、周波数チューニング幅を 110 GHz～140 GHz とし、3 dB 通過帯域幅を 300 MHz 程度に設定すると、反射係数を -0.04 dB 程度にする必要がある。0 dB 付近の反射係数の値を正確にシミュレーションするのは困難なため、また部分透過鏡の損失が小さいことから(3)式より透過係数で特性を判断し、その値として 110 GHz～140 GHz において -20 dB を目標とした。

平坦化の手段としては、周波数特性が逆である 2 つの部分透過鏡の特性を組み合わせることを行う。まず、図 2.14 に示すように導波管内に容量性窓^[2]を持ったモデルのシミュレーションを行った。なお、部分透過鏡の材質は Au とした。その結果を図 2.15 に示す。結果を見ると |S21| の周波数特性は、周波数が高くなるにしたがって低下していく右下がりの特性を持っていることが確認できる。金属の厚みによっても周波数特性は変化するが、厚みが波長に対して十分に小さな場合は図 2.15 とほぼ同様な結果となると想定される。なお |S21| の低下量はスリットの幅によって制御可能である。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

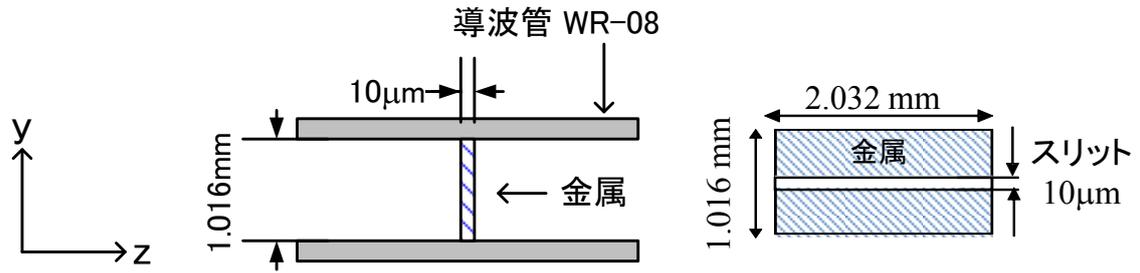


Fig. 2.14 Half mirror consisted of capacitive window

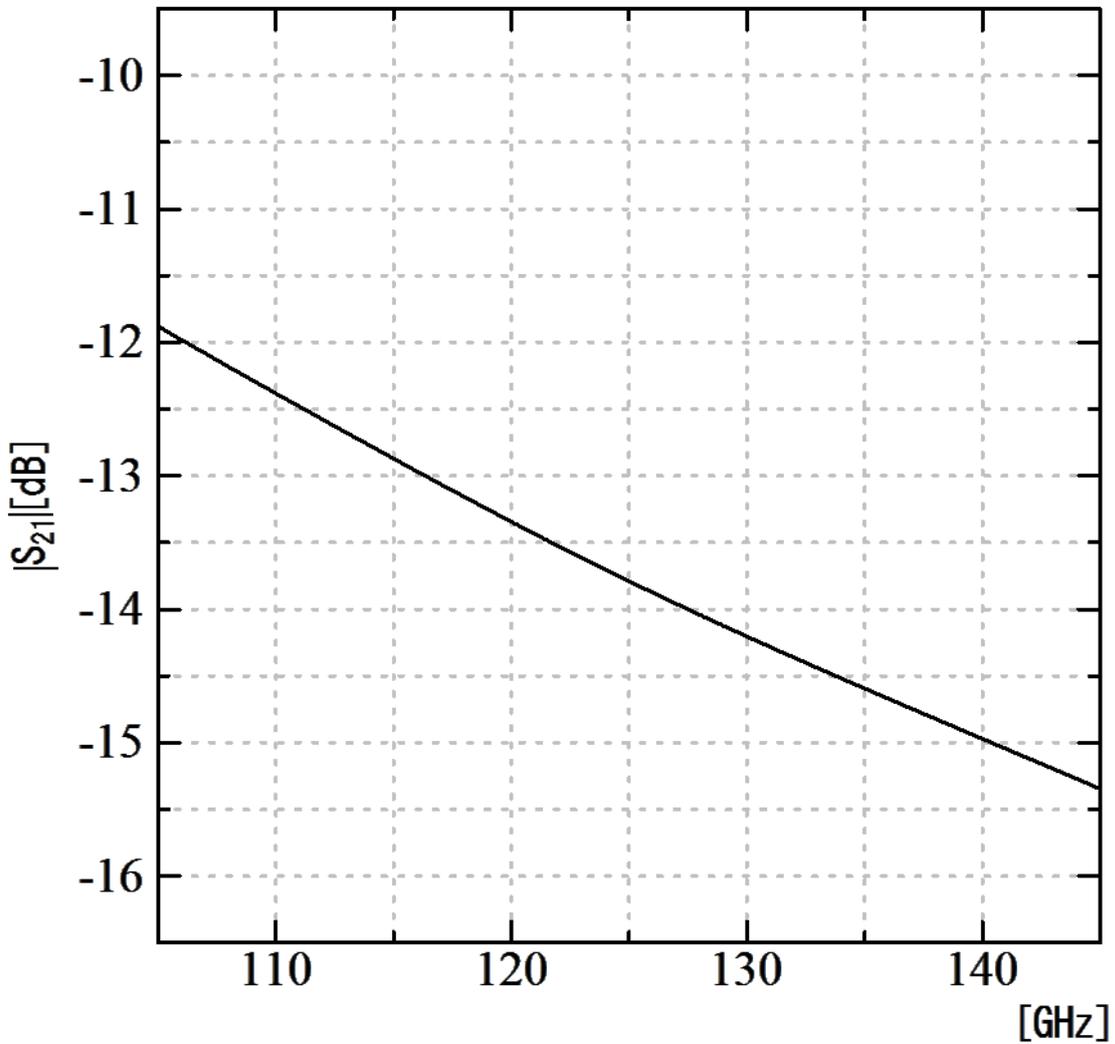


Fig. 2.15 Frequency characteristic of |S₂₁|

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

次に誘電体共振器を部分透過鏡として用いることを検討する。共振周波数を 140 GHz より高い周波数になるように共振器を設計することにより、110 GHz～140 GHz の範囲では周波数が高くなるにしたがって $|S_{21}|$ が上昇する右上がりの特性になることが推定される。確認のためシミュレーションを行った。図 2.16 にシミュレーションモデルを示す。誘電率の異なる複数の材料を仮定し、誘電体の厚み t はそれぞれの材質に合わせて 200 GHz 程度で共振するように定めた。図 2.17 にシミュレーション結果を示す。結果より推定通り右上がりの特性になっていることが確認できる。

以上の結果より、容量性窓の周波数特性と誘電体共振器の周波数特性を組み合わせることにより、全体として平坦な周波数特性を実現できることが予想できる。実際に設計したモデルを図 2.18 に示す。誘電体共振器は、容量性窓の周波数特性と同程度の $|S_{21}|$ のレベル変化が必要であることから、図 2.17 の結果より高い誘電率が必要であることが分かる。このため、誘電体基板としては、高い誘電率を持ち、高い加工精度が期待できるシリコン基板を選択した。また容量性窓は、シリコン基板表面に金属パターンで製作した。設計した部分透過鏡のシミュレーション結果を図 2.19 に示す。図 2.19 より 110 GHz～140 GHz で $|S_{21}|$ が $-20.0 \text{ dB} \sim -20.2 \text{ dB}$ の間に入っており、目標通りの部分透過鏡が設計できていることが分かる。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

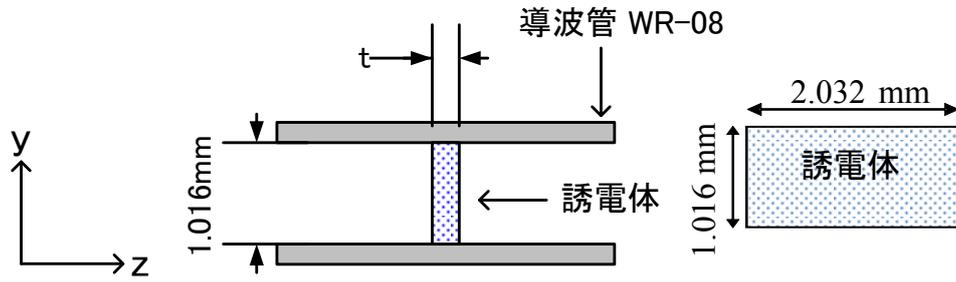


Fig. 2.16 Half mirror consisted of dielectric resonator

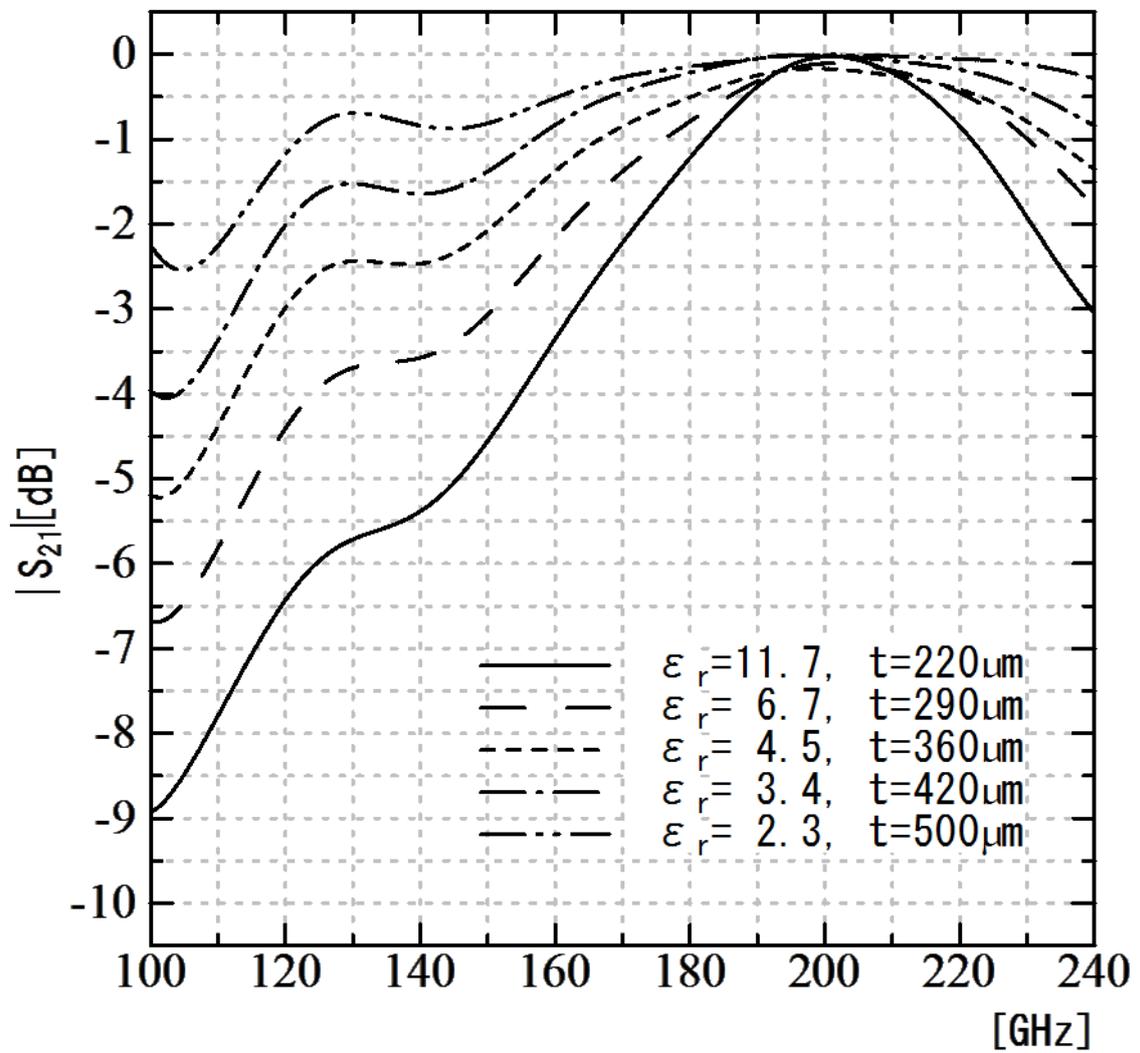


Fig. 2.17 Frequency characteristic of $|S_{21}|$

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

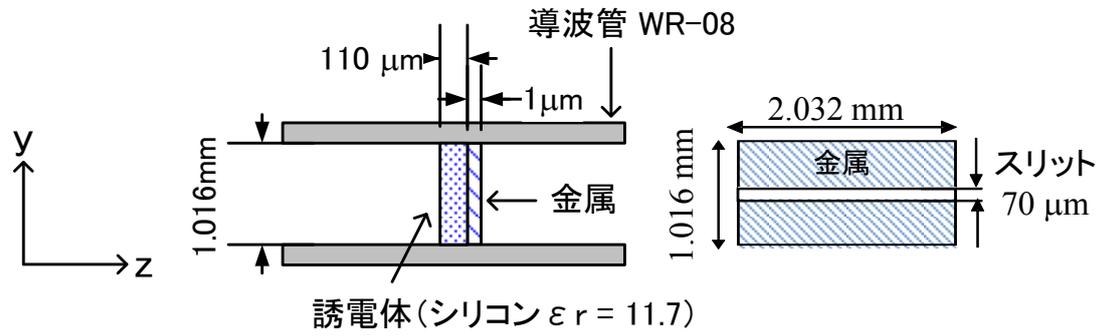


Fig. 2.18 Half mirror combined capacitive window with dielectric resonator

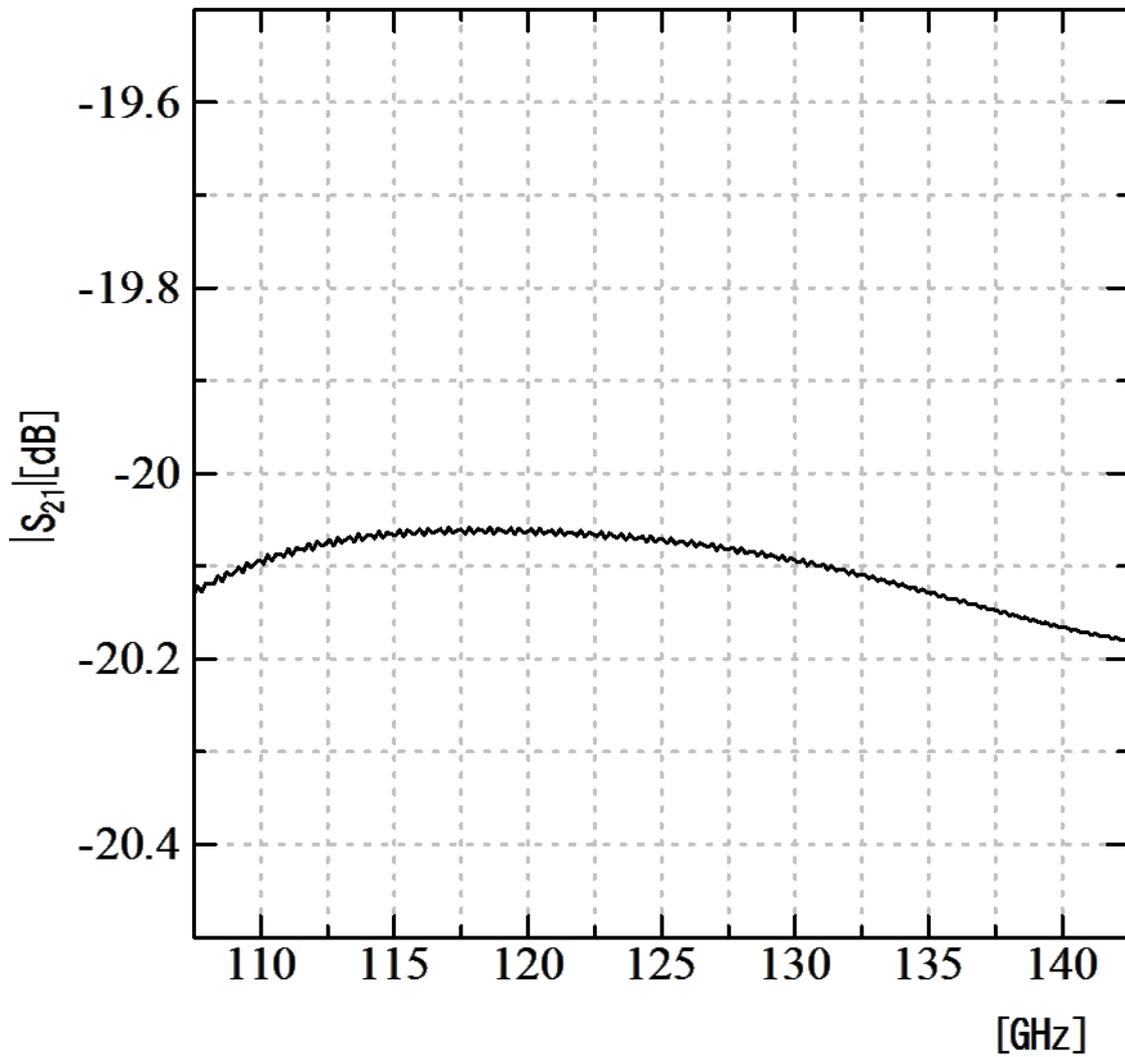


Fig. 2.19 Frequency characteristic of |S₂₁|

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

次に、設計したミリ波帯チューナブルフィルタについてシミュレーションを行い、その性能を確認した。主要パラメータを表 2.8 にまとめる。またシミュレーションモデルを図 2.20 に示す。部分透過鏡については、図 2.18 の構成とした。

Table 2.8 Design parameters

チューニング周波数	110 GHz~140 GHz (帯域幅 30 GHz)
内部導波管規格	WR-08 (x=2.032 mm, y=1.016 mm)
内部導波管肉厚	0.2 mm
外部導波管と内部導波管の隙間	0.02 mm
導波管全長	2.0 mm + L + 5.0 mm
部分透過鏡	図 2.18 の構成
材質	導波管 : Brass ($\sigma = 2.74 \times 10^7$) 部分透過鏡 : Au ($\sigma = 4.5 \times 10^7$)
鏡面間距離 L	1.70 mm
	1.45 mm
	1.20 mm
チョーク	0.73 mm × 0.2 mm

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

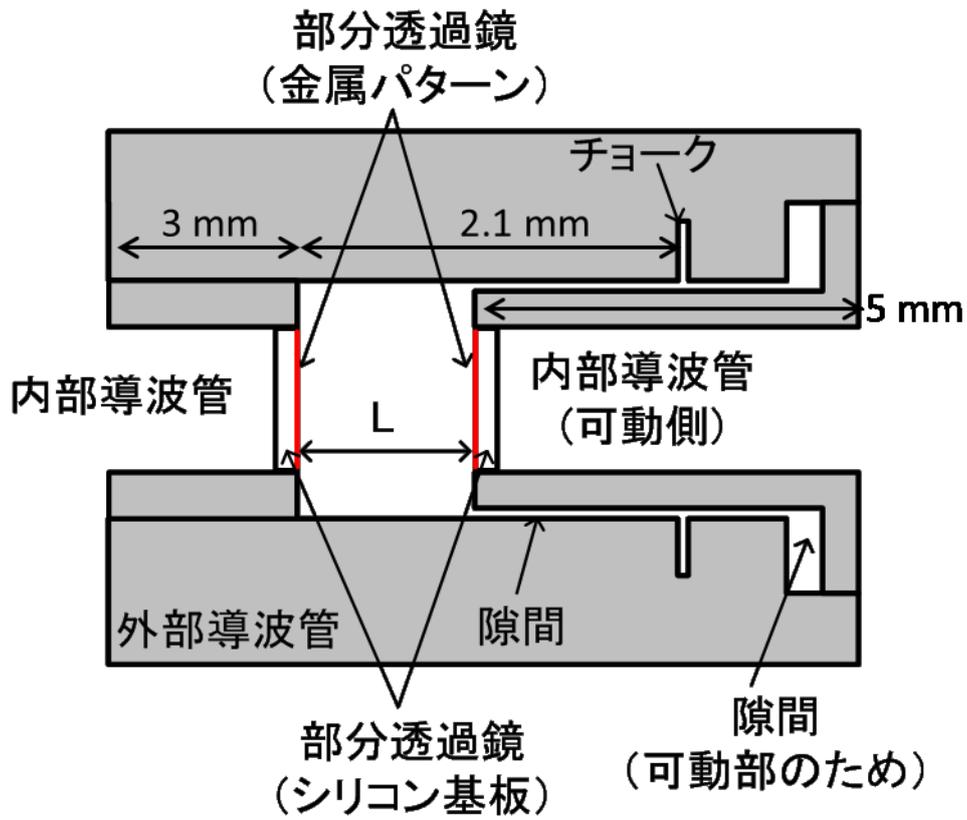


Fig. 2.20 Design of tunable millimeter-wave band filter

シミュレーション結果を図 2.21 に示す。110 GHz~140 GHz 帯において、挿入損失 7 dB 程度で周波数チューニングができていることが分かる。この結果よりチューナブルフィルタとして設計ができていることが確認できたため、本設計で試作を行った。なお、挿入損失は、主として反射損失であった。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

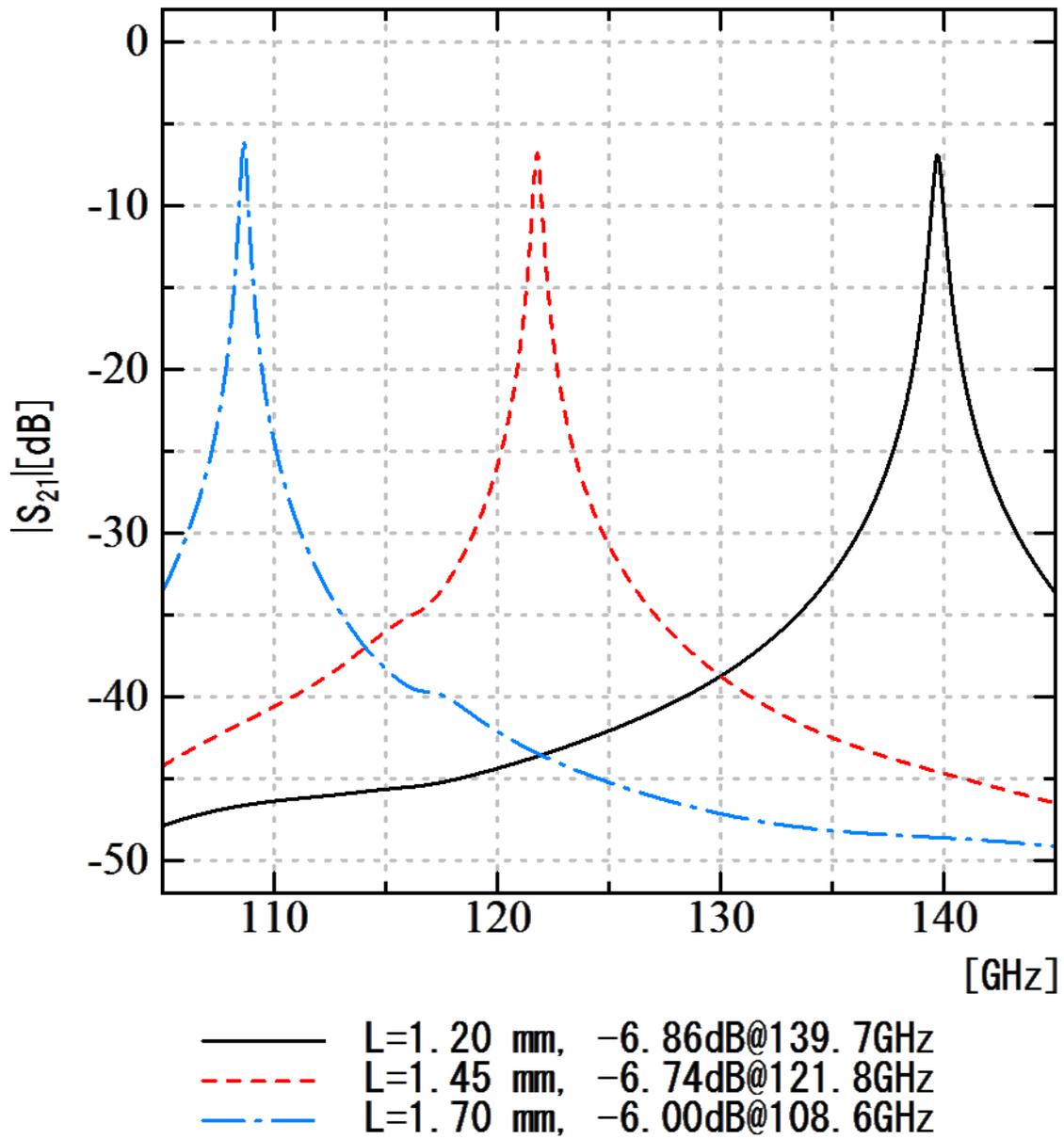


Fig. 2.21 Simulation result

2.5 試作したミリ波帯チューナブルフィルタ

試作したミリ波帯チューナブルフィルタの全体図を図 2.22 に示す。また、可動側内部導波管側の部分透過鏡を図 2.23 示す。部分透過鏡は、パターンニングしたシリコン基板を用い、内部導波管に銀ペーストで取り付けられている。スリットを基板端まで広げることは製造工程上困難だったため、スリットは基板端から $50\ \mu\text{m}$ の位置までとした。可動部は外部のアクチュエータで操作され、フィルタ内を前後に動く構成とし、 L を変化させてもフィルタの全長は変化しないようにした。インターフェースは WR-08 導波管とし、UG-387/UM 規格のフランジと嵌合するように設計している。アクチュエータを含まない全長は $40\ \text{mm} \times 60\ \text{mm}$ である。なお製作による個体差を確認するため製作台数は試作器 No.1、No.2 の 2 台とした。

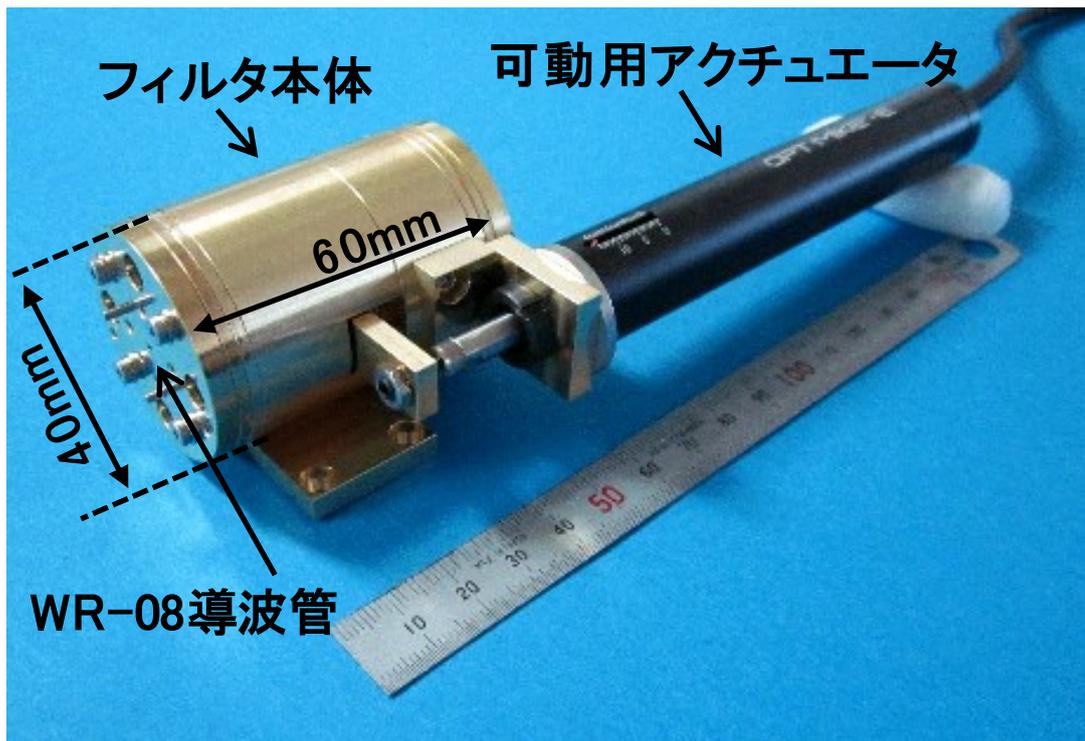


Fig. 2.22 Over view

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

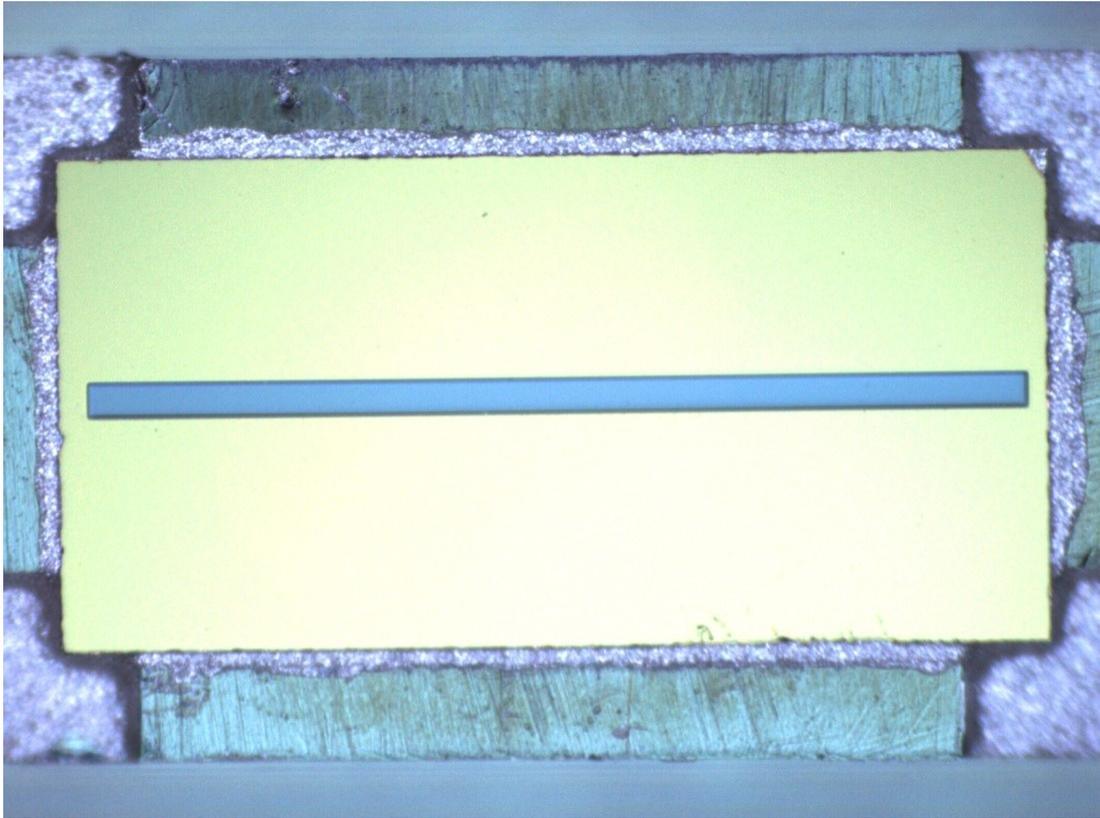


Fig. 2.23 Half mirror

2.6 測定結果

ベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いて試作したミリ波帯チューナブルフィルタを測定した。試作器 No.1 の測定結果を図 2.24 に示す。アクチュエータにより部分透過鏡間の距離 L を変化させ、VNA で周波数スイープを行った結果である。図 2.24 より 110 GHz~140 GHz において周波数チューニングができていることが確認できる。また、シミュレーション結果である図 2.21 に比べ全体的に挿入損失が大きくなっていると共に周波数特性を持っていることが分かる。以降に詳細測定を行った結果とその評価をまとめる。

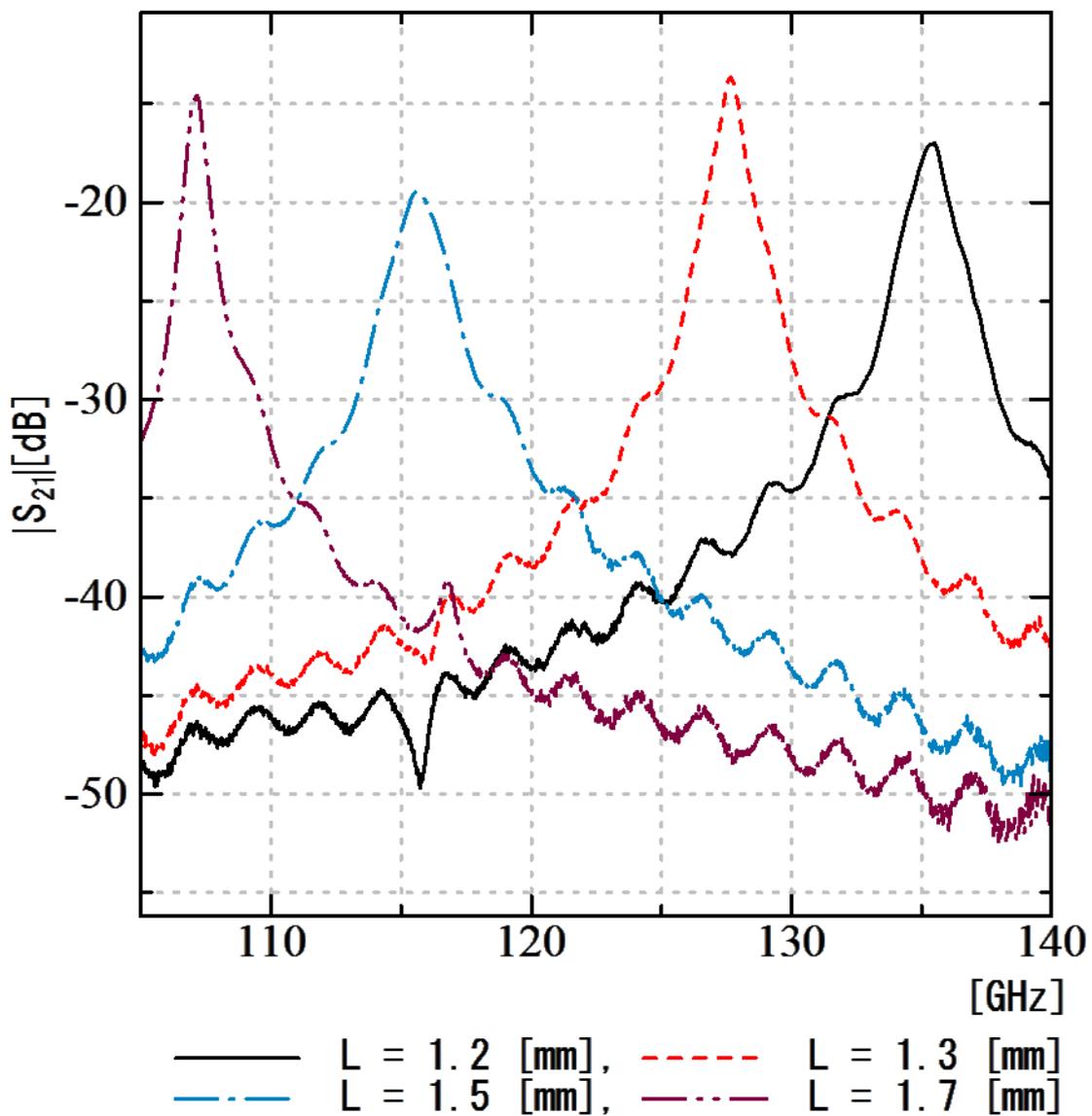


Fig. 2.24 Measurements of No.1

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

共振器長 L の変化に対する中心周波数 (f_c) の特性を評価するため、 L を $10\ \mu\text{m}$ ステップで移動させた。このとき中心周波数は $|S_{21}|$ が最大になった点から $3\ \text{dB}$ レベルが低下した周波数の中心とした。測定結果を図 2.25 に示す。No.1、No2 の測定結果と共に共振周波数の理論値を追記した。 L に対して一意に周波数に変化しており、その範囲も理論値と近い結果となっている。なお、2 台の測定結果にずれがあるが、これは共振器長 L の求め方による誤差だと推定される。共振器長 L は直接測定することが困難であるため、共振器長が設計上最長になる $1.9\ \text{mm}$ からアクチュエータの移動量を引くことで求めた。そのため、フィルタ本体とアクチュエータの組立の精度により計算上の L と実際の共振器長に誤差が生じている。よって組み立ての問題はあるが、周波数チューニングに関しては設計通りの特性が得られていることが分かった。

測定結果を挿入損失についてまとめた結果を図 2.26 に示す。共振器長 L を変更した各測定結果について $|S_{21}|$ が最大な周波数とその時の $|S_{21}|$ をまとめた。また、 $50\ \mu\text{m}$ ステップで共振器長 L を変化させたシミュレーション結果を図 2.27 に示す。図 2.26、図 2.27 より $103\ \text{GHz}$ 付近と $106\ \text{GHz}$ 付近にシミュレーション結果と同様な落ち込みが見られる。この結果より、シミュレーションモデルは、試作器をよく模擬できていることが分かる。また、透過している周波数帯においてシミュレーションに比べ $5\ \text{dB}$ 程度 $|S_{21}|$ が低下している。周波数特性がシミュレーションと一致していることより、シミュレーションモデルの構造には問題がないと推定されるため、材料の電気定数（導電率等）がシミュレーションと試作器の間で異なっていることが想定される。大きな損失が生じていることから、部分透過鏡の金属パターンの Au とシリコン基板の間にある Cr の層が影響している可能性がある。今後その製法を含めて検討する必要がある。

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

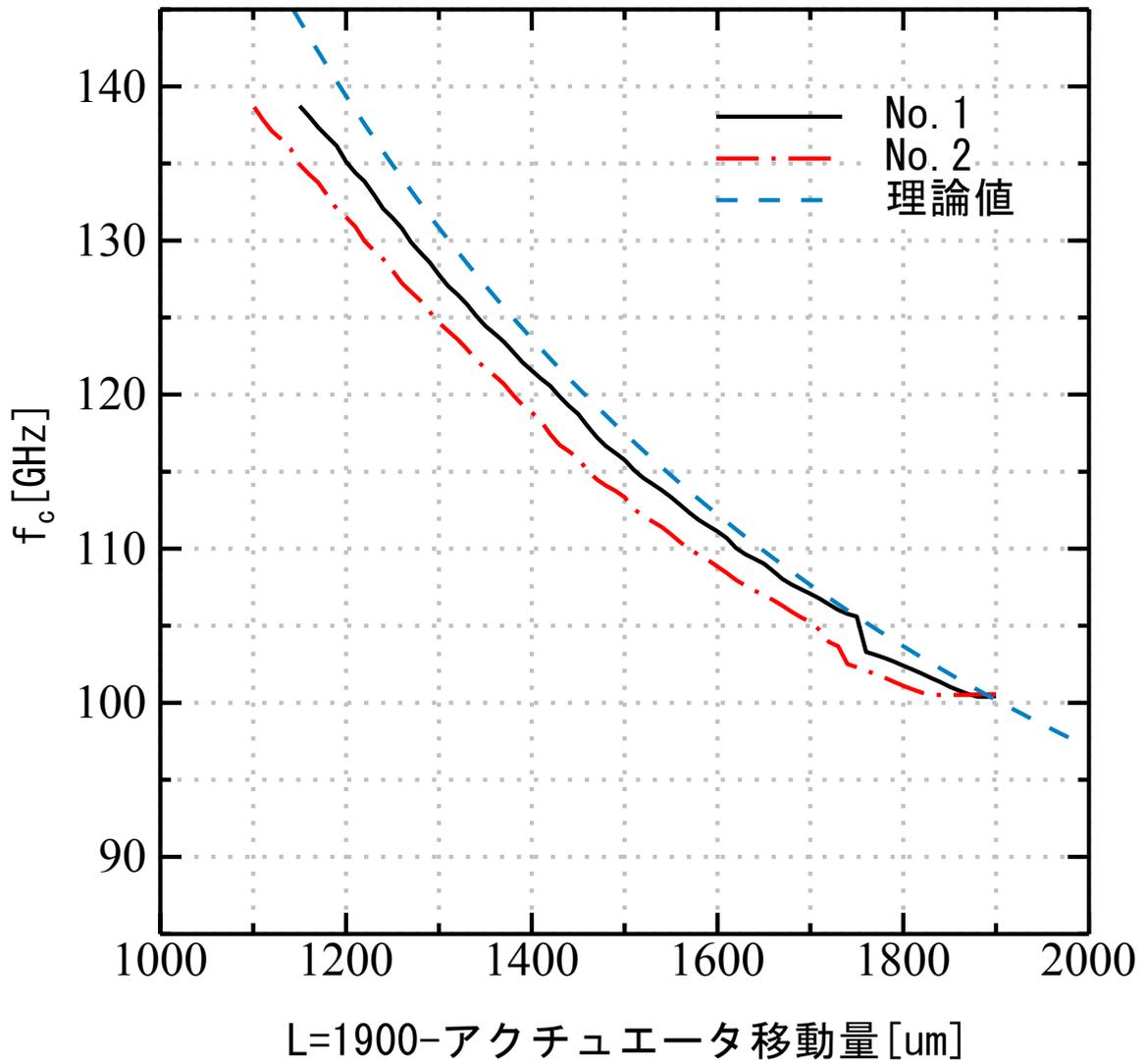


Fig. 2.25 Measurements of center frequency

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

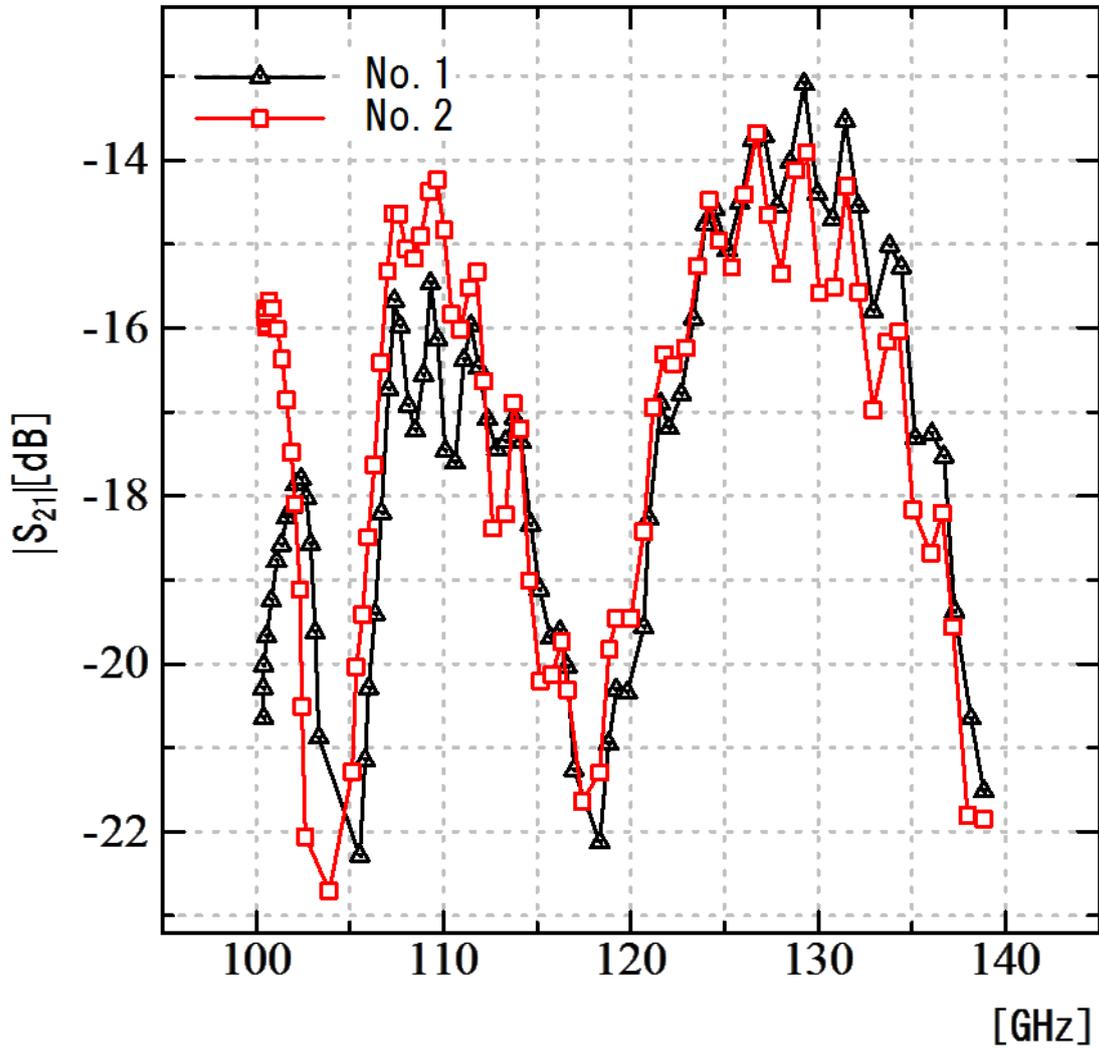


Fig. 2.26 Measurements of insertion loss

2. FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる基礎実験

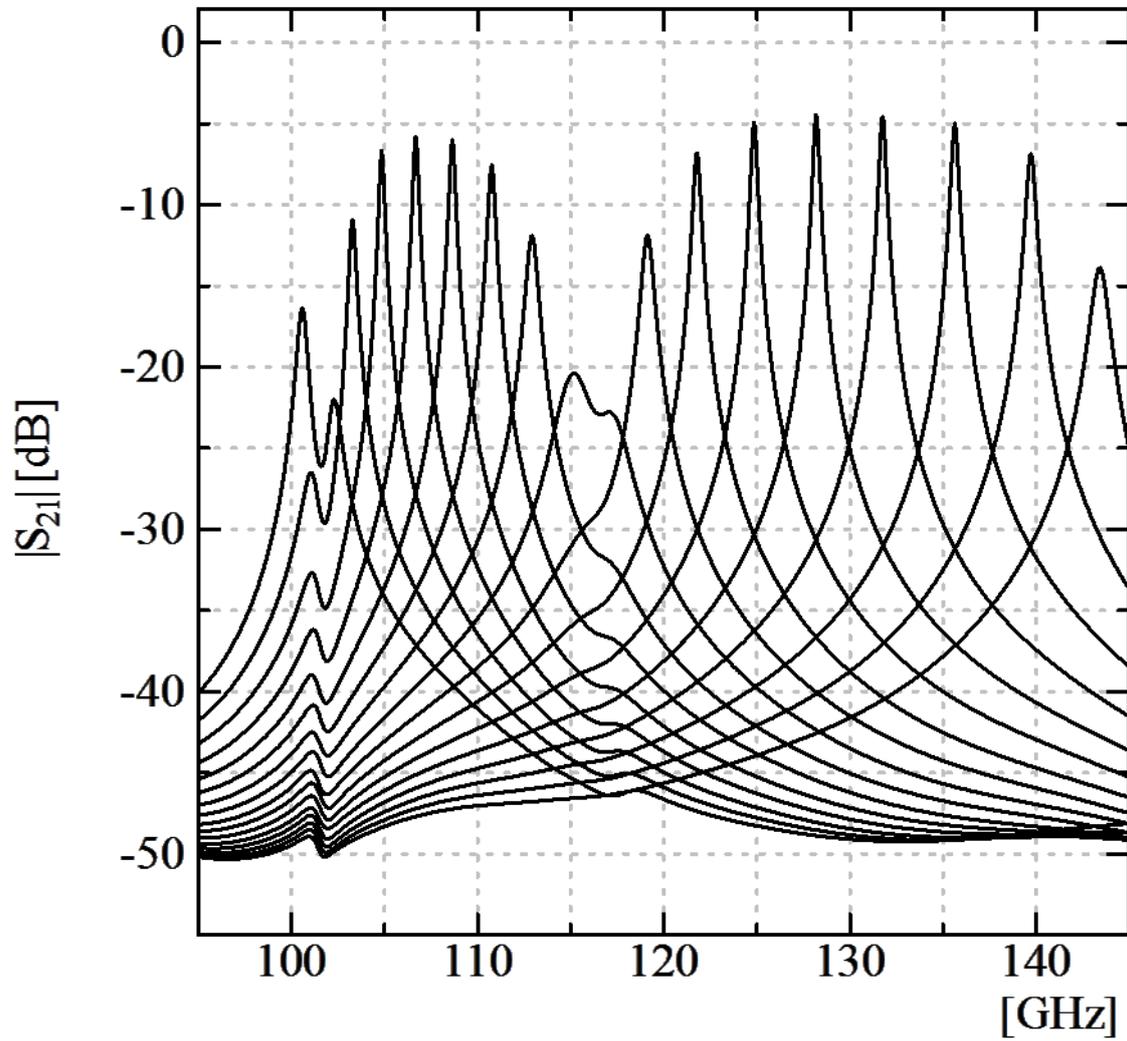


Fig. 2.27 Simulation result

2.7 おわりに

導波管内にファブリペロー共振器を構成する新たなフィルタである FPW フィルタの動作原理の説明を行い、チューナブルフィルタとしての設計結果を示した。さらに、提案したミリ波帯チューナブルフィルタについて、試作のために必要である可動機構と部分透過鏡の設計を検討し、試作器を開発した。次に、試作器の性能を評価し、その結果、理論通りに周波数のチューニングができていることが確認できた。ただし、特定の周波数での挿入損失が大きく増加しており、それ以外の周波数でもシミュレーションより挿入損失が増加している課題がある。試作器の構造や、材質の影響と推定されるため、今後シミュレーションにより設計の改善を図り、製造法についても改善を進める必要がある。

2.8 参考文献

- [2-1] 桑原 五郎 : “光学技術”, 共立出版株式会社, (昭和 59 年)
- [2-2] 手代木扶, 米山務 : “新ミリ波技術”, pp.15-22, オーム社, (1999 年)
- [2-3] 電子情報通信学会編 : “アンテナ工学ハンドブック”, pp. 268-269, オーム社, (昭和 63 年)
- [2-4] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 63, no. 5, pp. 1320-1327 (2014-5)

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

3.1 はじめに

スペクトラムアナライザのプリセレクタには、広帯域な周波数チューニング範囲の他に挿入損失が小さいことが求められる。これは、プリセレクタの挿入損失が、スペクトラムアナライザのダイナミックレンジを劣化させる要因となるためである。図 3.1 に 2 章で示した FPW フィルタの測定結果^{[3-1]・[3-3]}を示す。図 3.1 より次の 3 点の挿入損失に関して課題があることが分かる。最初は、116 GHz 付近の挿入損失の増加点である。次に 140 GHz 付近の挿入損失、最後に全体域に渡ってシミュレーションに対し 5 dB 程度の挿入損失の増加が見られる点である。そこで、本章では、これらの点に対して、その原因を解析すると共に挿入損失低減法を提案する。さらに、検討した挿入損失低減法を反映した試作器を製作し評価することで、挿入損失改善の効果を示す。

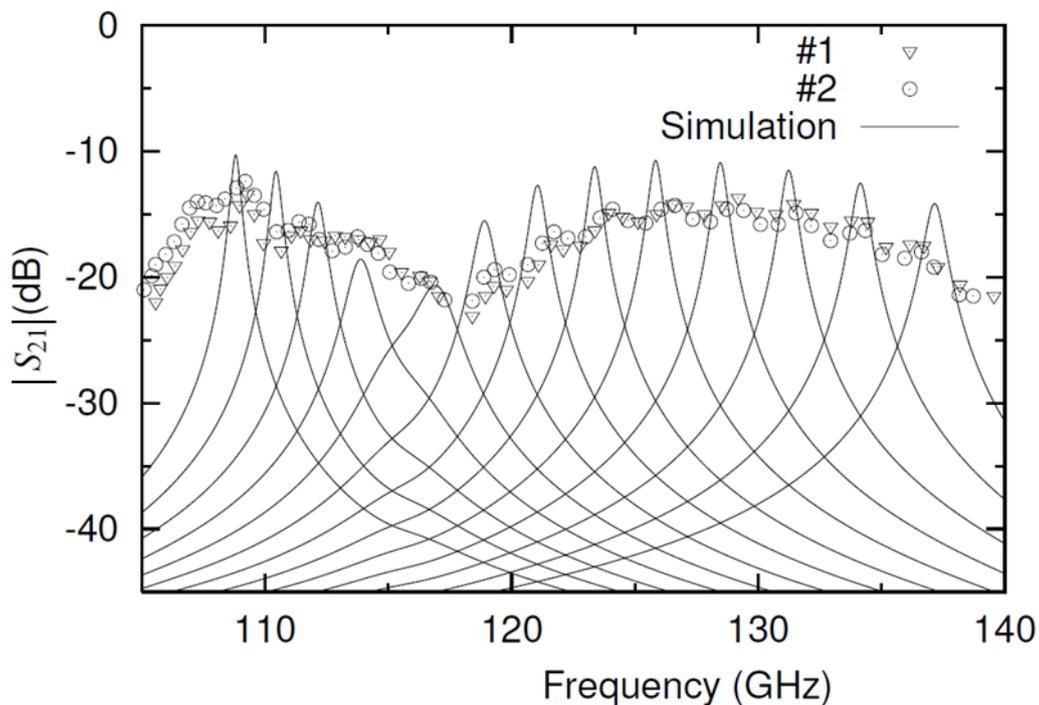


Fig. 3.1 Measurements of first prototype

3.2 挿入損失低減法

3.2.1 116 GHz 付近の挿入損失改善検討

116 GHz 付近の挿入損失の増加は、可動導波管と外部導波管の隙間の不連続点による LSE_{10} (longitudinal section electric 10)から LSE_{11} へのモード変換による損失だと推定される。共振器部分の断面サイズは、内部導波管の肉厚のため WR-8 導波管より大きくなっている。その大きさのため、不連続点により励起された LSE_{11} モードが伝搬し、共振器内で多重反射を繰り返した結果、熱損失になることが想定される。 a を固定し、 b を変化させたときのシミュレーション (図 3.2) より求めた LSE_{10} モードの損失特性と励起された LSE_{11} モードの電力 ($P_{LSE_{11}}$) を図 3.3 と図 3.4 に示す。図 3.3 と図 3.4 の結果より、それぞれの b に対して、 LSE_{10} モードの損失および $P_{LSE_{11}}$ は LSE_{11} モードのカットオフ周波数のわずかに高い周波数で最大となることが分かる。このため、挿入損失の増加を抑制するためには、カットオフ周波数が使用帯域外になるように可動導波管の肉厚を再設計すればよいことが分かる。なお、このシミュレーションでは、 LSE_{10} モードの損失を $-10\log_{10}(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)$ と定義している。

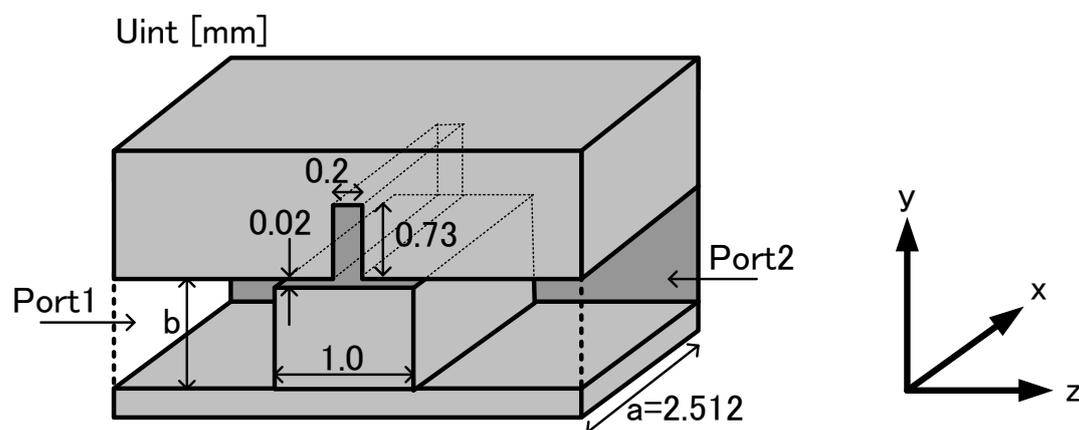


Fig. 3.2 Simulated model (yz-plane)

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

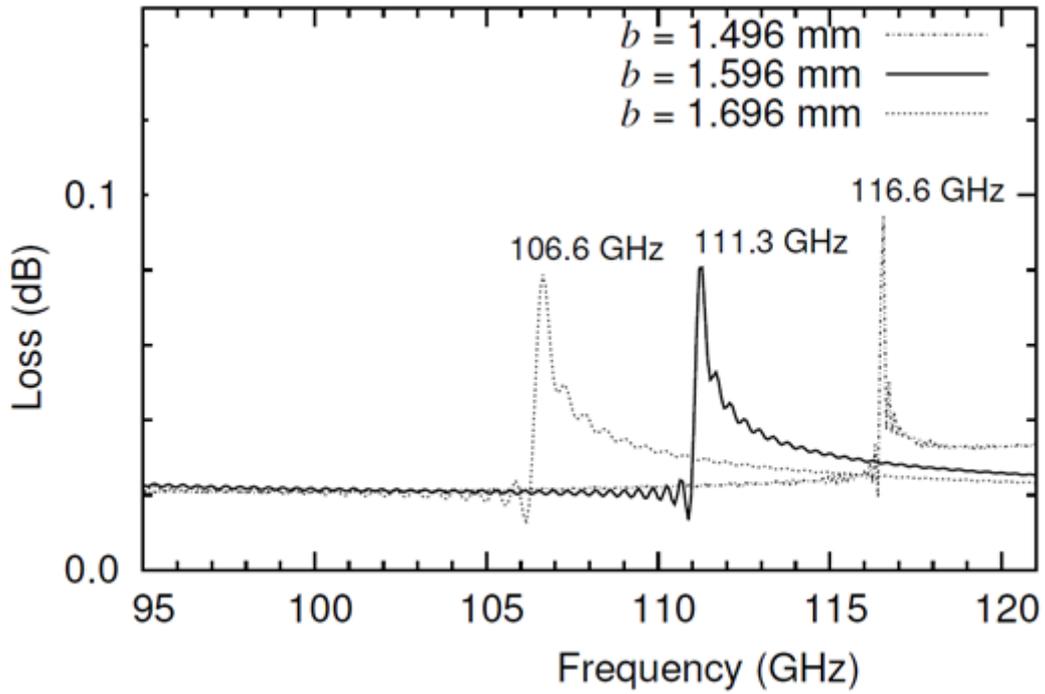


Fig. 3.3 Simulated loss characteristics due to mode conversion at gap exit

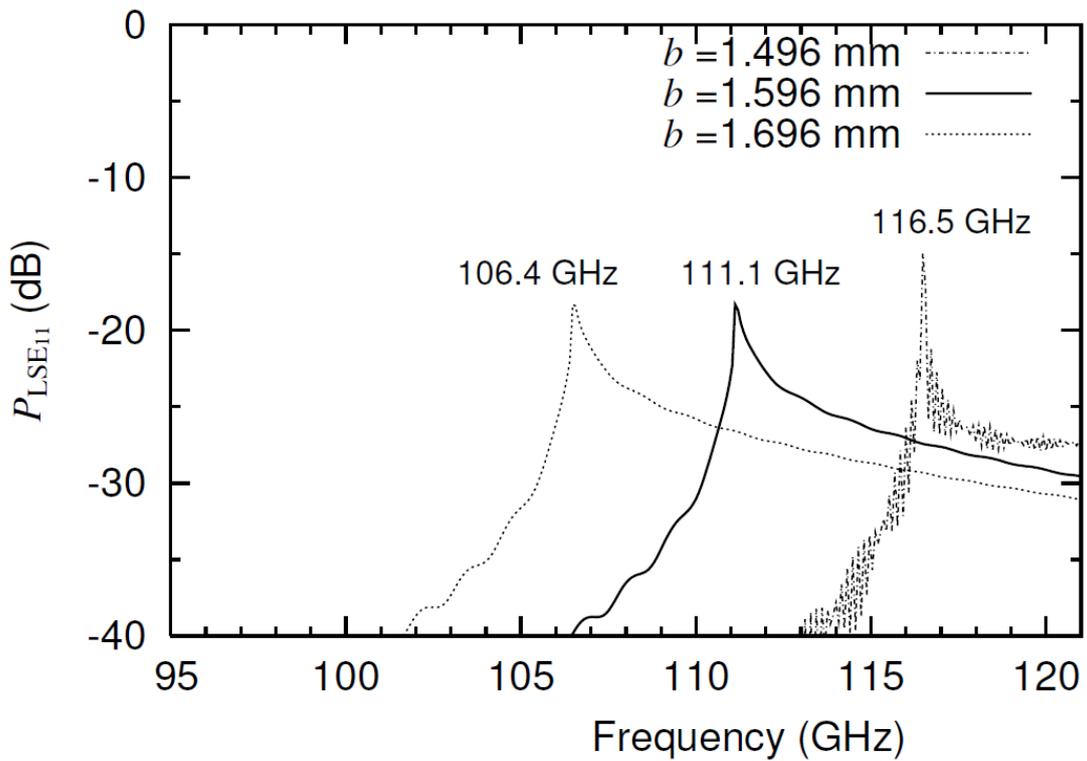


Fig. 3.4 Simulated power in LSE11-mode

3.2.2 140 GHz 付近の挿入損失改善検討

140 GHz 付近の挿入損失の増加を解析するため、図 3.5 に示すチョーク機構の周囲をシミュレーションにより検証した。シミュレーションモデルを図 3.6 に示す。固定内部導波管に設置された部分透過鏡をポート 1 に置き換え、ポート 2 は可動導波管の内部に置いた。シミュレーションでは、導波管と部分透過鏡は同じ材料でできているものとし、導体損失及び誘電体損失を考慮したモデルとしている。図 3.6 より、チョークと可動内部導波管と外部導波管の間の隙間がファブリペロー共振器となっていることが想定される。もし、この隙間が共振器部分として動作した場合、チョーク機構の性能が劣化し隙間からの漏れにより挿入損失が増加する。この仮説を次のシミュレーションによって検証した。

図 3.7 および図 3.8 に可動導波管と外部導波管の隙間を 10 μm と 20 μm にした時の挿入損失の周波数特性を示す。ここでポート 1 から部分透過鏡までの距離 L をパラメータとした。なお、可動導波管と外部導波管の隙間は設計値では 10 μm であるが、製作誤差を考慮し 20 μm の場合のシミュレーションも行った。また、図中に挿入損失が最大となるときの周波数 f_{max} も記載している。図 3.7、図 3.8 より、 L が増加する（隙間部分の共振器長 D が減少する）に従って f_{max} が高周波となっていることが分かる。このことから上記の仮定を確認することができた。

付け加えて、 D とチョークと隙間からの反射によって引き起こされる位相シフト φ を考慮した位相が揃う条件は共振周波数 f として

$$\varphi + 2\pi \sqrt{\left(\frac{f}{c_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2} D = n\pi \quad (1)$$

より定まる。ここで c_0 は光速、 a は共振器の幅である。最小の共振周波数 f_0 , φ は $n=0$ として

$$f_{D,\varphi} = \frac{c_0}{2D} \sqrt{\left(\frac{\varphi}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{D}{a}\right)^2} \quad (2)$$

より求まる。表 3.1 に、隙間が 10 μm と 20 μm の時の未知数 φ を 2.73 rad. 及び 2.68 rad. と仮定して式(2)より算出した結果と図 3.7、図 3.8 を比較した結果を示す。式(1)と f_{max} のシミュレーション結果の最大の誤差は 4%程度であり、この結果は上記仮定を裏付けるものである。さらに、 $L = 1.15 \text{ mm}$ のとき、試作機の透過域は 140 GHz 周辺を中心とする。図 3.7、

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

3.8 より挿入損はこの周波数で増加することが推定される。このため、可動内部導波管の先端とチョークの距離が 140 GHz 付近の挿入損失の原因であると結論付けられることから、可動内部導波管先端とチョーク距離を使用周波数帯域より高域で共振するように定めることで、この問題を解決できると推定される。

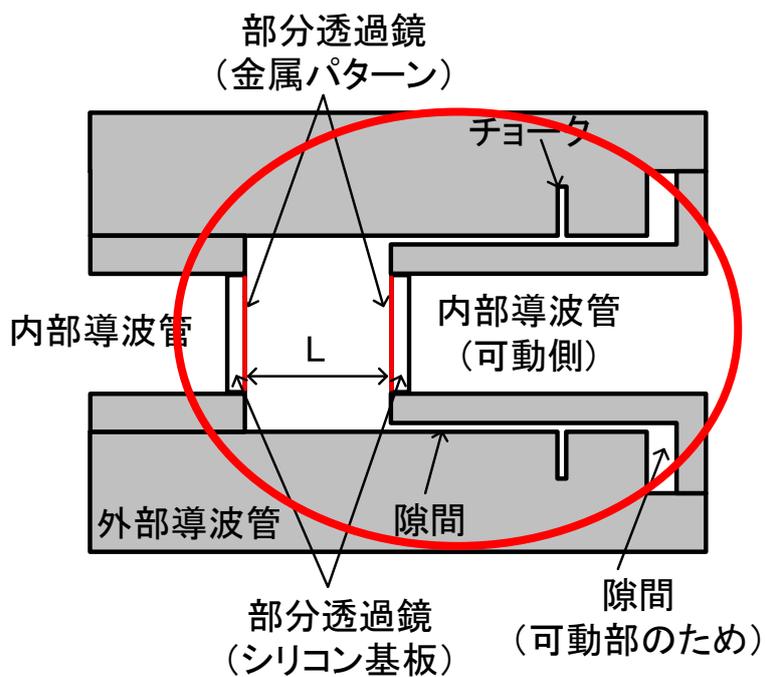


Fig. 3.5 Design of tunable millimeter-wave band filter

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

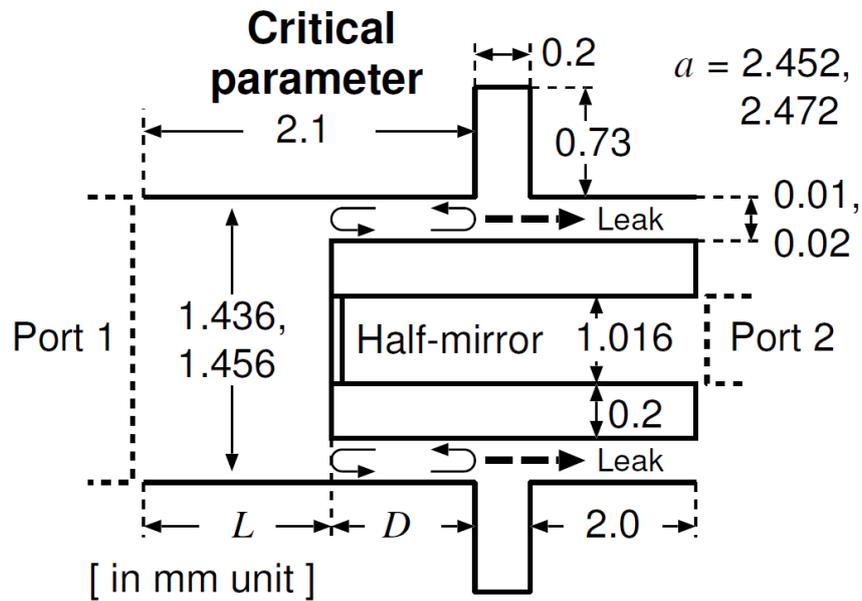


Fig. 3.6 Simulation model surrounding chokes, E-plane cross section

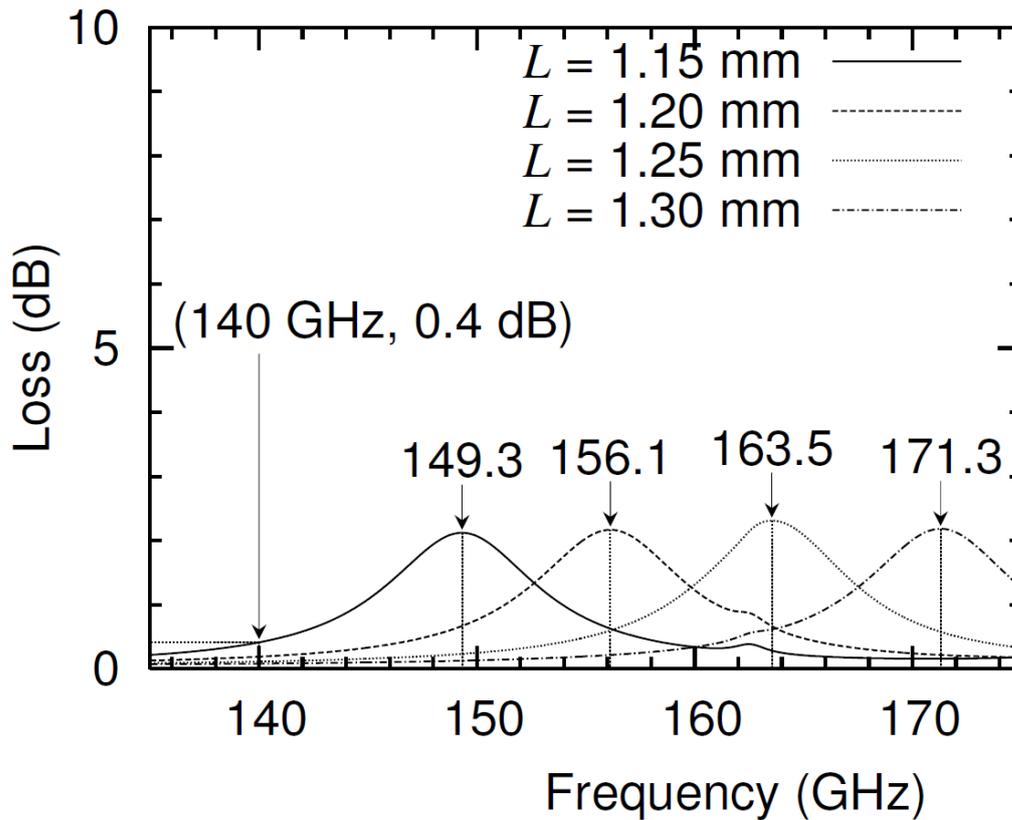


Fig. 3.7 Simulated loss characteristics with 10 μ m gap

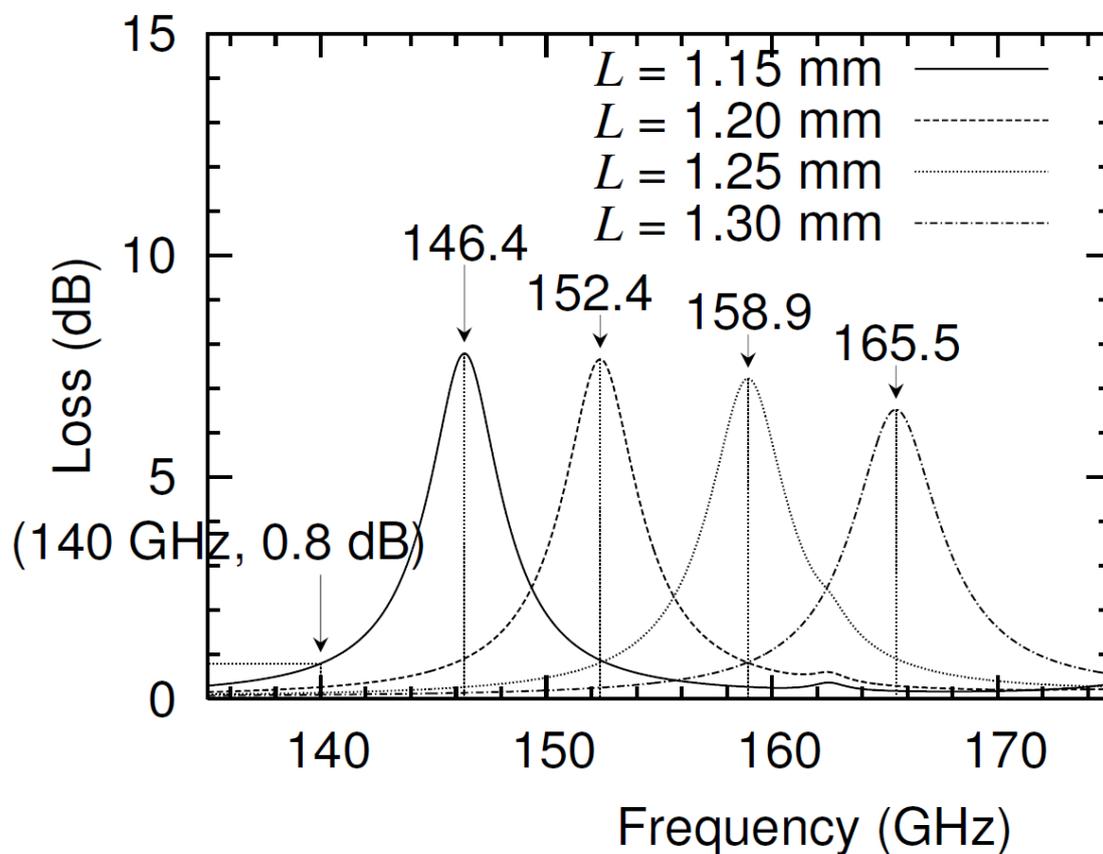


Fig. 3.8 Simulated loss characteristics with 20 μm gap

Table 3.1 SUMMARY OF SIMULATION RESULTS

L (mm)	D (mm)	Gap			
		10 μm		20 μm	
		f_{max} Fig. 3.6	$f_{D,2.73}$ Eq. (2)	f_{max} Fig. 3.7	$f_{D,2.68}$ Eq. (2)
1.15	0.95	149.3	150.0	146.4	147.7
1.20	0.90	156.1	157.0	152.4	154.6
1.25	0.85	163.5	164.9	158.9	162.3
1.30	0.80	171.3	173.9	165.5	171.1

3.2.3 全体域にわたる挿入損失の改善

全体域にわたる挿入損失の増加は、導電率の低い金属を使用したことによるものと推定される。試作器は、加工の容易さから黄銅($\sigma = 2.74 \times 10^7 \text{ S/m}$)を使用した部分と、剛性の必要性からステンレス($\sigma = 1.6 \times 10^6 \text{ S/m}$)を使用した部分が存在する。材料の変更が挿入損失に与える影響を確認するため、部分透過鏡はシリコンのまま導波管全体を金($\sigma = 4.5 \times 10^7 \text{ S/m}$)として周波数特性を再計算した。

計算結果を図 3.9 に示す。図 3.1 と図 3.9 の比較から導波管全体を金メッキすることで 4 dB 程度挿入損失が改善することが分かった。また、製造工程での精度を保証するため、試作器ではシリコン基板を部分透過鏡に使用していたが、シリコンは高誘電率であり、誘電体損失が全体域での挿入損失の増加を引き起こす一因であると推定される。このためシリコン基板ではなく、導波管と同様に金メッキした金属とすることが挿入損失の低減のために必要である。

図 3.10 に金属で構成された部分透過鏡の前面および横面を示す。部分透過鏡の設計では、 Q を一定にするため、透過係数 ($|S_{21}|$) の周波数特性をできるだけ平坦にすることが重要である。実際の設計は、金属スタブの厚さ W_m と容量性窓の幅 W_s の 2 つの設計パラメータを調整することで行った。図 3.11 より、使用帯域での $|S_{21}|$ の特性が W_m によって変化させることができ、 $W_m = 0.65 \text{ mm}$ とすることで使用帯域内の $|S_{21}|$ の変化を 0.2 dB 以下でできることが分かる。また、図 3.12 より $|S_{21}|$ の帯域内でのレベルを W_s を変化させることで自由に設定できることが分かる。このため、 W_m と W_s を最適にすることにより任意の部分透過鏡の特性を設計することが可能である。

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

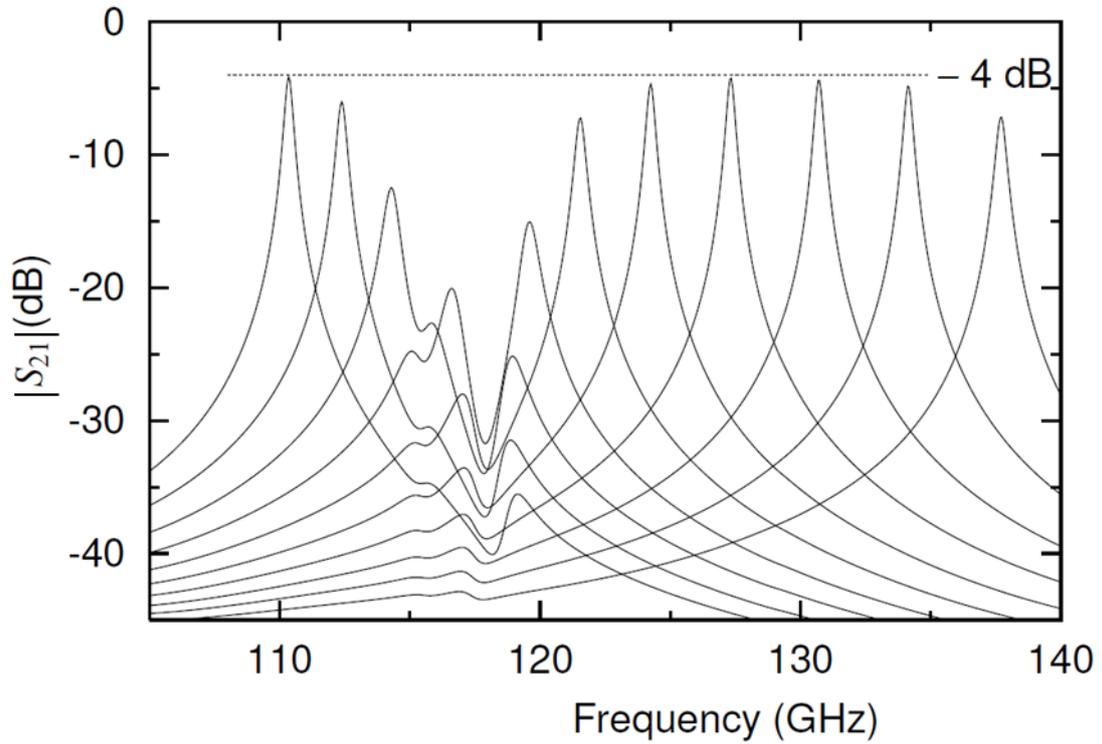


Fig. 3.9 Simulated frequency characteristics of all-gilded waveguides model

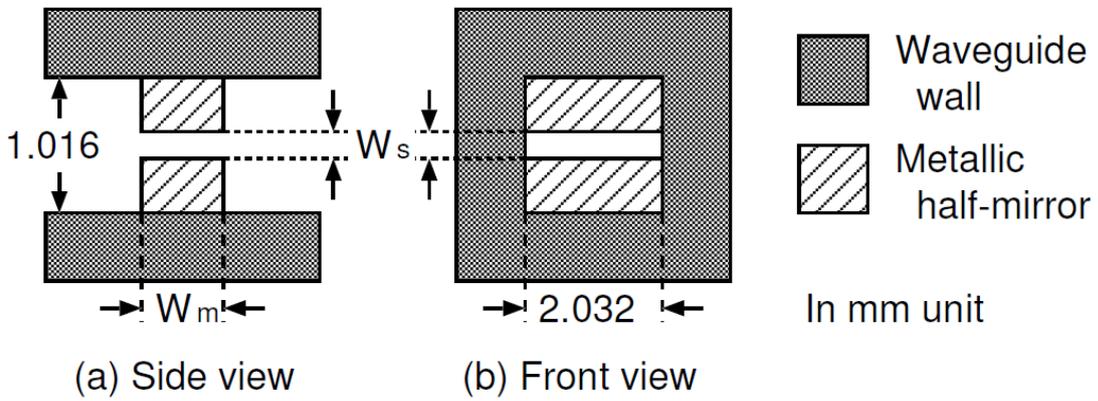


Fig. 3.10 Structure of metallic half-mirror used in second prototype

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

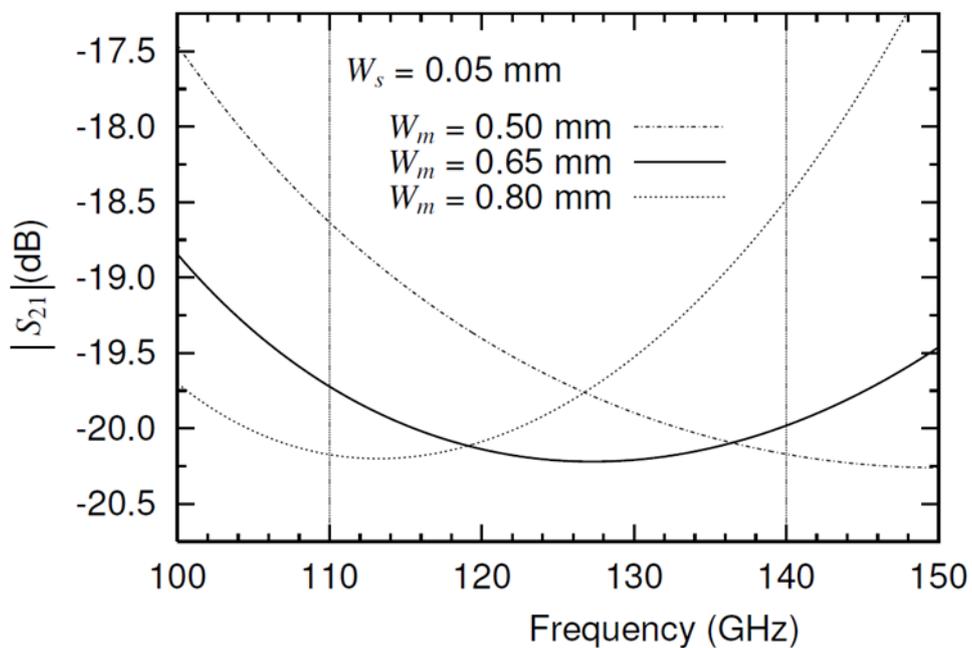


Fig. 3.11 Metallic half-mirror $|S_{21}|$ characteristics with stub thickness W_m as parameter

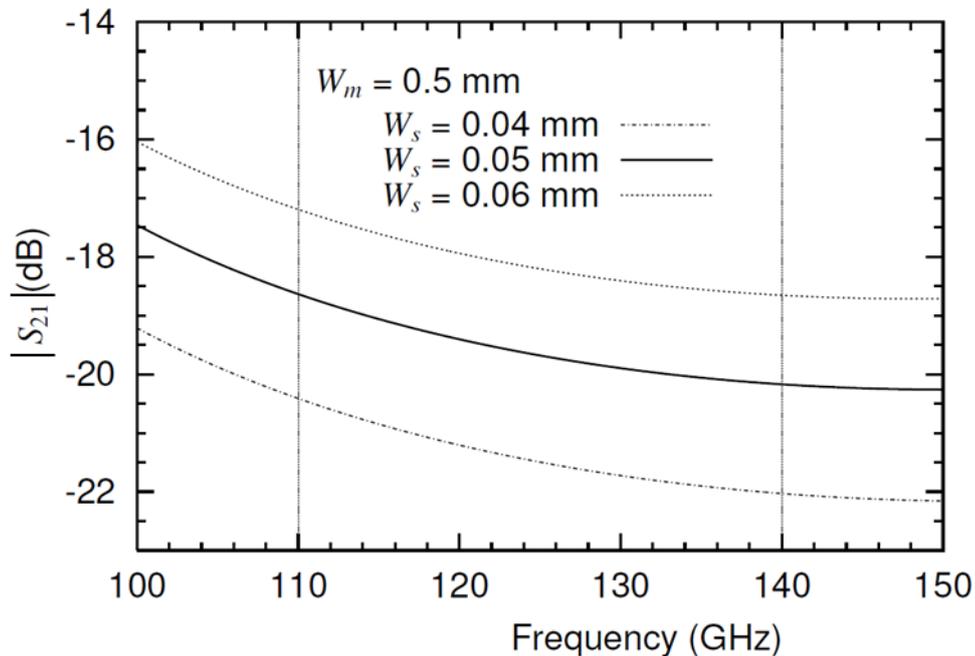


Fig. 3.12 Metallic half-mirror $|S_{21}|$ characteristics with capacitive window width W_s as parameter

3.2.4 固定周波数フィルタの試作による材料の導電率の推定

これまで、シミュレーションにより挿入損失の改善法を検討してきたが、図 3.1 ではシミュレーションと実測に 5 dB 程度の乖離が見られることから、シミュレーションにおける材料の定数が実際の試作器に適していないことが想定される。このため、周波数チューニング機構のないフィルタ（固定周波数フィルタ）を用いてシミュレーションに用いる材料の定数を実測により求めた。図 3.13 および図 3.14 に固定周波数フィルタの外観と E 断面図を示す。固定フィルタは、黄銅製で導波管および部分透過鏡全体を金メッキしている。共振器長 L は透過域の中心周波数が 116 GHz となる 1.707mm とした。図 3.10 と同様な構成とし、 $W_s = 0.06$ mm、 $W_m = 0.5$ mm とした。

試作した固定周波数フィルタの測定結果を図 3.15 に示す。図 3.15 より固定周波数フィルタの挿入損失は 2 dB 程度であることが分かる。固定フィルタに比べ周波数チューニング機構による損失の増加は推定されるが、チューナブルフィルタに金属部分透過鏡をもちいることにより、挿入損失を改善できることが期待できる。さらに、金メッキの導電率を求めするため、導電率を変化させながらシミュレーションを行い実測と一致する導電率を求めた結果も、図 3.15 に示している。図 3.15 示す通り $\sigma = 4.7 \times 10^7$ S/m としたときに実測とよい一致が見られた。このため、フィルタの設計にはこの導電率を用いることとした。

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

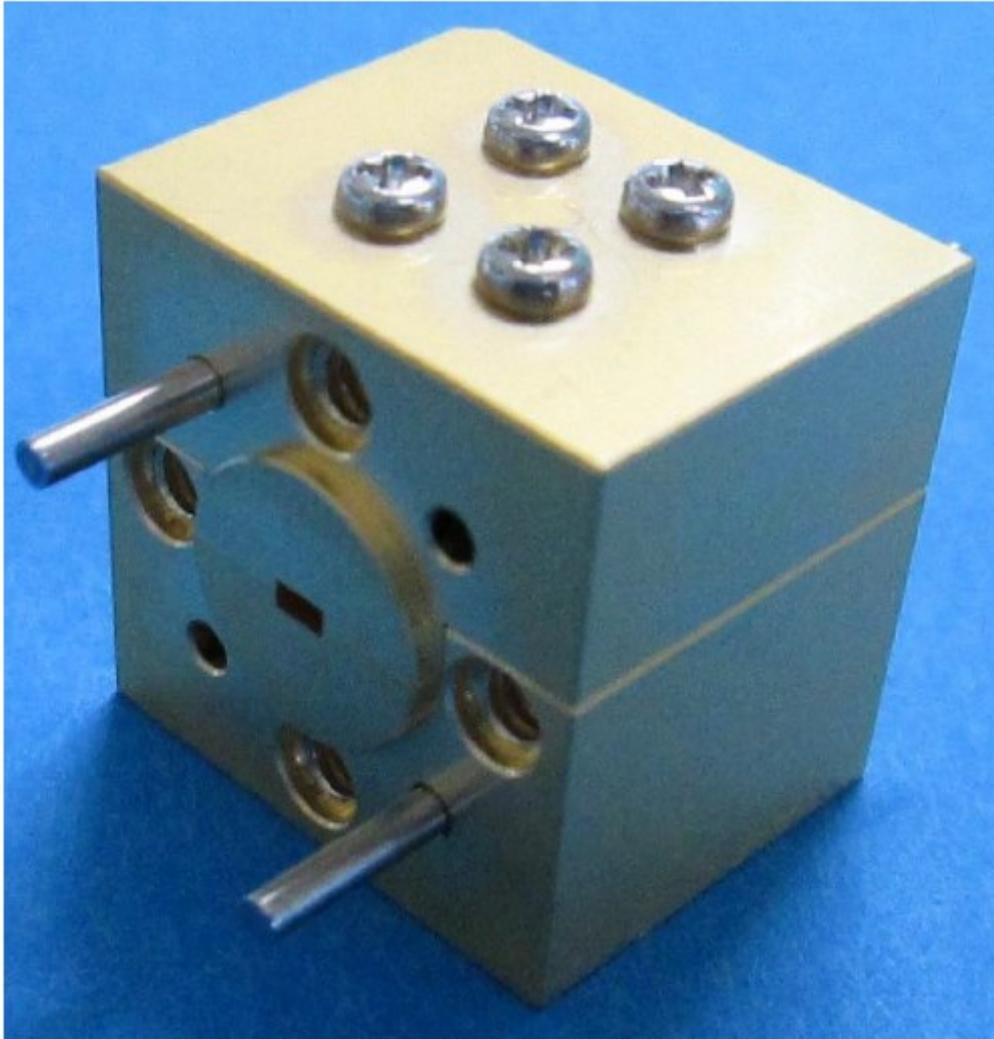


Fig. 3.13 Overview of fixed frequency filter

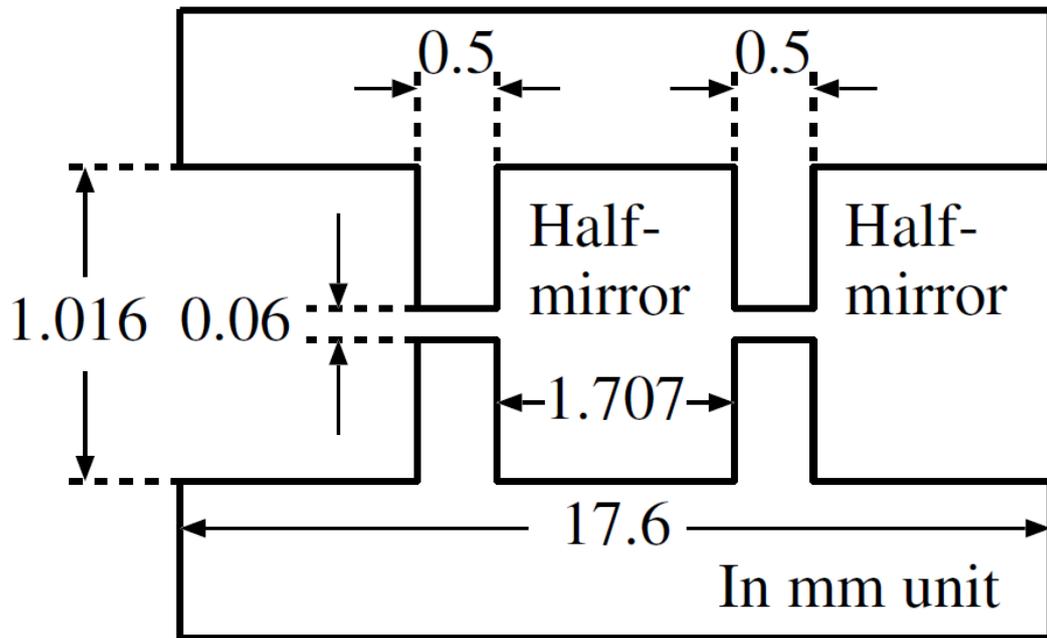


Fig. 3.14 E-plane cross-sectional view of fixed frequency filter

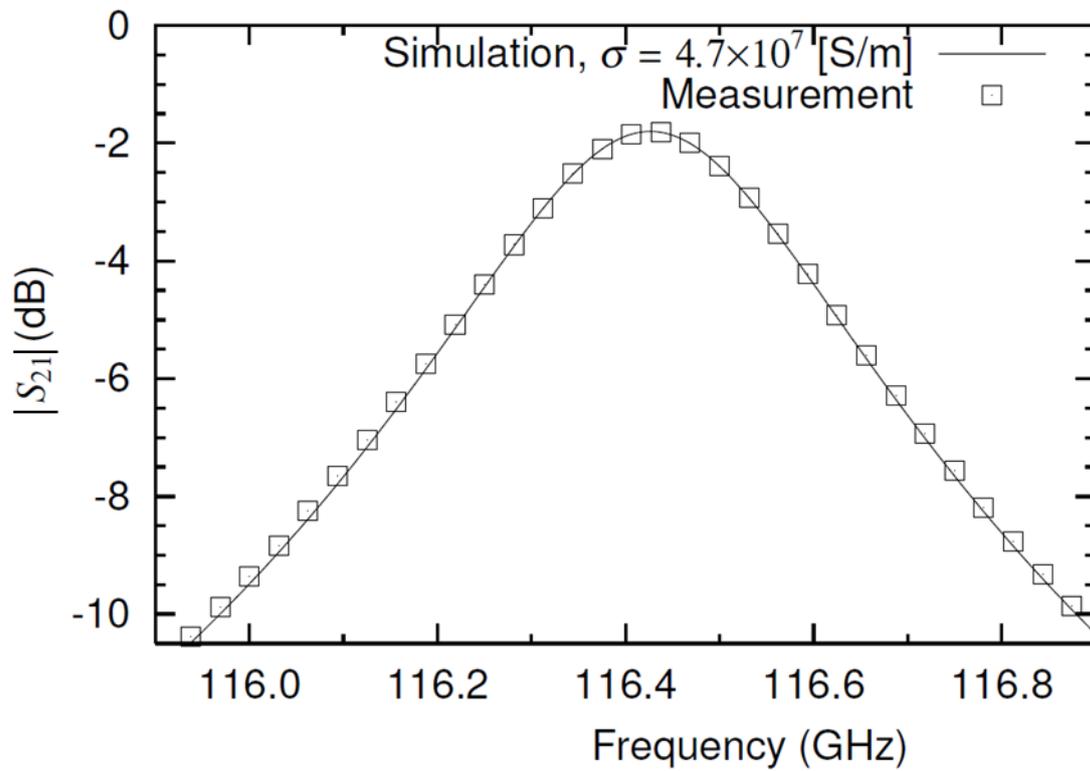


Fig. 3.15 Comparison between measured and simulated $|S_{21}|$ characteristics

3.3 低損失 FPW フィルタの設計及び評価

これまでの挿入損失低減方法の検討結果を反映して、低損失 FPW フィルタの試作器を設計した。LSE₁₁ モードのカットオフ周波数を使用帯域内の 116.7 GHz から使用帯域外の 100.0 GHz へ移動させるため、内部導波管の肉厚を 0.2 mm から 0.38 mm へ変更した。また、共振器および部分透過鏡の表面に全て金メッキを施した。さらに、可動導波管先端とチョークの距離を最小にすることで、140 GHz 付近の挿入損失の低減を図った。

図 3.16 に再設計した試作器のシミュレーション結果を示す。図 3.16 は共振器長 L を 50 μm 間隔で変化させた時の $|S_{21}|$ の特性を重ね書きしたものである。使用帯域である 110 ~ 140 GHz の特性は平坦となっており、大きな挿入損失の増加はみられない。このことから検討した挿入損失の低減手段の効果が確認できた。

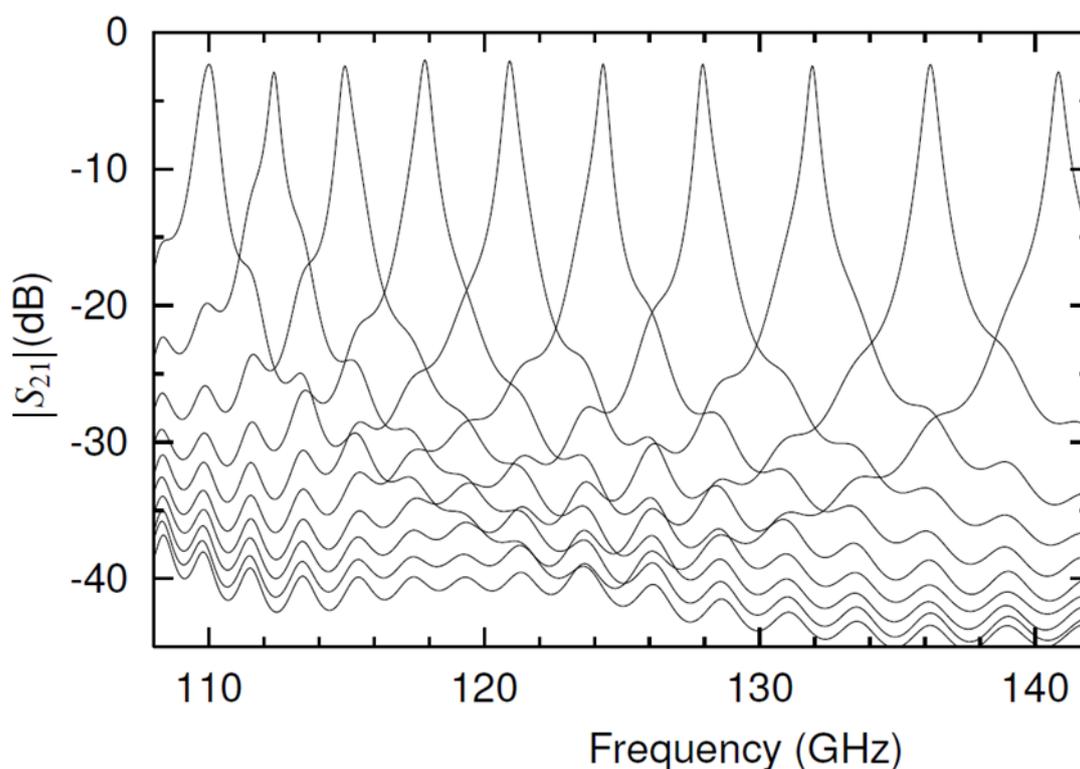


Fig. 3.16 Simulated frequency characteristics of re-designed prototype

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

設計結果を受けフィルタの試作を行った。図 3.17 に試作器の外観を示す。加工方法や組み立て方法を再検討し、共振器の全ての表面に金メッキを行った。金属部分透過鏡は、内部の導波管に組み込まれている。アクチュエータを除くフィルタの外形は $20 \times 20 \times 52$ mm となっている。

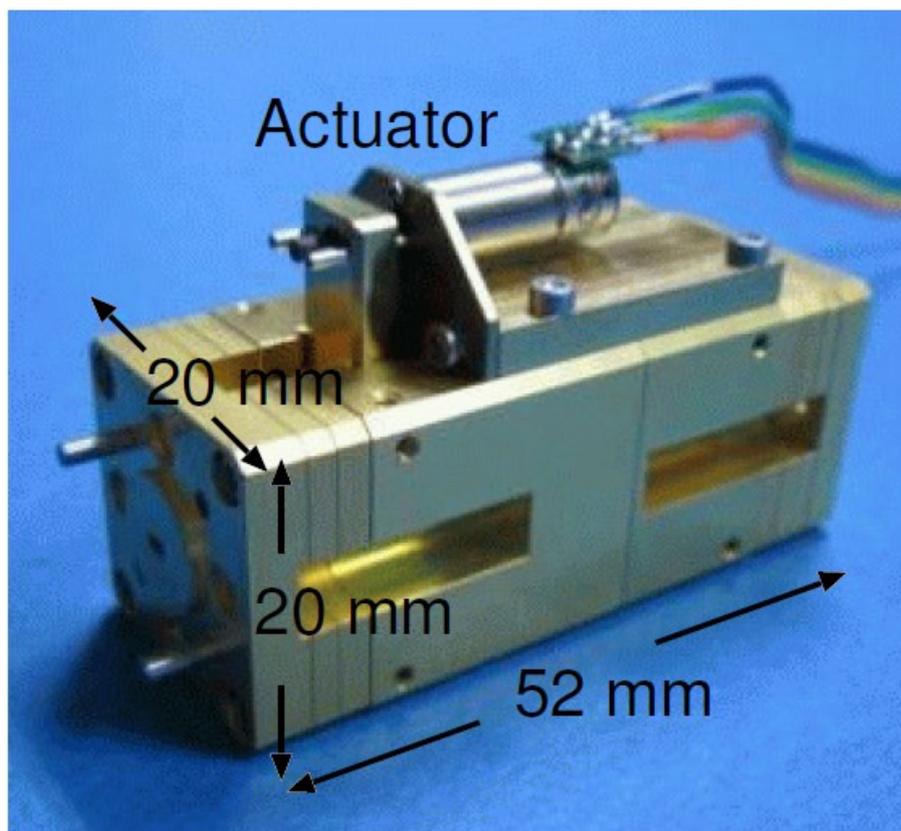


Fig. 3.17 Overview of low loss FPW filter

次に試作したフィルタの評価を行った。図 3.18 に共振器長を変化させた時の透過域の中心周波数を示す。図 3.18 より 110~140 GHz で周波数チューニングが可能であることが分かる。図 3.19 の丸印に挿入損失を測定した結果を示す。また、三角印に 2 章で示した FPW フィルタの測定結果を追記している。図 3.19 より従来の FPW フィルタの測定結果と比較して挿入損失が大きく改善し、使用帯域内において挿入損失を 10 dB 以下となっていることが分かる。しかしながら 116 GHz 付近に多少の落ち込みが見られることから、この点を改善することが今後の課題となる。

3. FPW フィルタの全金属ミラー化による低損失化

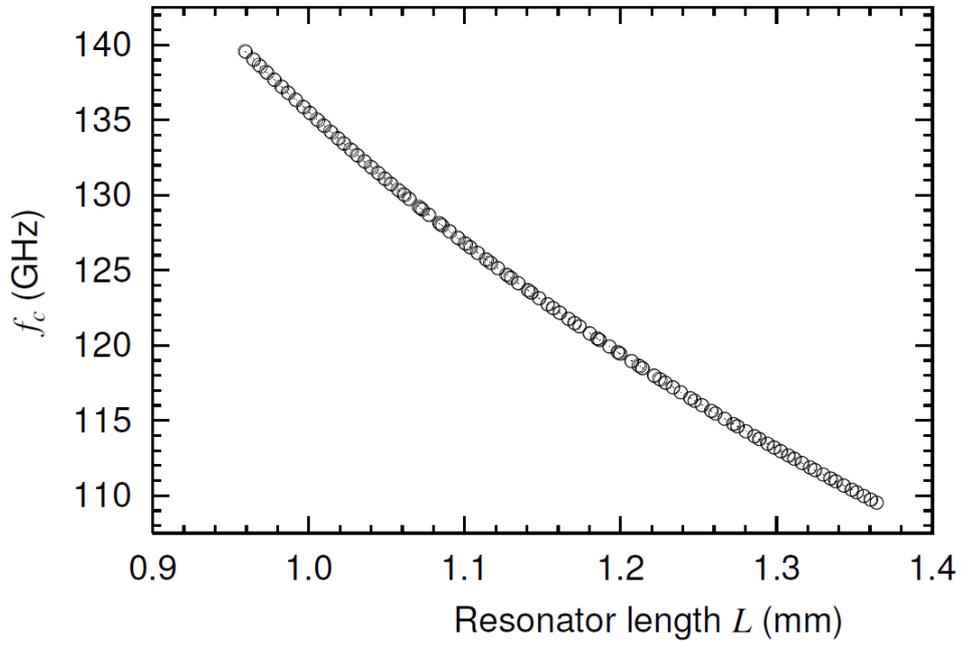


Fig. 3.18 Tunability test with f_c as function of L

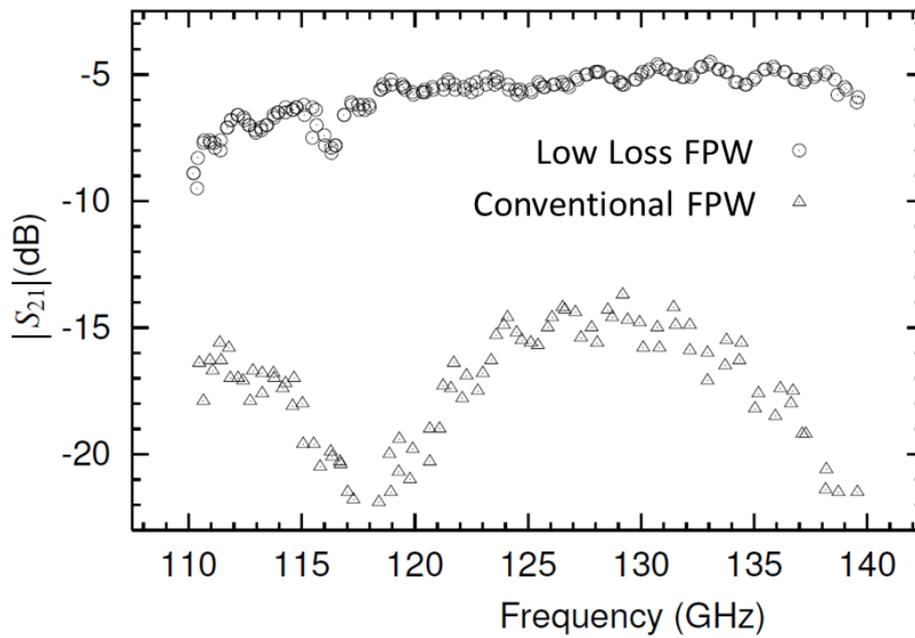


Fig. 3.19 Improvement of loss characteristics between conventional and proposal FPW

3.4 おわりに

本章では、FPW フィルタについて、挿入損失増加の原因を解析すると共にその改善法を検討した。解析の結果、116 GHz 及び 140 GHz 付近の挿入損失の増加に対しては、設計パラメータの変更により使用帯域外へ挿入損失増加点を移動できることが分かった。また、使用帯域全域に渡る損失に対しては、構成材料の表面を金メッキすることで改善できることを示した。特に部分透過鏡に関しては、シリコン基板を使用しない金属で製作した部分透過鏡でも使用帯域の透過係数を平坦にすることができることを示した。

さらに、これらの挿入損失改善法を反映した低損失 FPW フィルタを試作評価し、本章で示した挿入損失改善法の効果を確認した。測定結果より、スペクトラムアナライザのプリセレクトとして必要となる挿入損失 10 dB 以下を達成できることを示した。この結果より、FPW フィルタをスペクトラムアナライザのプリセクタとして採用できることがわかり、今後 FPW フィルタを用いた 100 GHz 超の周波数でのスペクトラムアナライザの実現が期待される。

3.5 参考文献

- [3-1] 河村尚志・大谷昭仁 : 「ミリ波帯チューナブルフィルタの提案」, 電気学会計測研究会資料, IM-12-004, pp.17-21 (2012-1)
- [3-2] 河村尚志・大谷昭仁 : 「ミリ波帯チューナブルフィルタの試作評価」, 電気学会計測研究会資料, IM-12-028, pp.33-38 (2012-6)
- [3-3] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani, "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz," Proc. 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 641-646 (2013-5)

4. FPW フィルタの周波数拡大

4.1 はじめに

スペクトラムアナライザのプリセクタとして、FPW フィルタを用いる場合、その周波数可変範囲がスペクトラムアナライザの動作周波数を制限する要因となる。このため、FPW フィルタの周波数可変範囲は、出来るだけ広いことが望ましい。しかしながら、FPW フィルタのさらなる周波数可変幅は、次の2点の課題から制限されている^{[4-1][4-2]}。

1つ目は、高次モードの発生による挿入損失の増加である。可動側内部導波管の内径を標準の導波管サイズとすると、外部導波管の内径（共振器のサイズ）は可動側内部導波管の肉厚の寸法だけ標準の導波管サイズより大きくなる。その結果、高次モードの発生する周波数が低域に移動し、使用周波数内にモード変換による損失が現れる問題がある。そのため、可動側内部導波管の肉厚は、できるだけ小さくする必要がある。しかし、機構的な要求により最低でも 0.1-0.2 mm 程度の肉厚が必要であり、高次モードの発生が避けられない。この問題の解決法としては、肉厚を厚くし、高次モードが発生する周波数を使用帯域より低くする方法がある。しかしながら、この場合、次の高次モードの発生する周波数も低域に移動するため、さらなる広帯域化は困難である。

2点目は、不要共振によるチョークの無効化である。本フィルタでは、図 4.1 に示すように共振器から外部導波管と可動導波管の隙間への電磁波の漏れを防ぐためのチョーク構造が必須である。しかしながら、チョークと可動側先端との距離が外部導波管の寸法により決定される管内波長 λ_g の 1/2 に近づくと、共振が起こりチョークの阻止量が低下する。このため可動導波管と外部導波管の隙間からの漏れ量が増加し、挿入損失が増大する課題がある。従来技術では、使用周波数帯域下限（L を最長）にした時のチョークと可動導波管先端との距離を最短にすることで、共振周波数を使用帯域より高域に移動させこの問題の解決を図っている。しかし、可変周波数幅をさらに広帯域化する場合、L の変化量が大きくなり、使用帯域内に共振周波数が存在する問題が生じる。

本章では、これらの問題点を解決する新たな方法を提案し、FPW フィルタの周波数可変幅の広帯域化を目指す。

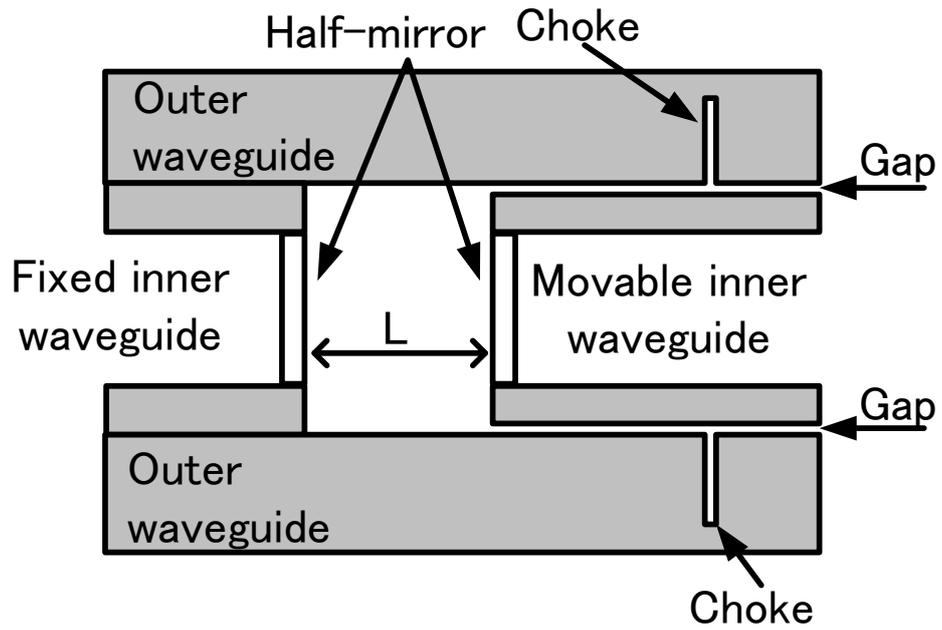


Fig. 4.1 E-plane cross section of conventional FPW filter.

4.2 リッジ導波管導入による広帯域化技術の提案

4.1 で述べた問題を解決する方法として、図 4.2 に示す 2 つの新たな広帯域技術を導入したフィルタを提案する。

1 つ目の広帯域化技術は、リッジ導波管^[4-3]による高次モードの高域化である。リッジ導波管は、導波管内にリッジを設けることで遮断周波数を低域に移動させる効果をもつ。この特性を利用すると、使用帯域を一定のまま導波管を小さくすることができる。このため可動側内部導波管の外形を標準の導波管内径寸法になるまで小型化することで、外部導波管の内径（共振器サイズ）が標準の導波管寸法になり、高次モードの発生周波数を使用帯域より高域にすることが期待できる。

2 つ目の広帯域化技術は、可動側内部導波管にチョークを設置することによる不要共振の抑制である。前述した通り、リッジ導波管を採用することで、可動導波管の肉厚を大きくすることができる。このため従来のチョークが、隙間に対して垂直方向に $\lambda_g/4$ の長さで設置しているのに対して、隙間と平行に設置することで、チョークを可動導波管側に構成することができれば、チョークと可動側導波管との距離が常に一定になり、不要な共振を使用帯域外にすることが期待できる。これら 2 つの技術を導入することにより、従来の FPW フィルタでは困難であった、さらなる周波数可変幅の広帯域化が期待できる。

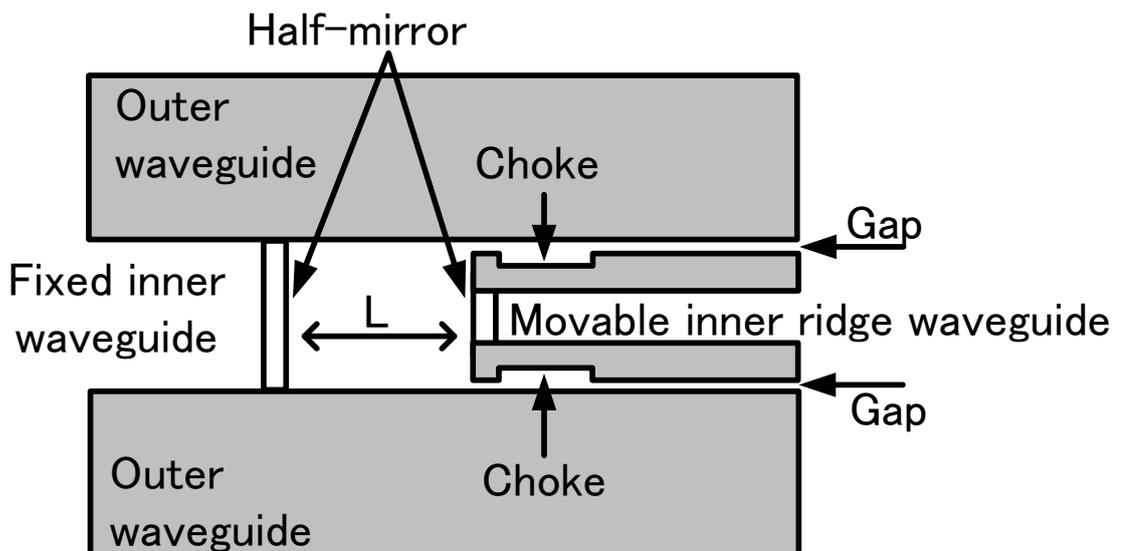


Fig. 4.2 E-plane cross section of propositional filter

4.3 広帯域化技術を導入した FPW フィルタの設計

前節で述べた広帯域化技術を確認するため、実際に FPW フィルタの設計を行いその効果を検証した。なお、本設計では、使用周波数帯を 75-110 GHz とし、入出力面は WR-10 導波管とした。

最初に、可動導波管として使用するリッジ導波管について具体的な設計を行った。リッジ導波管はリッジの設置の仕方により、複数の種類が存在する。本設計では、シミュレートによる設計を容易とするため、対称構造である図 4.3 のようなダブルリッジ導波管を対象とした。また、可動導波管側にチョーク機構を設置することも考慮に入れ、リッジ導波管の肉厚を 0.3 mm とする。WR-10 導波管の内径は 2.54×1.27 mm であるため、設計するリッジ導波管の内径は肉厚分を差し引いた 1.94×0.67 mm となり、この内径で遮断周波数が WR-10 導波管の遮断周波数 (59.1 GHz) 以下になるようにリッジ部の設計を行った。

条件を満たす e、h の組み合わせは複数存在する。製作時の加工性を考慮して、今回使用した設計パラメータは表 4.1 の通りである。シミュレーション結果を図 4.4 に示す。実線は設計したリッジ導波管の $|S_{21}|$ 周波数特性で、破線は、リッジを設ける前の特性である。図 4.4 より、リッジ構造を用いることで遮断周波数を 77.3 GHz から 55.6 GHz へ低下させることが可能であり、導波管を小型にしても WR-10 導波管の遮断周波数を 59.1 GHz 以下にできていることが分かる。次にチョーク機構の設計を行った。図 4.2 で示したチョーク機構の拡大図を図 4.5 に示す。先の検討で可動側内部導波管の肉厚を 0.3 mm としたことから、図 4.5 のようにチョークの深さを 0.2 mm とし、チョークの幅 C_w を外部導波管の管内波長 λ_g の 1/4 程度とし調整を行った。なお、可動導波管と外部導波管の隙間は 0.03 mm とした。チョークの効果を確認するため可動導波管と外部導波管の隙間を模擬した 2.54×0.03 mm の導波管中に図 4.5 に示す提案 (水平) チョークと図 4.1 に示す従来 (垂直) チョーク (幅 0.2 mm、深さ 1.1 mm) を構成したモデルに対してそれぞれシミュレーションを行った。図 4.6 に破線で従来の垂直方向のチョークと実線で設計した水平方向のチョーク ($C_w=1.1$ mm) のシミュレーションによる周波数特性を示す。図 4.6 より阻止量 ($|S_{21}|$ の低下量) は、従来のチョークに比べ小さいが、使用帯域全域にわたって 10 dB 以上確保できていることが分かる。この結果から提案したチョークは、隙間からの漏れを十分に阻止できると推定される。なお、チョークを可動導波管上に共振器から離れる方向に向かって複数段並

4. FPW フィルタの周波数拡大

べることで、阻止量をさらに増加させることが可能であり、FPW フィルタ全体の設計時には、最適なチョークの設置数を選択すればよい。

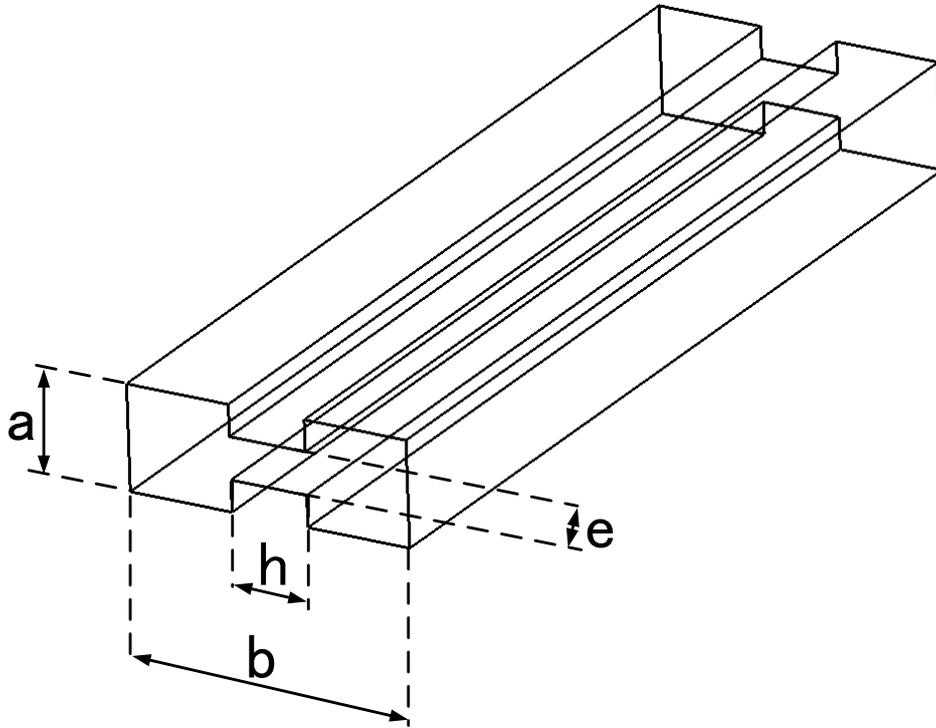


Fig. 4.3 Schematic of double-ridge waveguide.

Table 4.1 Design parameters of double-ridge waveguide.

a	0.67 mm
b	1.94 mm
e	0.27 mm
h	0.50 mm

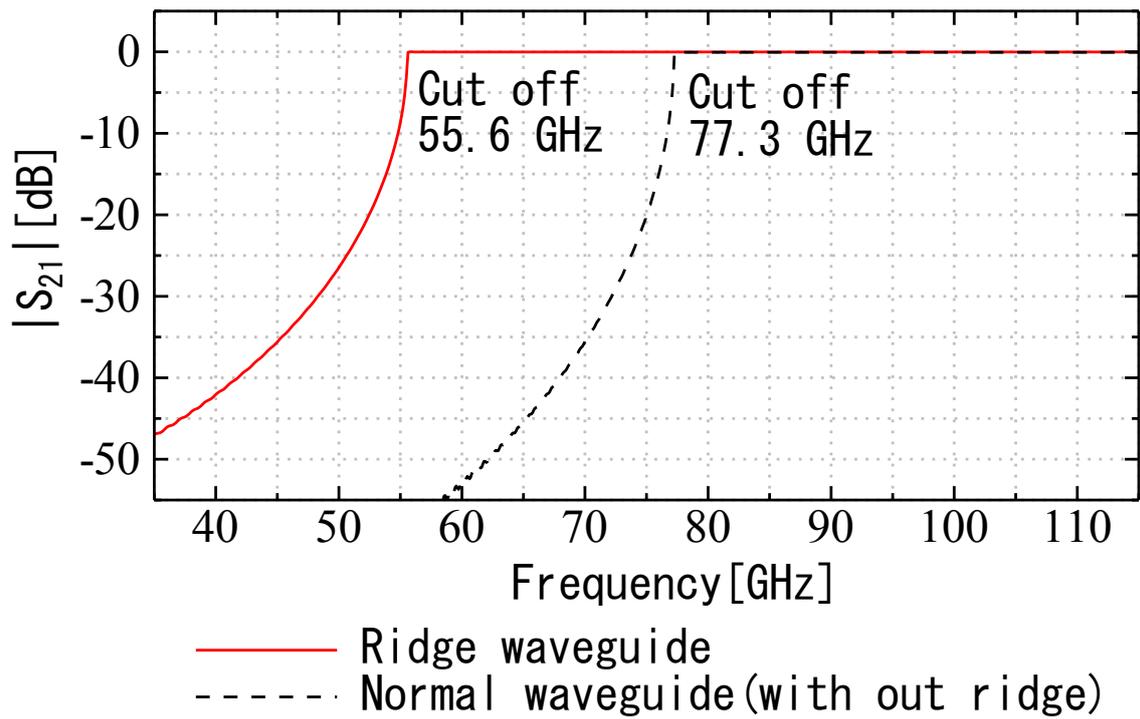


Fig. 4.4 Comparison of cut off frequencies between normal waveguide and double-ridge waveguide.

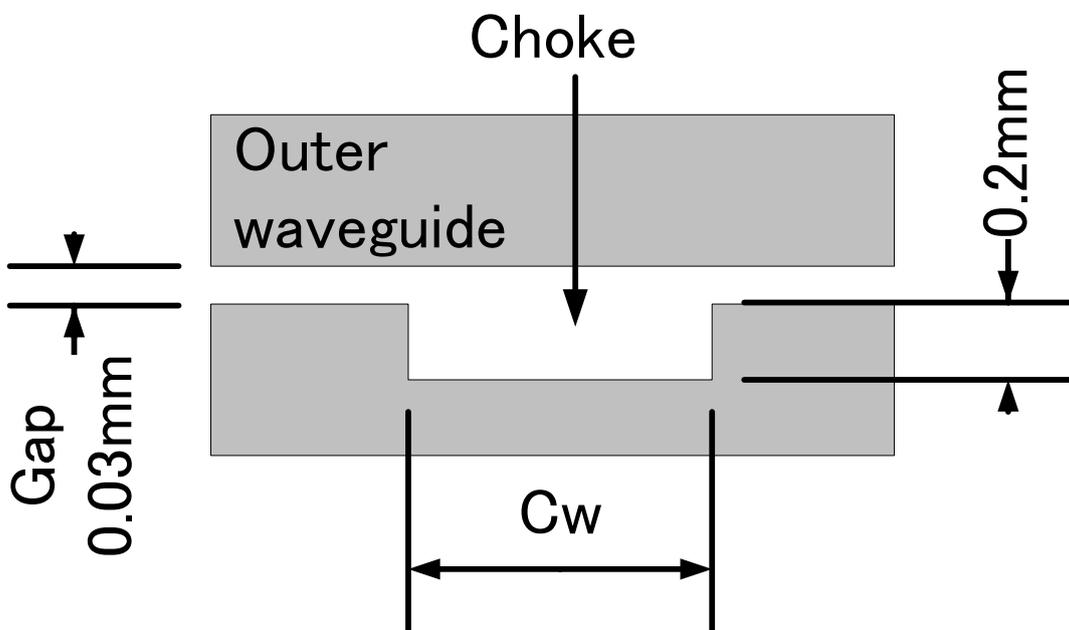


Fig. 4.5 Schematic of proposed choke.

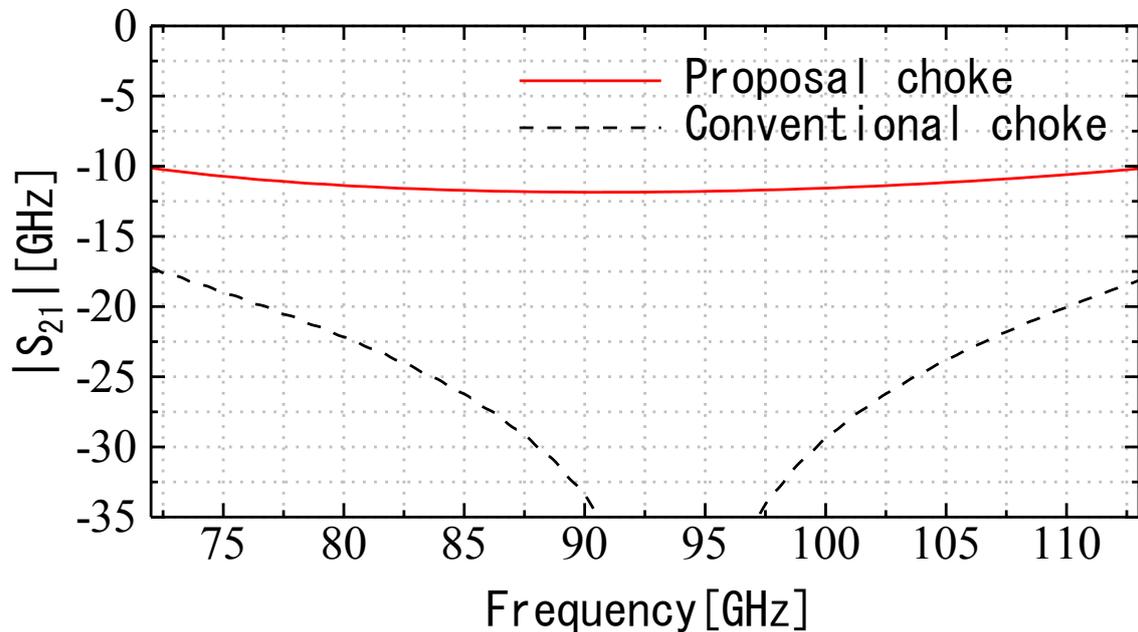


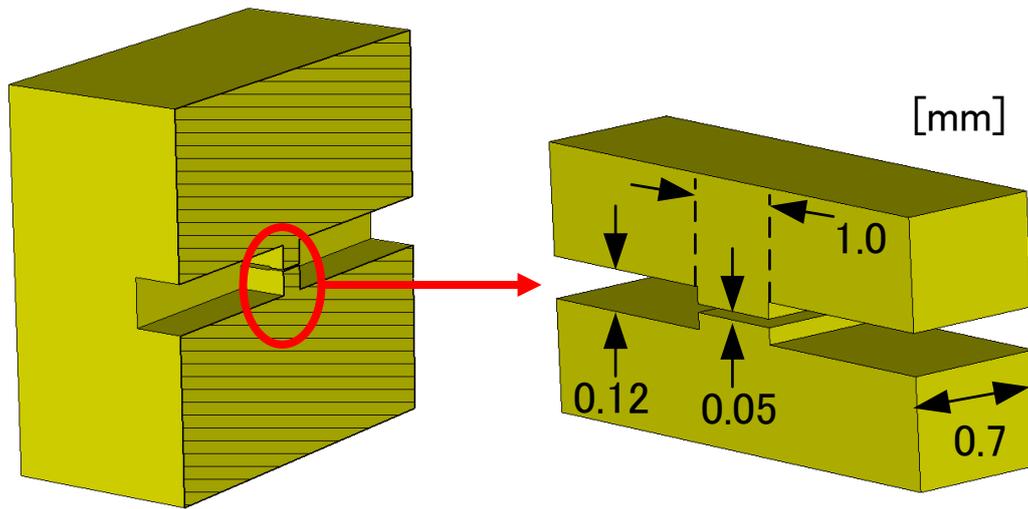
Fig. 4.6 Comparison of simulation results between proposal choke and conventional choke.

最後にリッジ導波管とチョーク機構を用い FPW フィルタ全体を設計した。なお、部分透過鏡は、中央に H 面方向のスリットを開けた Au メッキを施した金属板とそのスリット内側の上下につけたリッジによって構成される図 4.7(b)のような構造となっている。設計値は、プリセクタとして必要とされる阻止量を得るため使用帯域内で $|S_{21}| = -20$ dB 程度となるようにした。設計した部分透過鏡のシミュレーションモデル及び周波数特性を図 4.7、4.8 に示す。また、設計した FPW フィルタを図 4.9 に示す。

設計した FPW フィルタについて、共振器長 L を 3.1-1.5 mm まで 0.04 mm 刻みで変化させた時のシミュレーション結果を図 4.10 に示す。図 4.10(a)より挿入損失は、92 GHz 付近を最少として高域低域共に 1dB 程度の挿入損失の増加が生じている。またこれとは別に、110 GHz 付近から 118.3 GHz に向けて挿入損失が急激に増加している。共振器サイズ (2.65 mm × 1.47 mm) より高次モードが発生する周波数を求めると 116.7 GHz であり、高次モードが発生する周波数より数 GHz 程度高域の周波数を中心に挿入損失の増加する傾向は、以前の解析結果^[4-2]と一致している。このことから、提案したリッジ導波管を用いることで、高次モードの発生する周波数を使用帯域より高周波数にできていることが分かる。また、図 4.10(a)より、使用帯域内に大きな挿入損失の増加が存在しないことが確認できるため、

4. FPW フィルタの周波数拡大

提案したチョーク構造を用いることで使用帯域内の不要共振によるチョーク機能の低下を避ける効果が確認できる。これらの結果から、提案した広帯域技術の効果が確認でき、本手法で可変周波数幅を、従来比帯域 24%から 38%に拡張できることが分かった。なお、シミュレーションにより求めた無負荷 Q は 2400 程度である。



(a) E-plane cross section. (b) Structure of half-mirror.

Fig. 4.7 Simulation model of half-mirror.

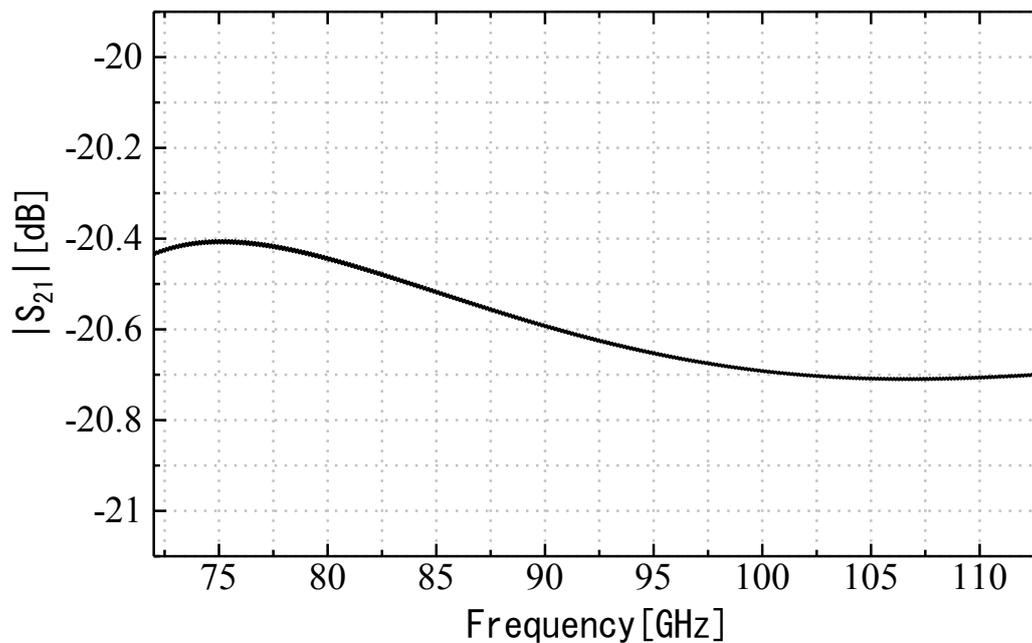
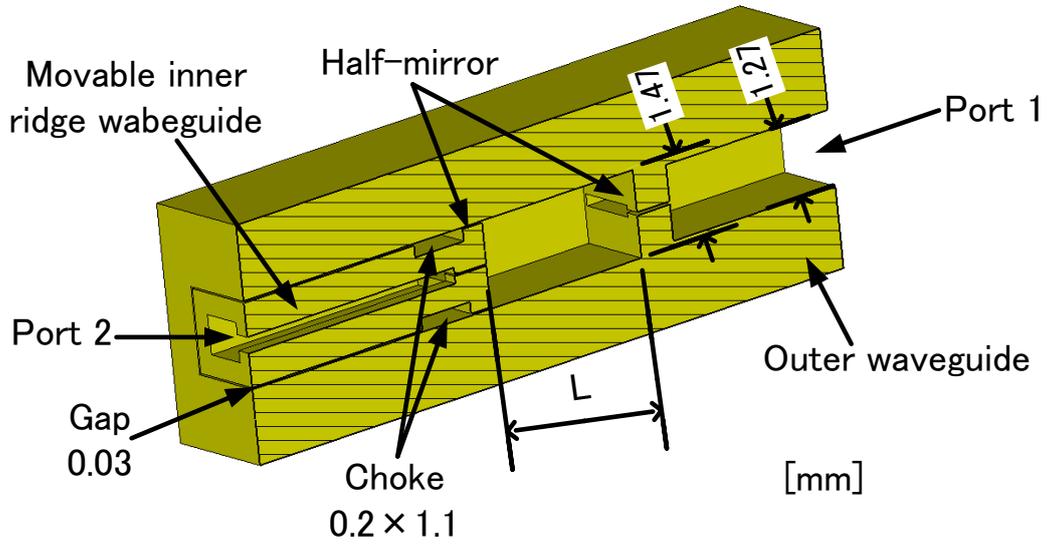
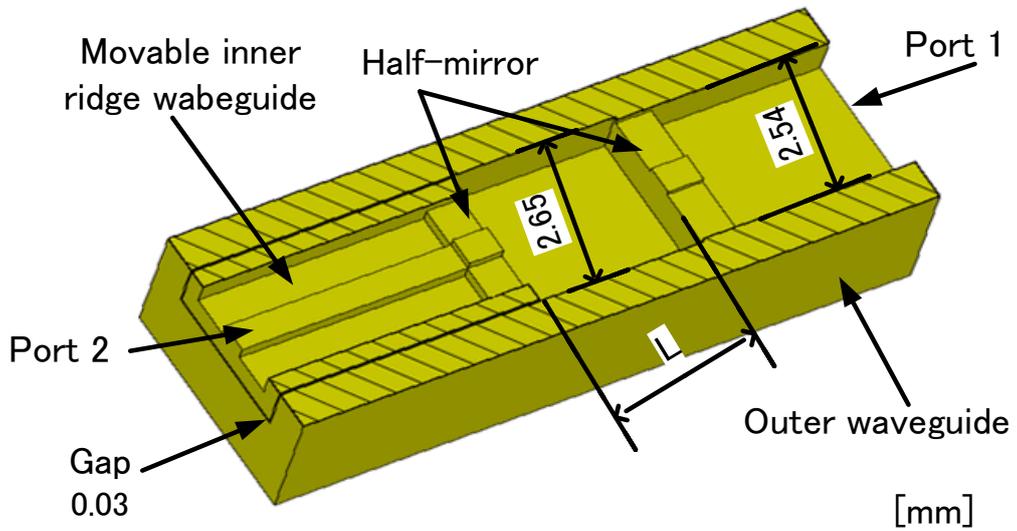


Fig. 4.8 $|S_{21}|$ frequency characteristics of half-mirror.



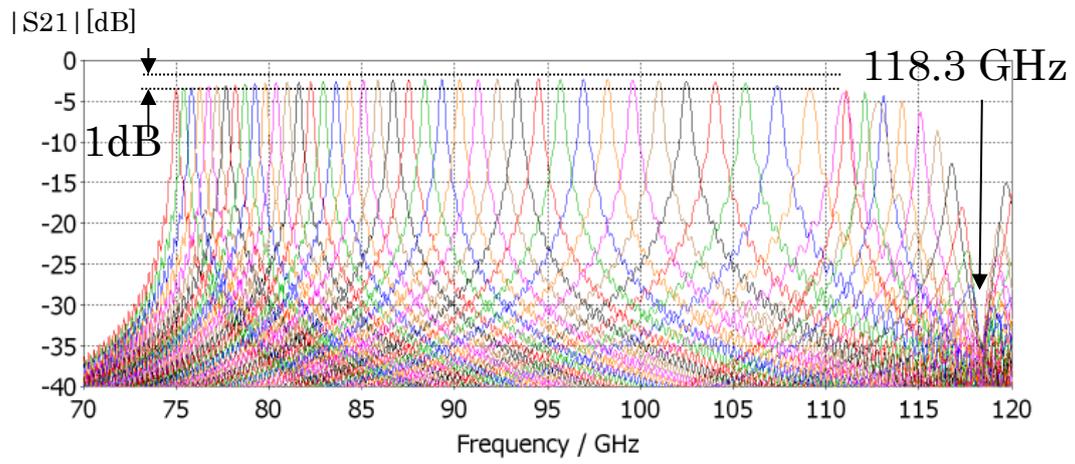
(a) E-plane cross section



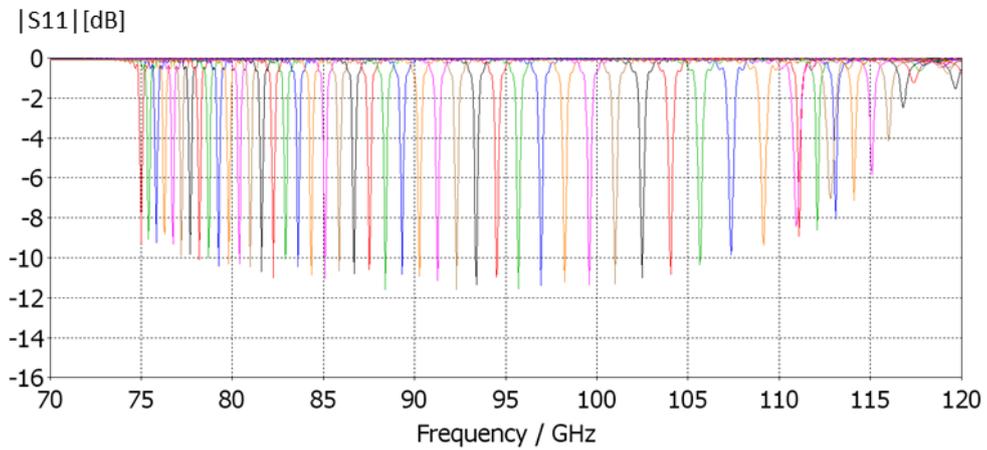
(b) H-plane cross section.

Fig. 4.9 Schematic of design filter.

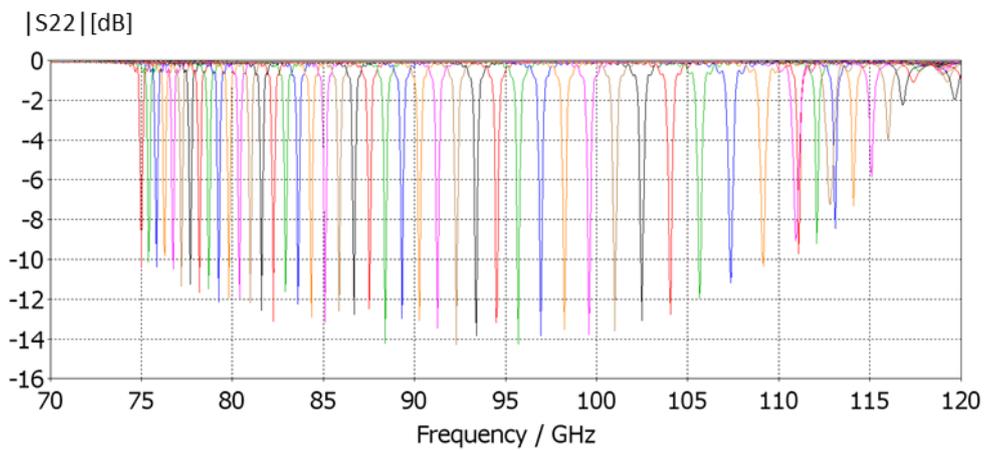
4. FPW フィルタの周波数拡大



(a) $|S_{21}|$ frequency characteristics.



(b) S_{11} frequency characteristics.



(c) S_{22} frequency characteristics.

Fig. 4.10 Simulation results of design filter ($L=3.1-1.5$ mm, 0.04 mm step).

4.4 試作及び試作結果評価

実際に試作した FPW フィルタを図 4.11 に示す。また、構造を示した E 断面図を図 4.12 に示す。可動導波管のダブルリッジ構造は、部分透過鏡と反対側の可動導波管先端で通常の方形導波管にテーパ構造を用いて変換し、外部導波管に接続されている。また、テーパ側にもチョーク機構を設け、隙間への漏れを抑制した。可動導波管は外部のリニアアクチュエータで操作され、フィルタ内を前後に動く構成とし、 L を変化させてもフィルタの全長は変化しないようにしている。また、アクチュエータおよびアクチュエータ取り付け部を含まない全長は $76.5\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ である。

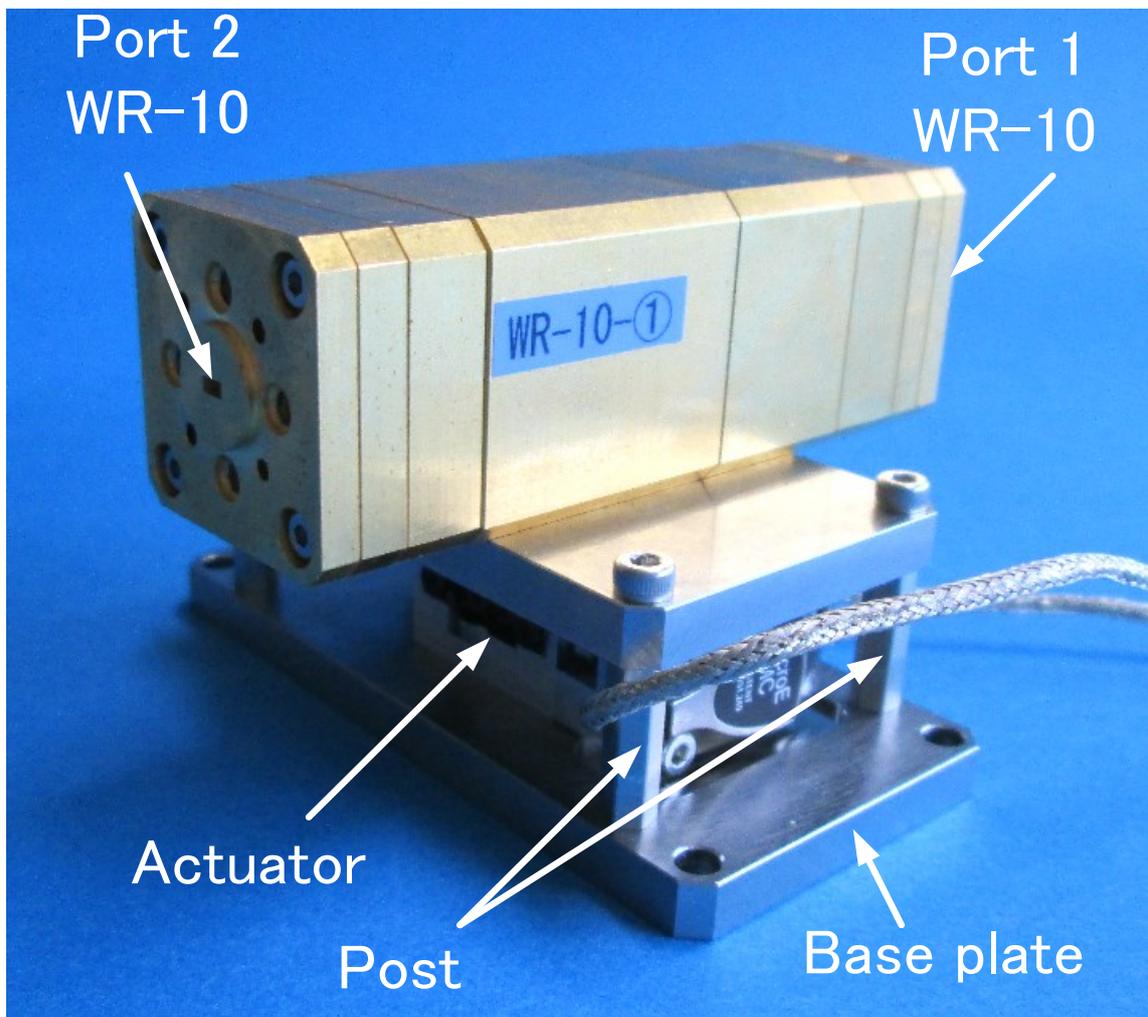


Fig. 4.11 Overview of prototype.

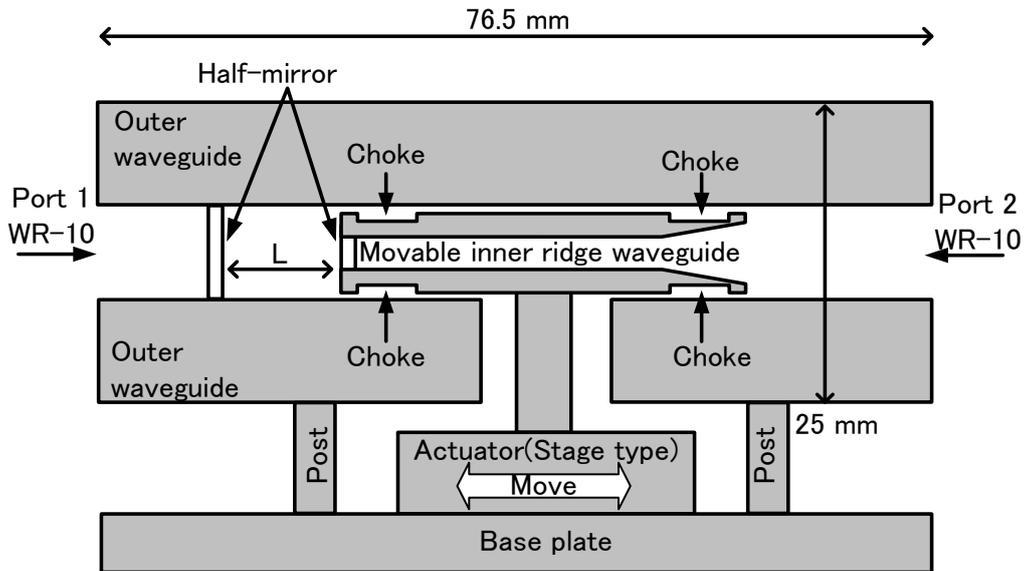
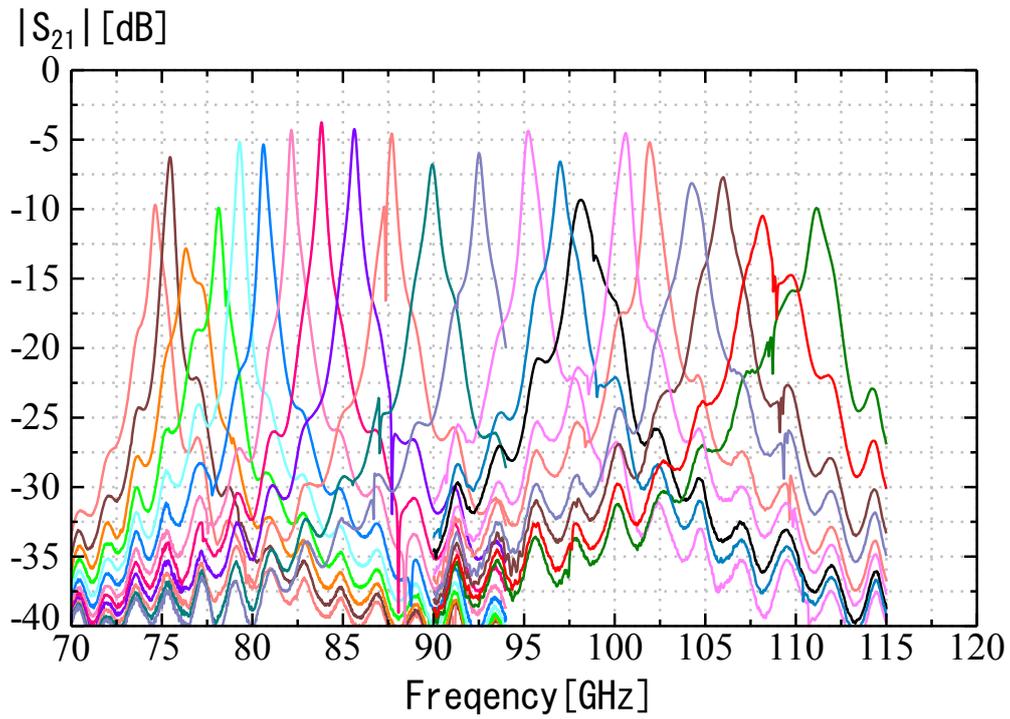


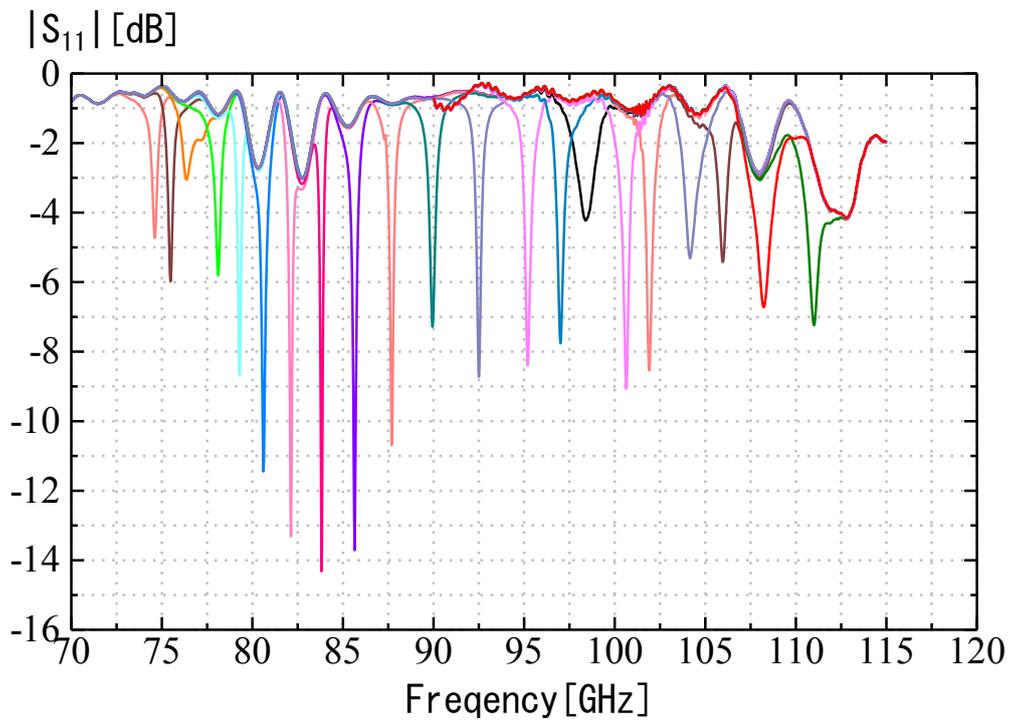
Fig.4.12 Structure of prototype (E-plane cross section).

本試作器の測定結果を図 4.13 に示す。アクチュエータにより可動導波管の位置を変化させ透過域の中心周波数が 75 GHz 付近となった位置から 0.1 mm 間隔で可動導波管を移動させ測定を行った。なお測定は E バンド (WR-12, 56-94 GHz) 及び F バンド (WR-8, 90-140 GHz) の周波数エクステンダを使用しベクトルネットワークアナライザを用いて行った。そのため、試作した FPW フィルタ (WR-10) とエクステンダの接続にテーパ導波管を用いており、このテーパ導波管の損失は別途測定し図 4.13 の結果から除外した。

図 4.13(a)の測定結果を見ると 78 GHz、100 GHz 付近及び 110 GHz 付近で挿入損失が増加し $|S_{21}|$ が低下している。組立作業実施時の経験から、組立誤差による可動導波管のずれが挿入損失に影響していると推測されるため、シミュレーションにより確認を行った。外部導波管と可動導波管の中心が E 面方向 (外部導波管短辺に平行方向)、H 面方向 (外部導波管長辺に平行方向) にそれぞれ 20 μm ずれていた場合のシミュレーション結果を図 4.14、4.15 に示す。図 4.14、4.15 より、可動導波管のずれにより 100 GHz、110 GHz、及び 85 GHz 付近で挿入損失が増加する周波数があることが分かる。これらの結果から、図 4.13(a)で見られた挿入損失の増加は、組立による誤差により可動導波管が中心よりずれていることが原因と推定される。なお、測定結果の挿入損失が増加している周波数とシミュレーションによる結果は、完全には一致していない。これは実機では、回転方向のずれや傾きなども存在し、さらに複雑な状態になっていることが原因と推定される。



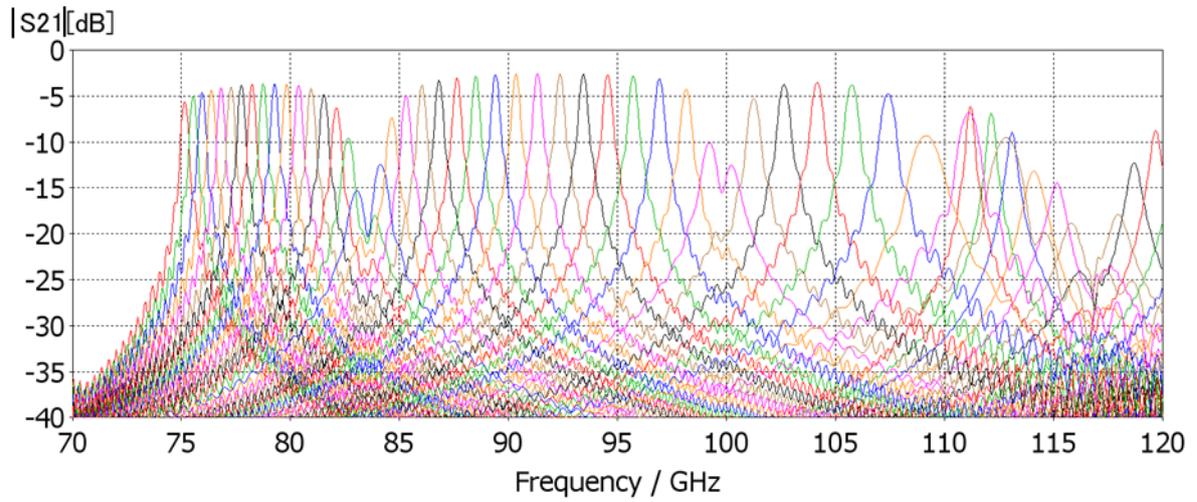
(a) $|S_{21}|$ frequency characteristics.



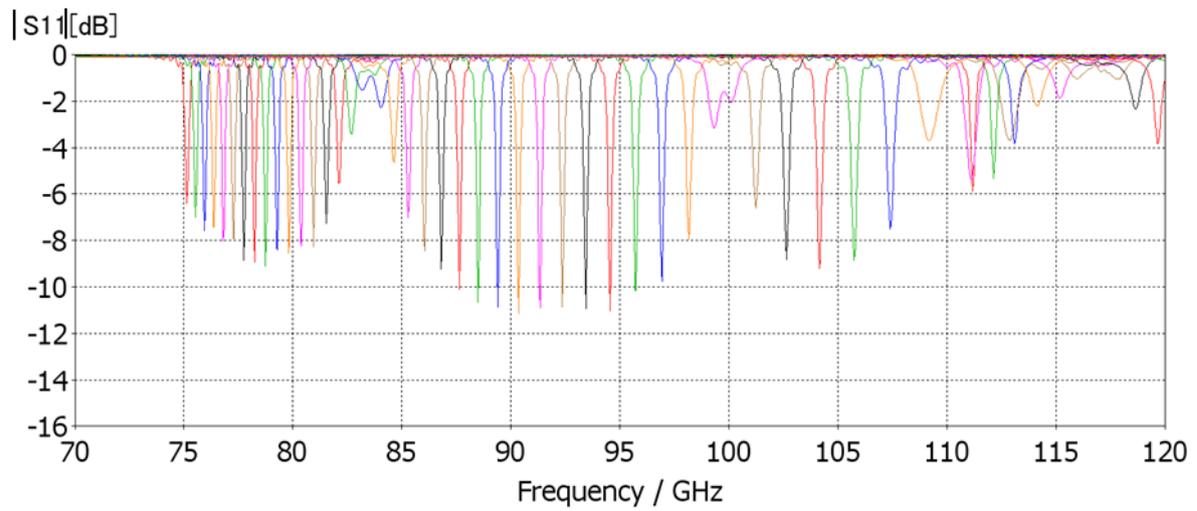
(b) S_{11} frequency characteristics.

Fig. 4.13 Measured frequency characteristics of prototype.

4. FPW フィルタの周波数拡大



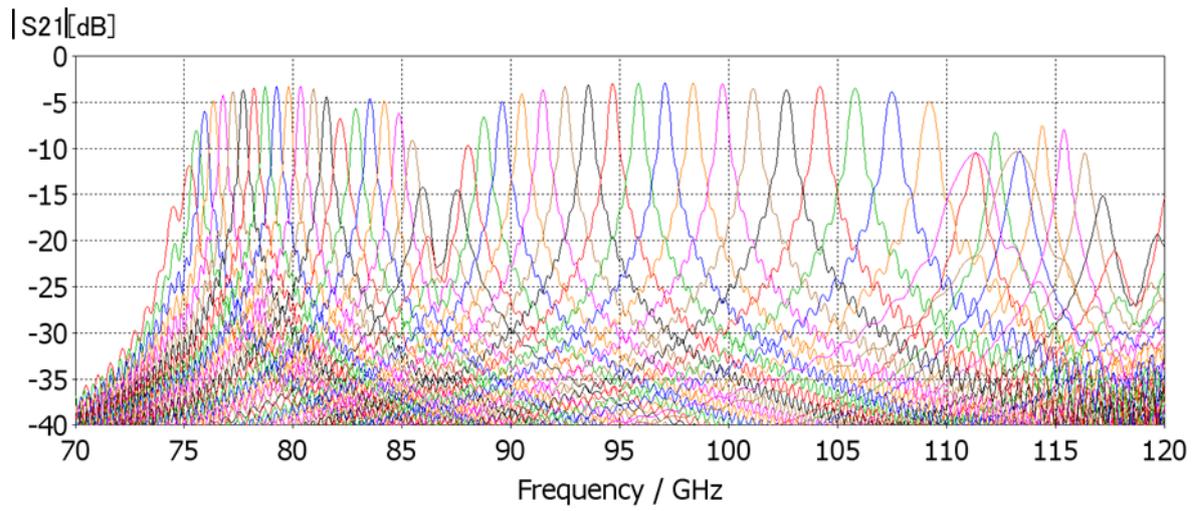
(a) $|S_{21}|$ frequency characteristics.



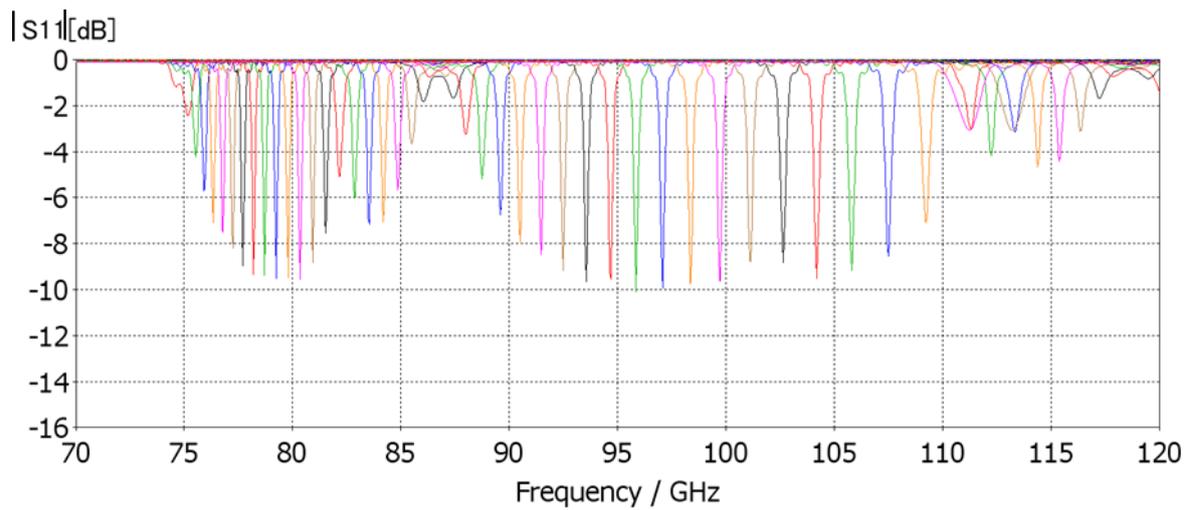
(b) S_{11} frequency characteristics.

Fig. 4.14 Simulation results with E-plane shift.

4. FPW フィルタの周波数拡大



(a) $|S_{21}|$ frequency characteristics.



(b) S_{11} frequency characteristics.

Fig. 4.15 Simulation results with H-plane shift.

4. FPW フィルタの周波数拡大

上述のように、挿入損失が増加する周波数が存在するが、透過帯域における $|S_{21}|$ が -10 dB 以上の時を、本フィルタの動作範囲とすると、可変周波数幅は比帯域 32 % (78.1-107.5 GHz) であり、従来フィルタより広帯域化が図れており、提案手法による周波数可変幅広帯域化の効果が確認できた。さらに、組立法の改善により挿入損失が増加する周波数を抑制することができれば、シミュレーションによる設計通りの周波数可変幅を実現できることが期待される。なお、測定の再現性は主としてアクチュエータの位置再現性に依存する。今回試作器に用いたアクチュエータの位置再現性は $\pm 0.2 \mu\text{m}$ であり、中心周波数で $\pm 50 \text{ MHz}$ 程度のばらつきが観測された。

4.5 おわりに

本章では、FPW フィルタの広帯域化手法を提案した。加えて、シミュレーションによる設計及び試作器の評価を行い、その効果を確認した。その結果、本手法を用いることで、シミュレーション上周波数可変幅が、比帯域 24 %から 38 %へ広帯域化できることを確認した。また、試作器による評価を実施し、組立による挿入損失の増加の問題はあるが、比帯域 32 %が実験的に確認できた。本広帯域手法により、導波管使用帯域全域を 1つのフィルタでカバーすることが可能となり、分岐部などを含めた部品点数の削減が可能となると同時に低挿入損失化が図れるため、低コストで高ダイナミックレンジな広帯域スペクトラムアナライの実現が期待できる。今後、組立法の改善や、設計による組立誤差の影響低減により、シミュレーションにより確認できた比帯域 38 %の実現を目指す予定である。

4.6 参考文献

- [4-1] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Reduction of Insertion Loss in Millimeter-Wave Tunable Filter Over 100 GHz", Proceedings of 2013 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.194-196 (2013-12)
- [4-2] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 63, no. 5, pp. 1320-1327 (2014-5)
- [4-3] J. Helszajn, "Ridge waveguides and passive microwave components," IEE ELECTROMAGNETIC WAVES SERIES 49, The Institution of Electrical Engineers, 2000.

5. FPW フィルタの高周波化

5.1 はじめに

100 GHz 帯でプリセレクタとして使用可能なチューナブルフィルタとして FPW フィルタを提案しているが、今後の無線情報システムの発展に伴いさらなる高周波の利用も想定される。そこで、本章ではこれまで報告されている 140 GHz 帯 FPW フィルタの 2 倍の周波数となる 300 GHz 帯において、シミュレーションによる FPW フィルタの設計を行いその実現性を検討した。FPW フィルタの実現法としては、可動導波管に標準導波管を用いる方式（標準導波管方式、図 5.1）^[5-1]とリッジ導波管を用いる方式（リッジ導波管方式、図 5.2）^[5-2]の 2 種類があり、それぞれの方式について設計を行った。

なお、本検討では、140 GHz 帯 FPW フィルタの比帯域（20%程度）と同様な周波数可変幅の実現を目指し、使用帯域を 260 GHz ～ 315 GHz（比帯域 19%）とした。また、この帯域での標準導波管は WR-3（内寸：0.864 mm×0.432 mm）であり、この WR-3 導波管を使用して設計を行った。

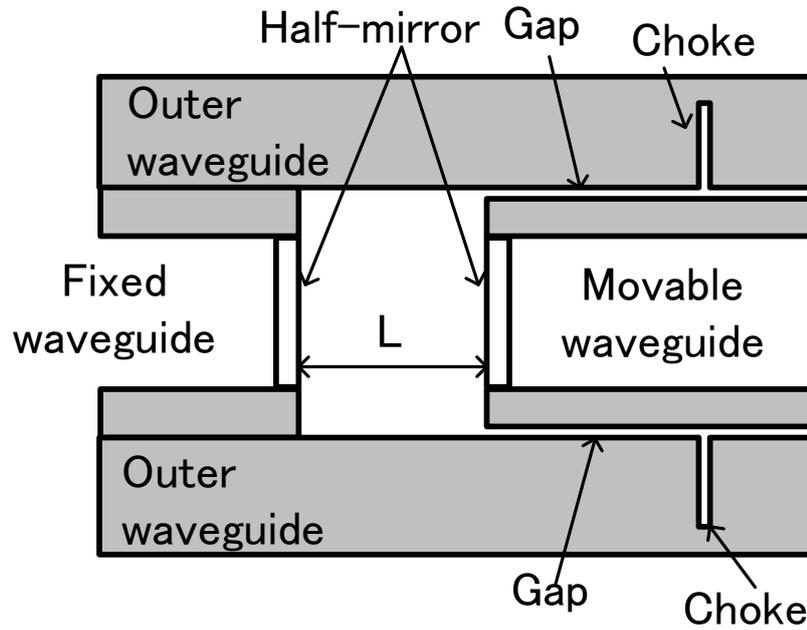


Fig. 5.1 E-plane cross section of FPW filter using a normal-waveguide method.

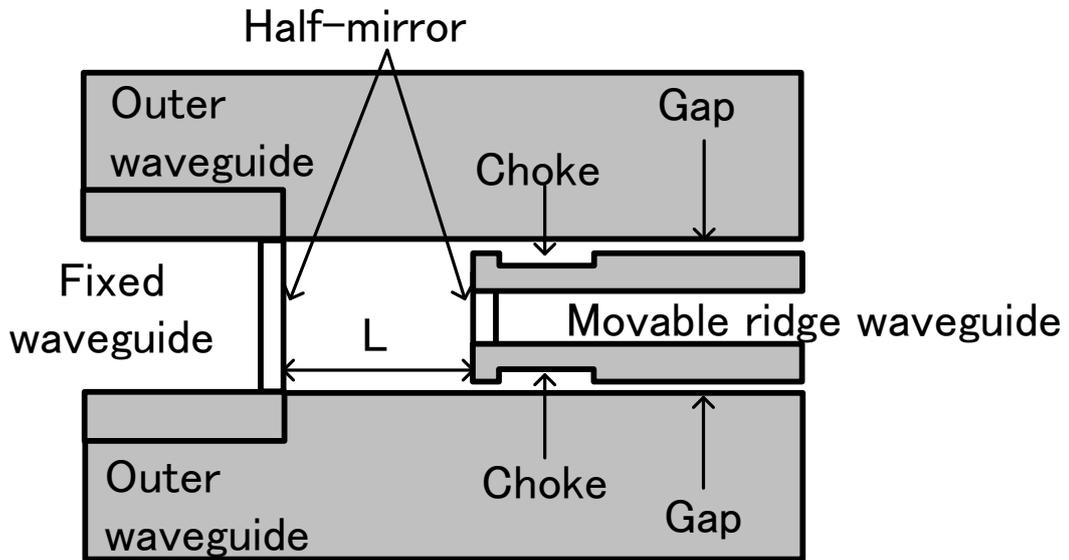


Fig. 5.2 E-plane cross section of FPW filter using a ridge-waveguide method.

5.2 標準導波管方式 FPW フィルタによる高周波化

5.2.1 共振器サイズの決定

FPW フィルタは共振器内に高次モードが発生する周波数（カットオフ周波数）付近で挿入損失が増加することが分かっている^[5-3]。このため、共振器断面サイズは、使用帯域内に高次モードのカットオフ周波数を含まないように決定する必要がある。また、可動導波管内寸を WR-3 導波管とするため、共振器サイズは WR-3 導波管内寸に可動導波管の肉厚を加えたサイズとなる。WR-3 導波管の内寸は、長辺 0.864 mm、短辺 0.432 mm であり、可動導波管の肉厚は、組立等に必要な強度を考慮すると 0.2 mm 程度が必要である。これらの条件を満たす共振器断面サイズを求めると、長辺 1.2 mm、短辺 0.7 mm となった。このとき各モードのカットオフ周波数は、表 5.1 となり使用帯域 260 - 315 GHz 内に高次モードのカットオフ周波数が存在しないことが分かる。

Table 5.1 Higher-order mode cut-off frequencies.

Mode	Cut-off frequency
TE ₁₀	124.9 GHz
TE ₀₁	214.1 GHz
TE ₁₁	247.9 GHz
TE ₂₀	249.8 GHz
TE ₂₁	329.0 GHz

5. FPW フィルタの高周波化

次に、この導波管サイズで FPW フィルタを構成し、シミュレーションにより、透過周波数の確認と共振器断面サイズの調整を行った。FPW フィルタの構成に必要な部分透過鏡は、共振器断面サイズが変化すると最適な構造が変化するため仮設計とした。シミュレーションモデルを図 5.3 に、シミュレーション結果を図 5.4 に示す。図 5.4 より表 5.1 で求めた高次モードのカットオフ周波数と大きくずれた挿入損失の増加点が 260 GHz と 280 GHz 付近に存在していることが分かる。しかしながら、280 - 330 GHz 付近までの帯域で使用が可能であるため、共振器サイズを変更し 280 GHz の挿入損失増加点を 260 GHz より低域にするように調整を行った。ここで、280 GHz の落ち込みが TE_{11} のモードであると仮定して、導波管短辺のサイズを拡大しシミュレーションした結果を図 5.5(a)-(c)に示す。シミュレーション結果より短辺サイズが大きくなるに従って 280 GHz 付近の落ち込みが低域に移動し、短辺が 0.95 mm の時、使用帯域内で挿入損失を 10 dB 以下にできていることが確認できる。この結果より、共振器断面サイズを 1.2 mm × 0.95 mm と決定した。ただし、図 5.5(c)より、335 GHz 付近に導波管進行方向と直交する方向での共振による透過が見られる。また、235 GHz 付近にも阻止量が低下する周波数が存在する。このため、BRF(Band Rejection Filter) および HPF (High Pass Filter) を用い阻止量を増加させる必要がある。

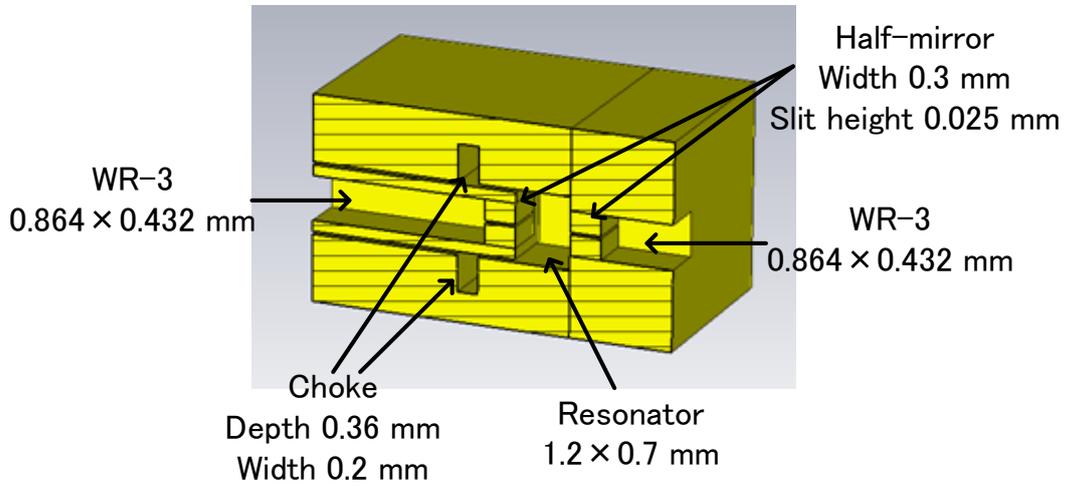
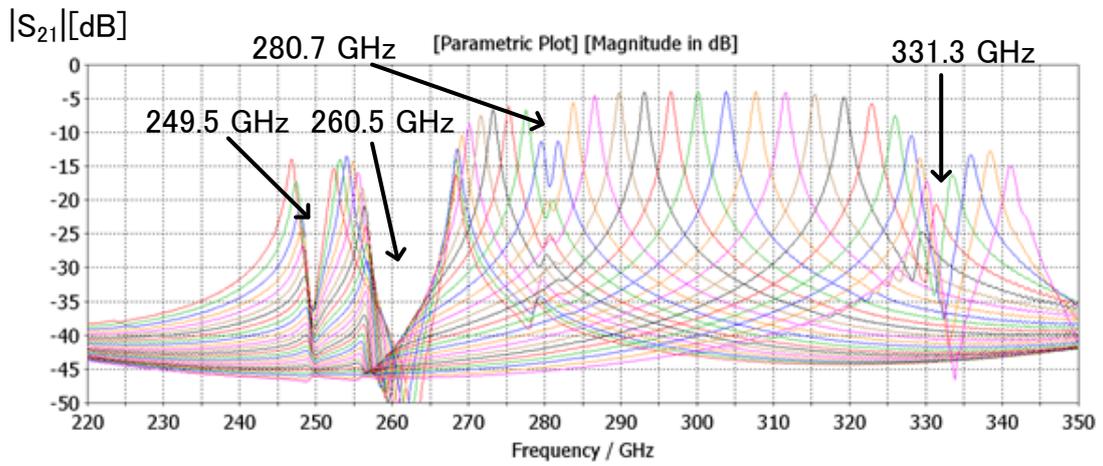


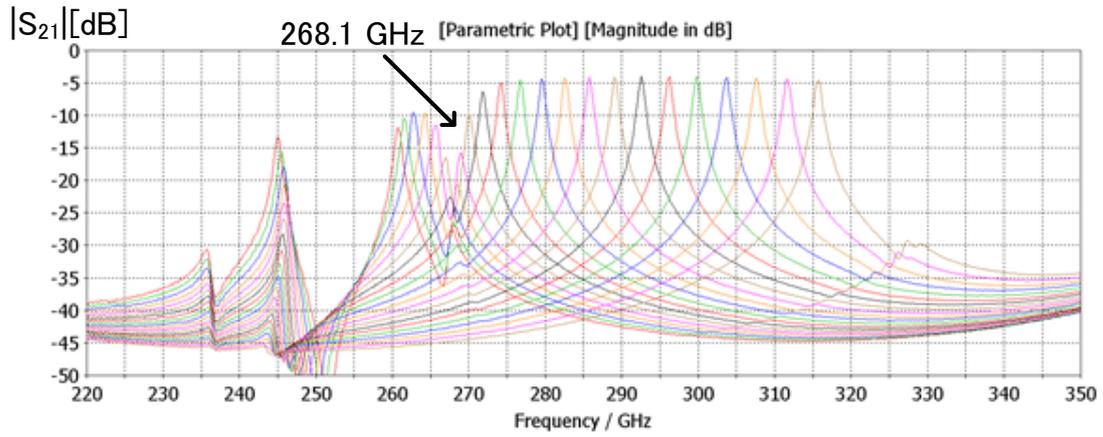
Fig. 5.3 Simulation model.



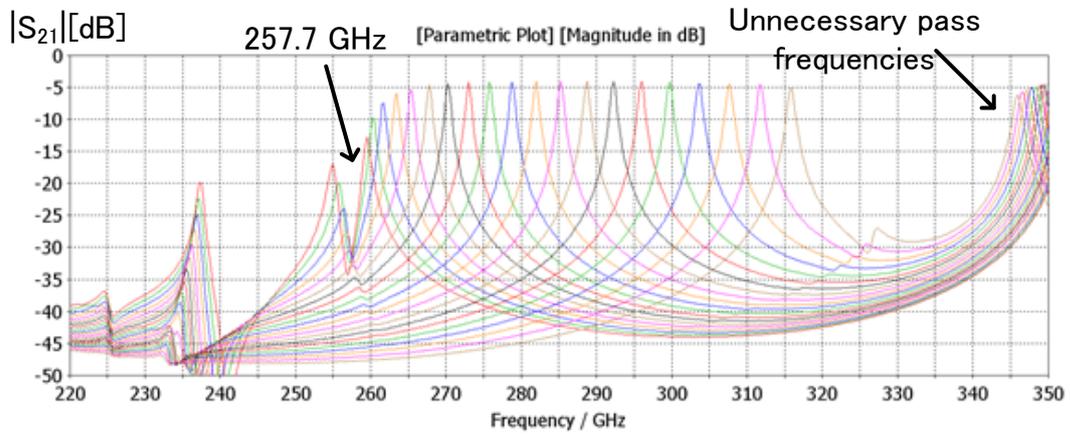
Resonator cross section = 1.2×0.7 , $L = 0.45 \sim 0.7$, step = 0.01 [mm]

Fig. 5.4 Simulation results of $|S_{21}|$ characteristics.

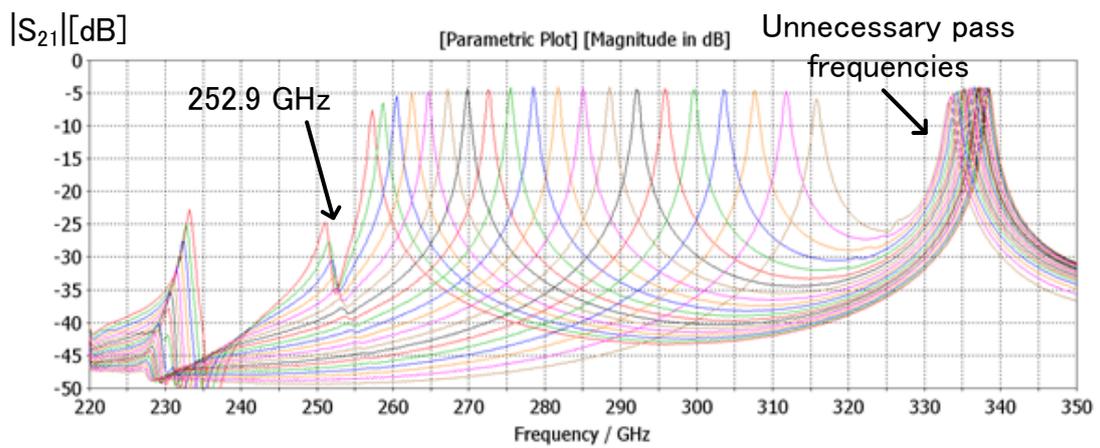
5. FPW フィルタの高周波化



(a) Resonator cross section = 1.2×0.8 [mm]



(b) Resonator cross section = 1.2×0.9 [mm]



(c) Resonator cross section = 1.2×0.95 [mm]

Fig. 5.5 Simulation results of resonator cross section versus $|S_{21}|$ characteristics.

($L = 0.45 \sim 0.7$, step = 0.01 [mm])

5.2.2 FPW フィルタ各部設計

共振器サイズが定まったことから、次にフィルタ各部の設計を行った。設計は、BRF、HPF、チョーク機構、部分透過鏡について行った。

5.2.2.1 BRF 設計

図 5.5(c)より、335 GHz 付近の BRF が必要であることが分かったため、その検討を行った。本検討では、BRF を固定側導波管にチョークを複数本設置することで実現した。BRF の仕様としては、330 - 340 GHz で-40dB 程度の阻止量を持つこととした。設計した BRF のシミュレーションモデルを図 5.6 にシミュレーション結果を図 5.7 に示す。図 5.7 より仕様通り 330 - 340 GHz において 40 dB 以上の阻止量が確保できていることが確認できる。

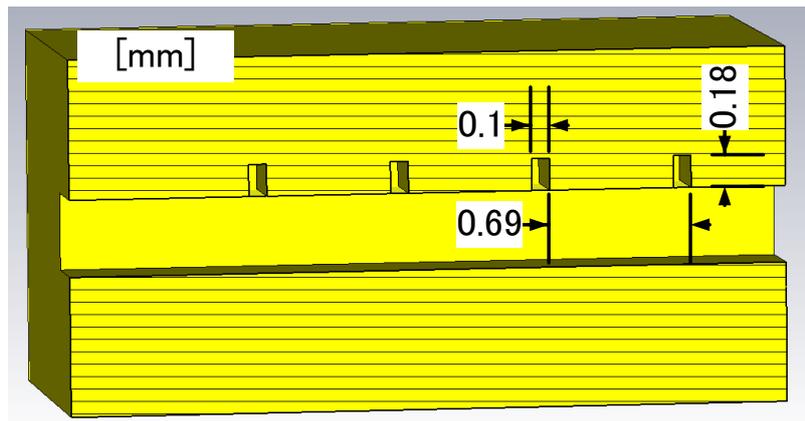


Fig. 5.6 BRF simulation model

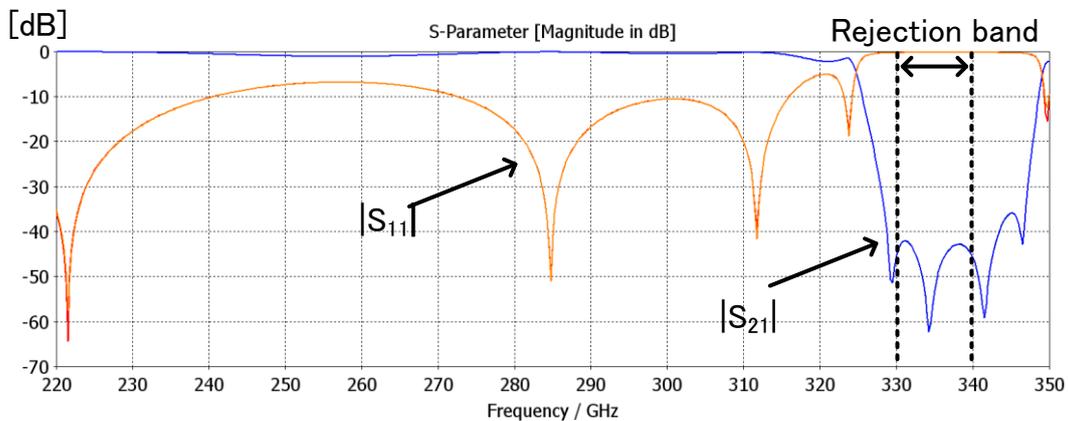


Fig. 5.7 Simulation results of BRF

5.2.2.2 HPF 設計

次に HPF フィルタの設計を行った。HPF は可動導波管の長辺サイズを短縮することにより、カットオフ周波数を移動させることで実現した。HPF のカットオフ周波数は、260 GHz での反射係数が十分に小さくなると同時に 235 GHz 付近の阻止量を増加させる必要があるため、245 GHz とした。ここで可動導波管長辺サイズ a_m とすると、TE₁₀ モードのカットオフ周波数 f_{c10} は

$$f_{c10} = \frac{c}{2a_m} \quad (1)$$

となる。(1)より、 f_{c10} を 245 GHz とするには a_m を 0.61 mm とすれば良いことが分かる。図 5.8 にシミュレーションによりカットオフ周波数を確認した結果を示す。 a_m を WR-3 導波管のサイズである 0.864 mm から 0.61 mm にすることでカットオフ周波数が 245 GHz 付近に移動していること確認できる。

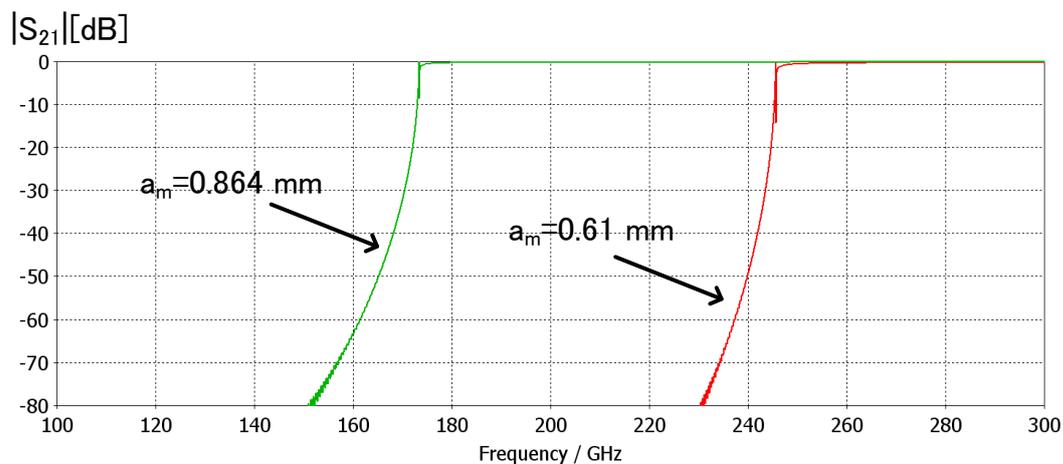


Fig. 5.8 Simulation results of HPF

5.2.2.3 チョーク設計

チョークは図 5.3 に示したように、外部導波管に垂直方向へ管内波長 λ_g の 1/4 の深さの溝を掘ることで作成した。その効果を確認するため外部導波管と可動導波管の隙間を模擬した 1.2 mm × 0.03 mm の導波管にチョークを設置したモデル図 5.9 のシミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 5.10 に示す。図 5.10 より使用帯域内において $|S_{21}|$ が -20 dB 以下となっており、十分な阻止量が得られていることが確認できた。

5. FPW フィルタの高周波化

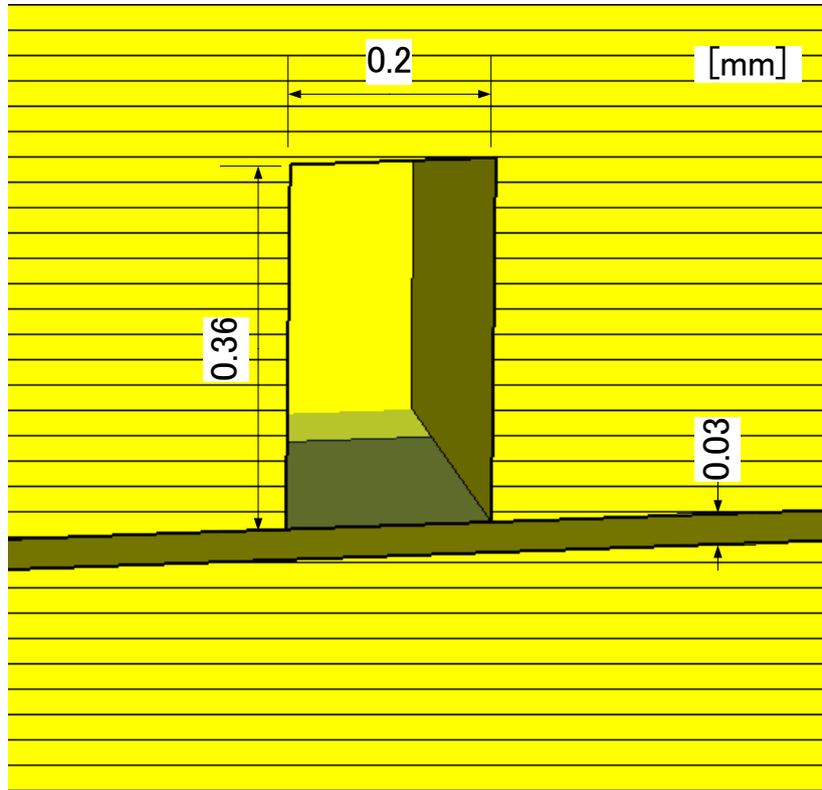


Fig. 5.9 Simulation model of choke

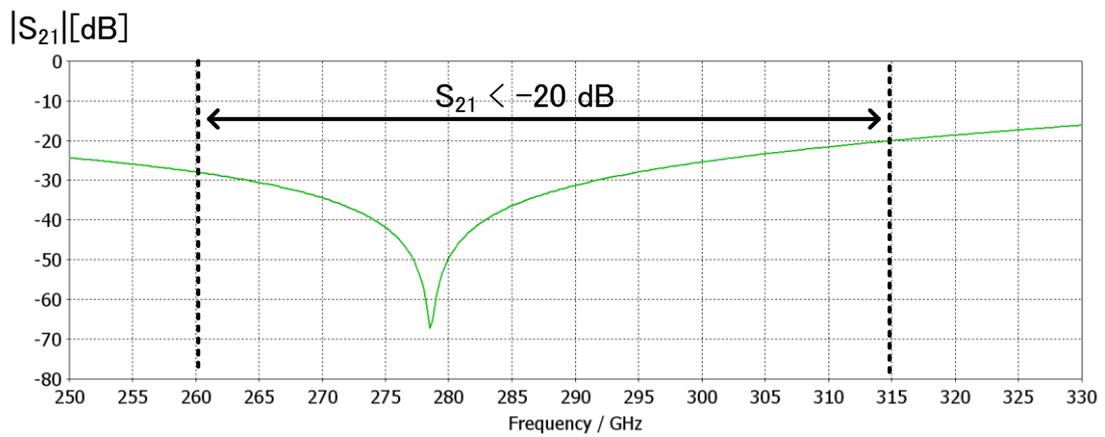
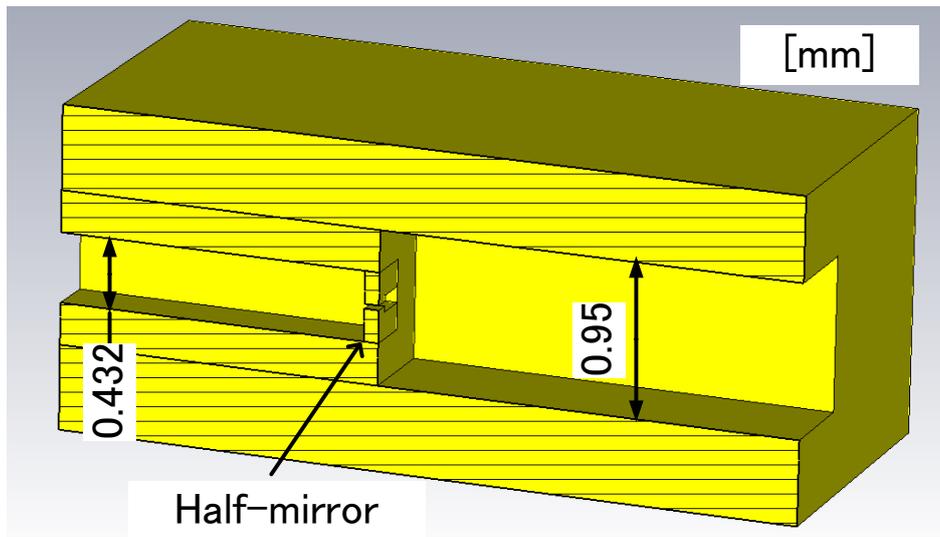


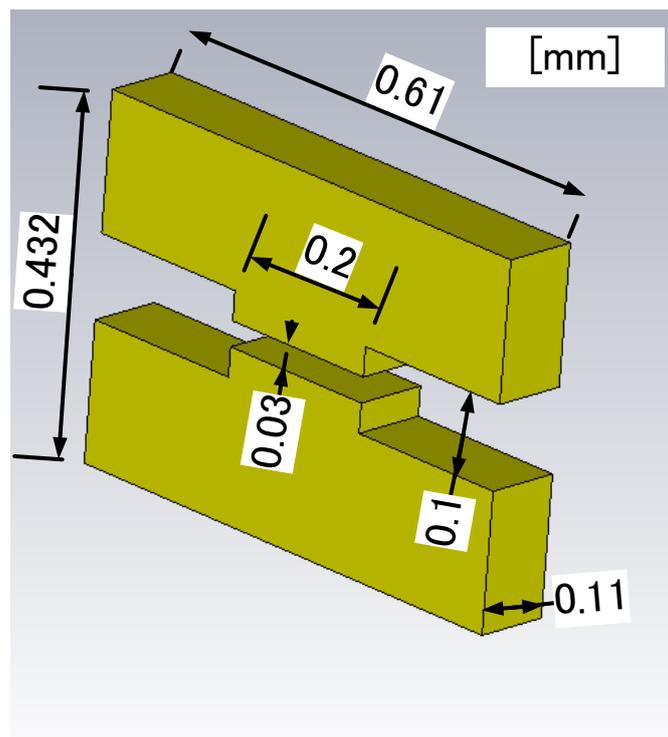
Fig. 5.10 Simulation results of choke

5.2.2.4 部分透過鏡設計

仮設計となっていた部分透過鏡の再設計を行った。最初に可動側の部分透過鏡の設計を行った。設計目標は使用帯域内で $|S_{21}| = -20 \pm 1 \text{ dB}$ である。設計した部分透過鏡を図 5.11(b)に示す。仮設計で用いた H 面スリット形状では、平坦な特性が得られなかったため、リッジ構造としている。部分透過鏡を含むシミュレーションモデル全体を図 5.11(a)にシミュレーション結果を図 5.12 に示す。図 5.12 より使用帯域内の $|S_{21}|$ は $-20 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ 程度となっており、設計目標を満たしていることが分かる。次に、固定側部分透過鏡について設計を行った。設計目標および、構造に関しては可動側と同様である。部分透過鏡を含むシミュレーションモデル全体を図 5.13 にシミュレーション結果を図 5.14 に示す。図 5.14 より使用帯域内の $|S_{21}|$ は $-20 \text{ dB} \pm 0.2 \text{ dB}$ 程度となっており、設計目標を満たしていることが分かる。



(a) E-plane cross section



(b) Half-mirror

Fig. 5.11 Simulation model of movable waveguide side half-mirror

5. FPW フィルタの高周波化

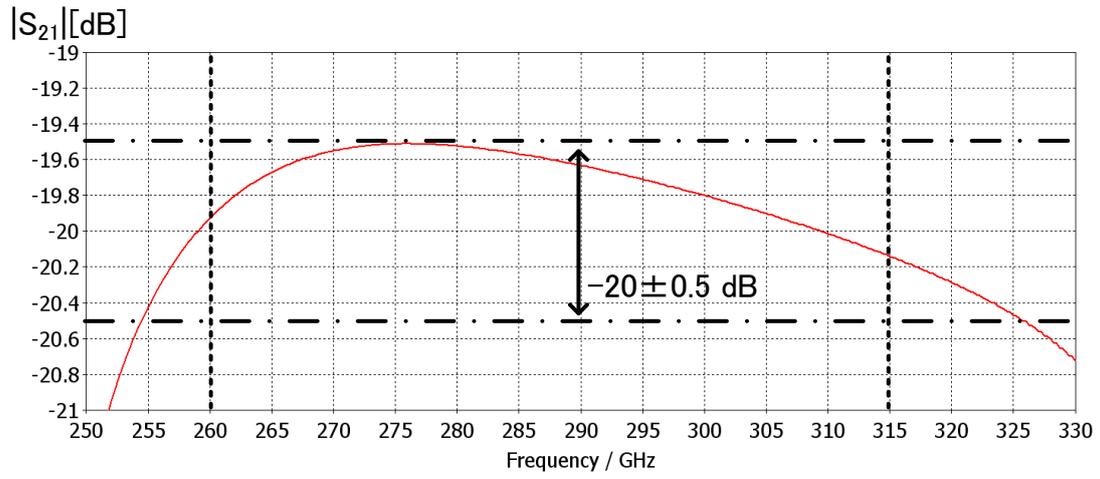
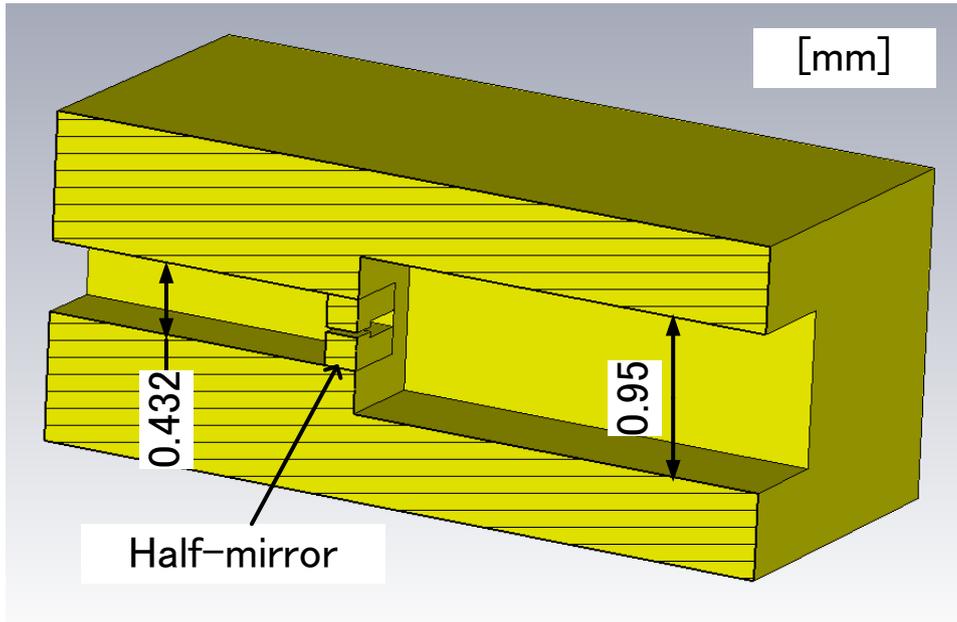
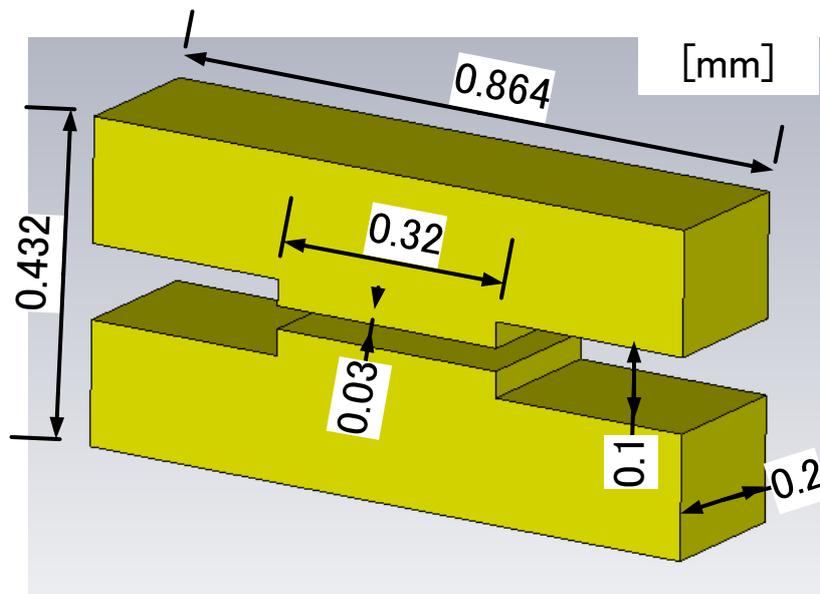


Fig. 5.12 Simulation results of movable waveguide side half-mirror



(a) E-plane cross section



(b) Half-mirror

Fig. 5.13 Simulation model of fixed waveguide side half-mirror

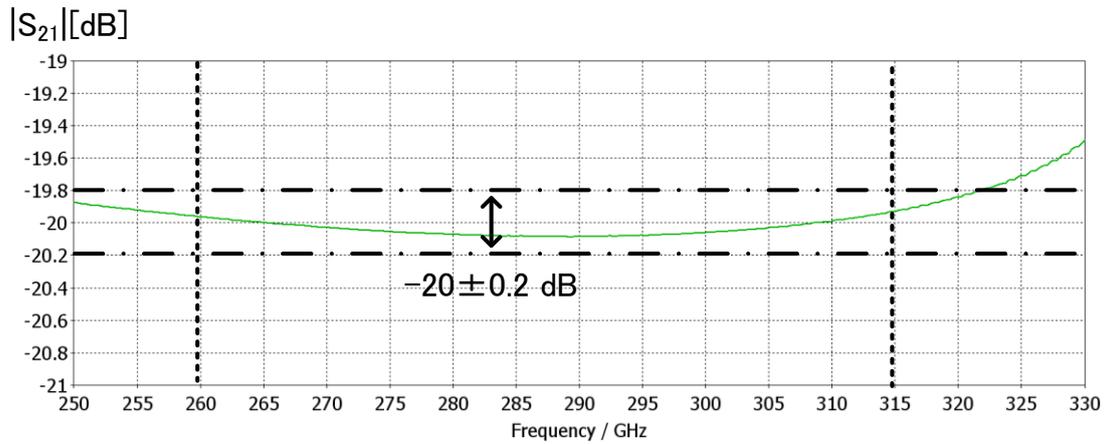
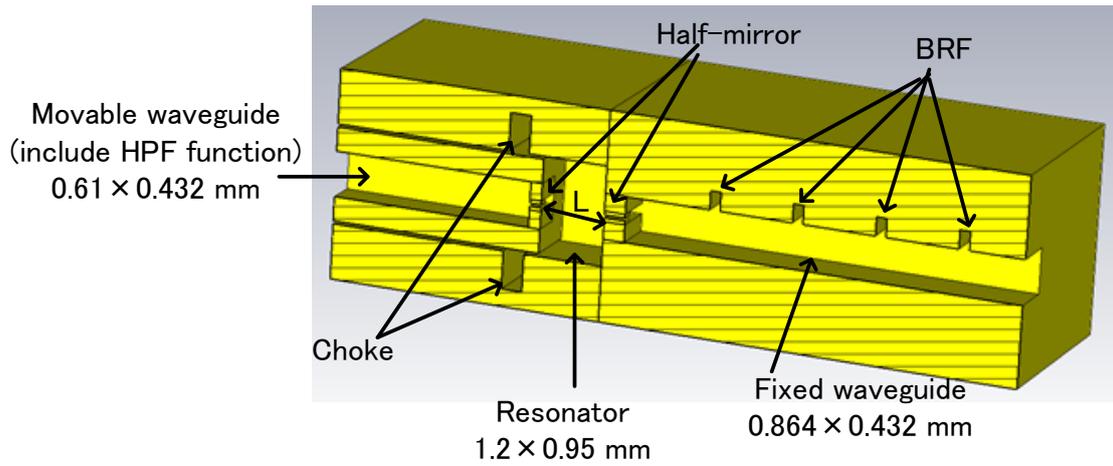


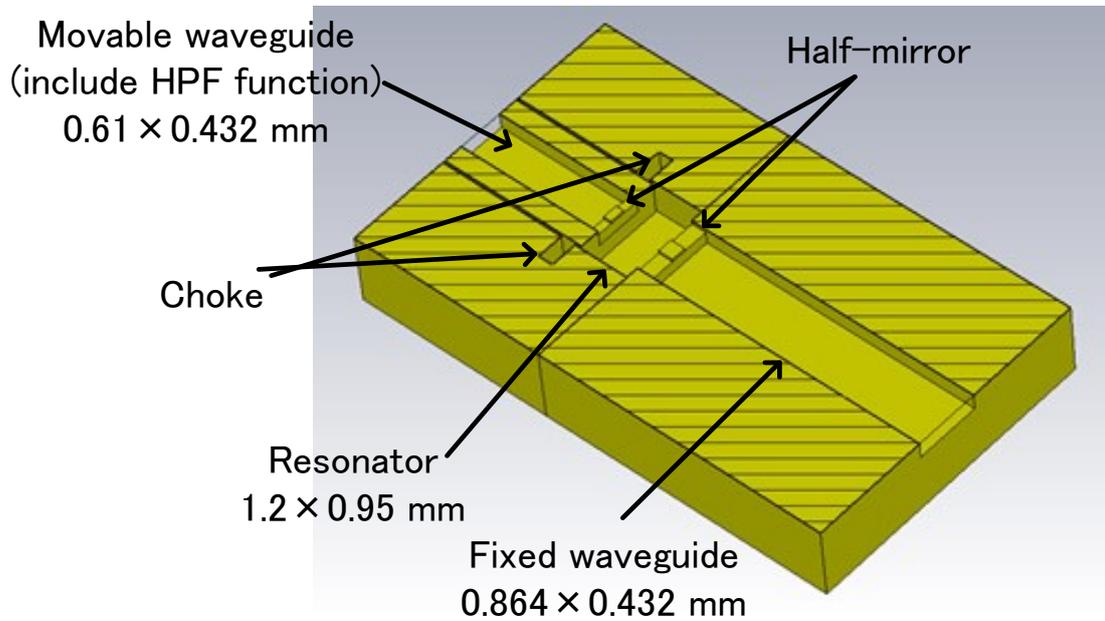
Fig. 5.14 Simulation results of fixed waveguide side half-mirror

5.2.3 FPW フィルタ設計結果

これまでの検討結果を総合し、FPW フィルタ全体を設計した。設計した FPW フィルタを図 5.15 に示す。また、シミュレーション結果を図 5.16 に示す。図 5.16 より BRF の効果により 330 ~ 340 GHz の透過が抑制されていることが分かる。また同様に、HPF の効果により 230 GHz 付近の透過も抑制されている。使用帯域内 (260 ~ 315 GHz) の挿入損失は、260 GHz に近づくにつれて増加している傾向がみられるが、使用帯域全体で 10 dB 以下であり、スペクトラムアナライザのプリセレクタとしては十分な特性である。なお、この損失の増加に関しては、BRF の反射係数が 260 GHz に近づくにつれ増加していることが原因だと想定される。



(a) E-plane cross section



(b) H-plane cross section

Fig. 5.15 Simulation model of designed filter

5. FPW フィルタの高周波化

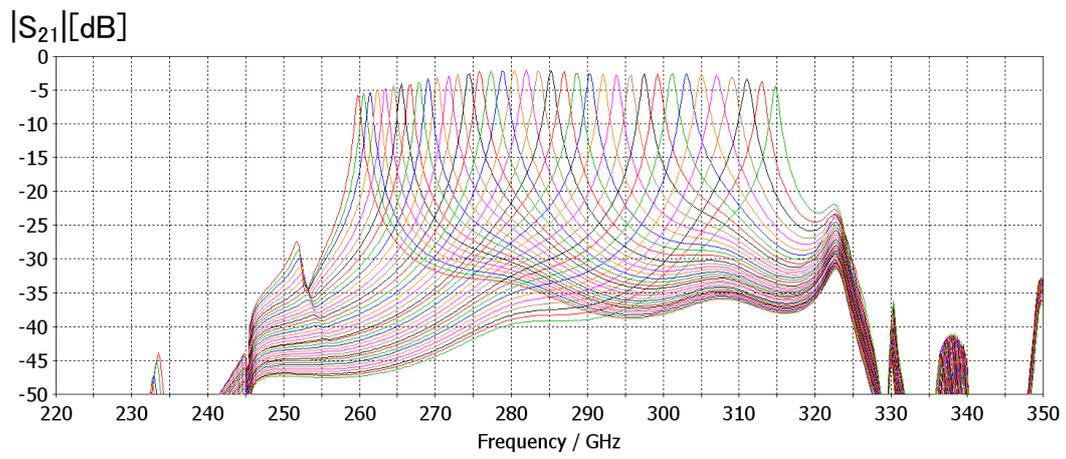


Fig. 5.16 Simulation results of designed filter ($L = 0.5 \sim 0.7$, step = 0.005 [mm])

5.3 リッジ導波管方式 FPW フィルタによる高周波化

次にリッジ導波管方式の FPW フィルタの構造について検討する。本検討で使用する 300 GHz 帯の標準導波管 (WR-3) の内寸は、長辺 0.864 mm、短辺 0.432 mm であり、可動導波管として用いるリッジ導波管^[5-4]の肉厚が最大でも 0.2 mm 程度となるため、図 5.2 で示したようにチョークを可動導波管に設置することは困難である。このため、外部導波管に垂直方向へチョークを設ける図 5.17 に示す構造を採用する。チョークが可動導波管に設置できないため、チョークと可動導波管先端との間で起こる共振を抑制できず、チョークの性能劣化により使用帯域が制限されてしまうが、共振器断面サイズが標準導波管サイズであるため、不要な共振が使用帯域内に存在せず、標準導波管方式で必要であった BRF を構成する必要がなく、BRF による特性の劣化を改善することが期待できる。そこで本検討では図 5.17 の方式で 260 - 315 GHz の周波数チューニングが可能な FPW フィルタの設計を目指した。

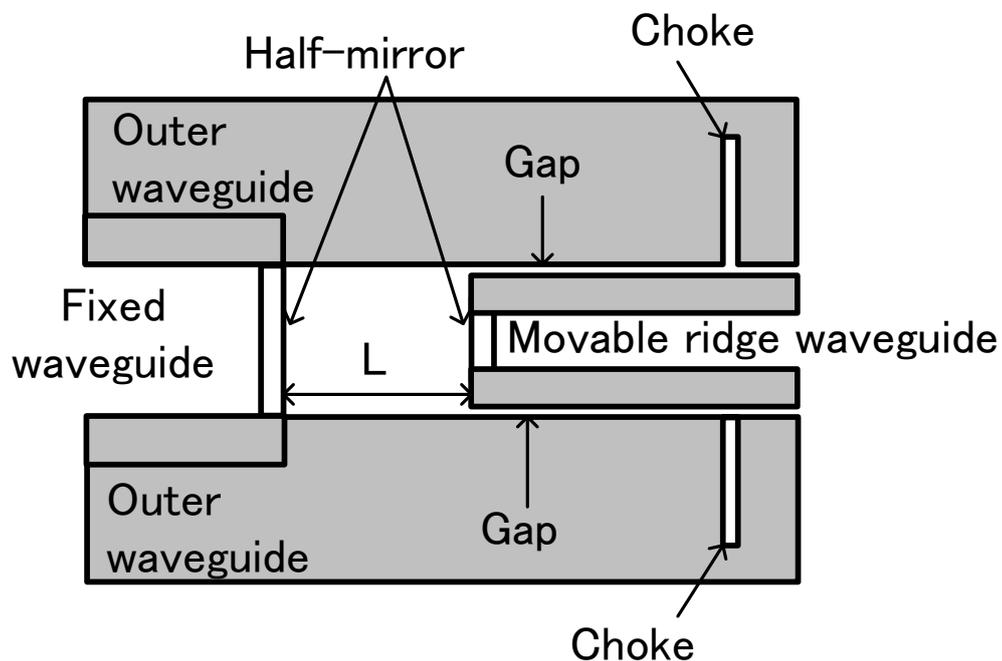


Fig. 5.17 E-plane cross section of proposed FPW

5.3.1 可動導波管設計

共振器断面サイズから、共振器内に設置できる可動導波管のサイズを検討する。WR-3 標準導波管の内径は長辺 0.864 mm、短辺 0.432 mm であり、この内部に挿入する可動導波管の外形は、可動導波管と外部導波管の隙間が 0.03 mm であるため、長辺 0.804 mm、短辺 0.372 mm となる。機構的な強度を保つためには肉厚を厚くする必要があり、本検討では可動導波管内径を長辺 0.4 mm、短辺 0.1 mm とした。その結果、肉厚は長辺 0.202 mm、短辺 0.131 mm となる。検討した可動導波管内径にリッジ部を製作し、カットオフ周波数を使用帯域下限 (260 GHz) より十分低域になるようシミュレーションを行った。シミュレーションモデルを図 5.18 に、シミュレーションのパラメータを表 5.2 に示す。H は、機械加工上の制約から 0.2 mm と固定し、E を変化させることでカットオフ周波数を変化させた。シミュレーション結果を図 5.19 に示す。図 5.19 より、E を 0.03 mm 以下とすることでカットオフ周波数が 260 GHz より十分に低域になることが分かる。本検討では機械加工の公差を考慮し、E を 0.02 mm とした。

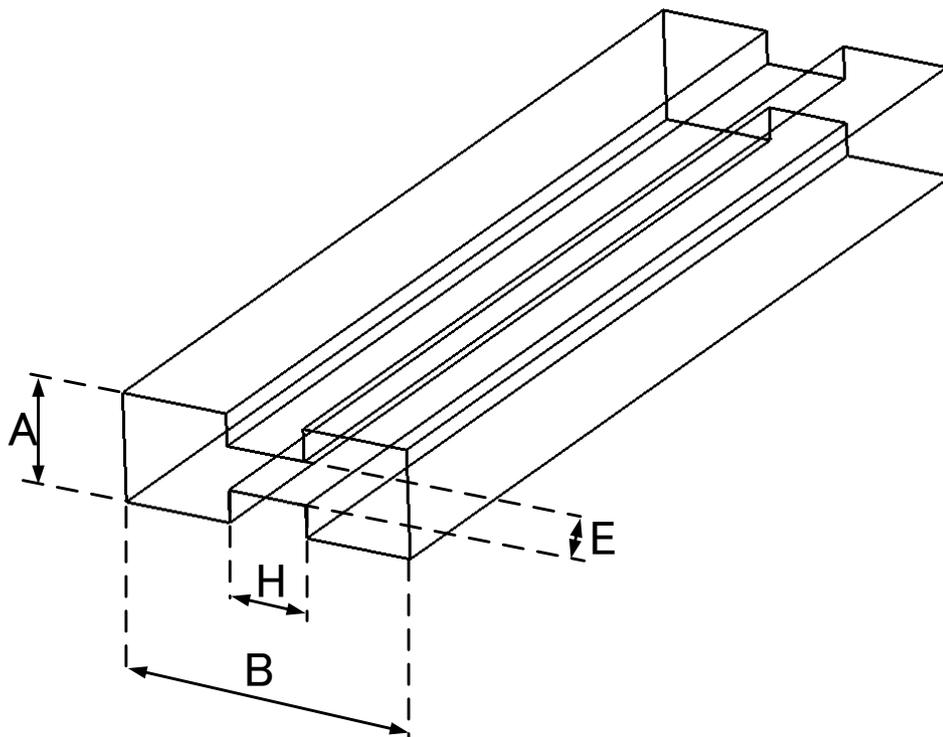


Fig. 5.18 Simulation model of ridge waveguide.

Table 5.2 Simulation parameters

A	0.1 mm
B	0.4 mm
E	0.01 – 0.05 mm
H	0.2 mm

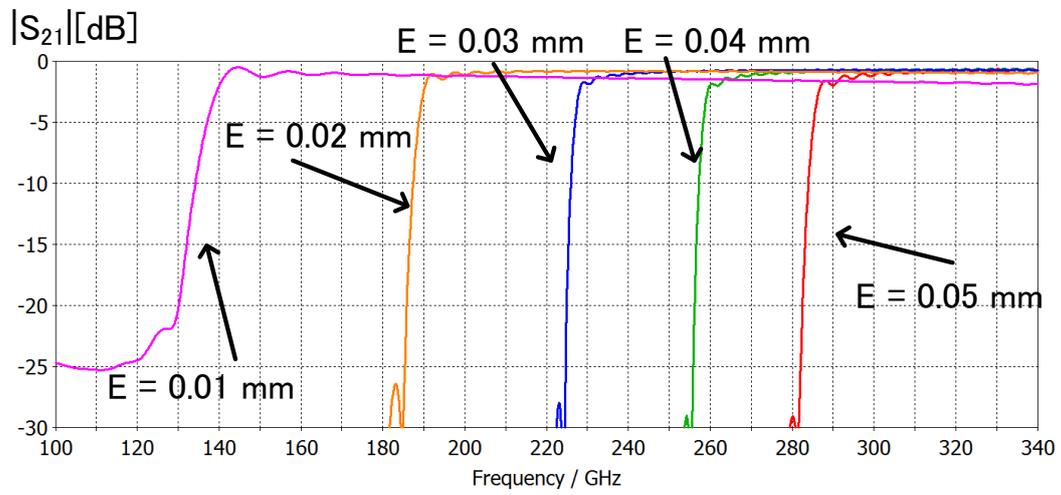


Fig. 5.19 Simulation results of Cut-off frequency

5.3.2 FPW フィルタ各部設計

次にフィルタ各部の設計を行った。設計は、チョーク機構、部分透過鏡について行った。

5.3.2.1 チョーク機構設計

チョークは図 5.17 に示したように、外部導波管に垂直方向へ管内波長 λ_g の 1/4 の深さの溝を掘ることで作成した。その効果を確認するため外部導波管と可動導波管の隙間を模擬した $0.864\text{ mm} \times 0.03\text{ mm}$ の導波管にチョークを設置したモデル (図 5.20) のシミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 5.21 に示す。図 5.21 より使用帯域内において $|S_{21}|$ が -17 dB 以下となっており、十分な阻止量が得られていることが確認できた。

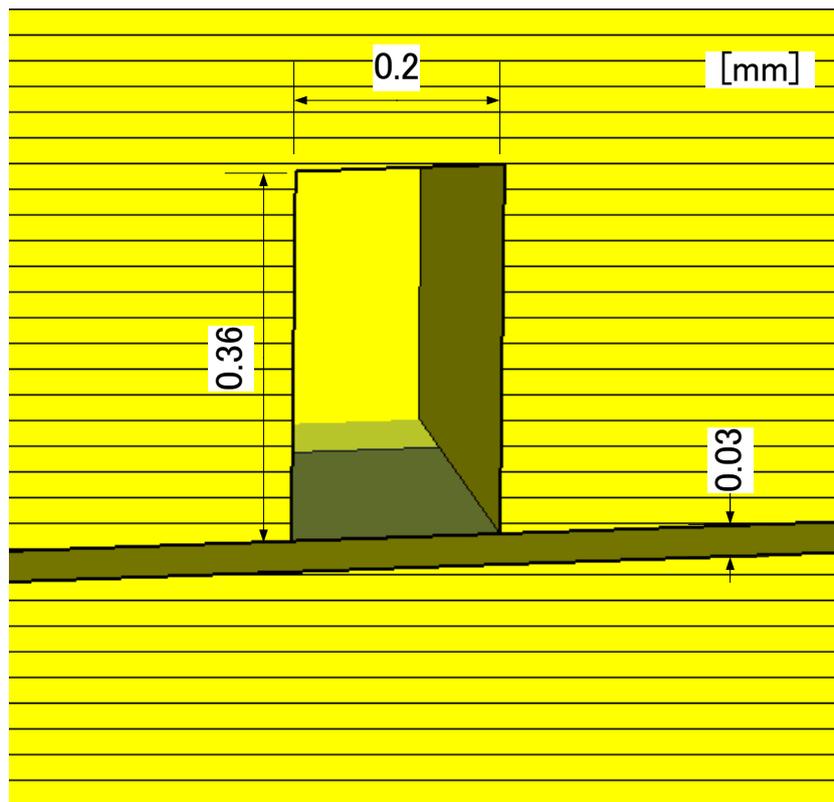


Fig. 5.20 Simulation model of choke

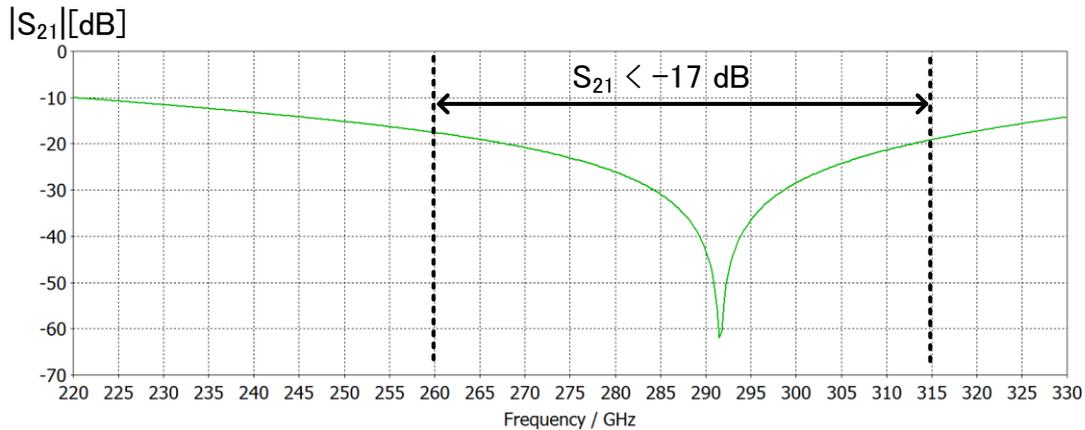
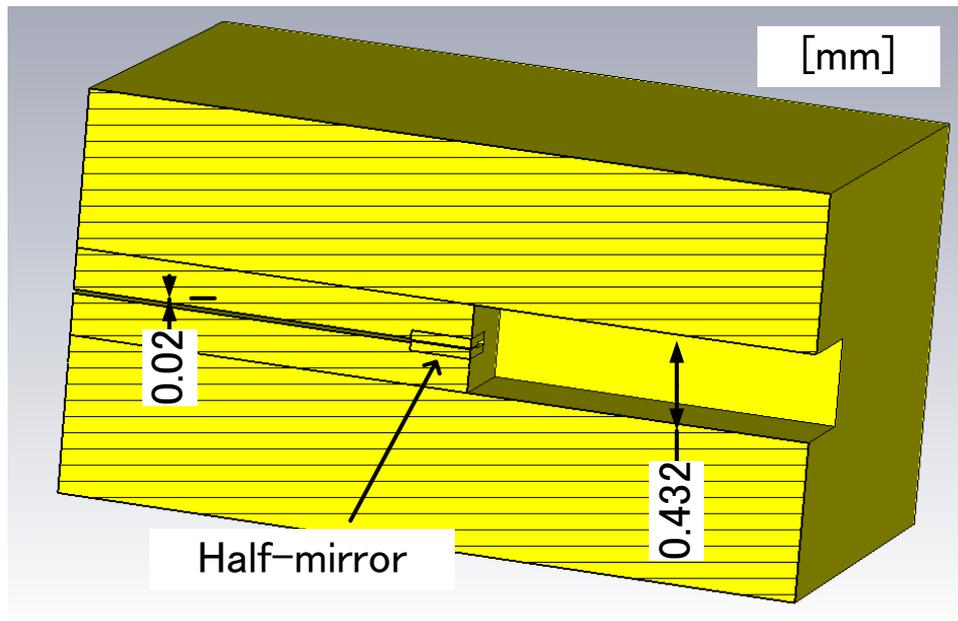


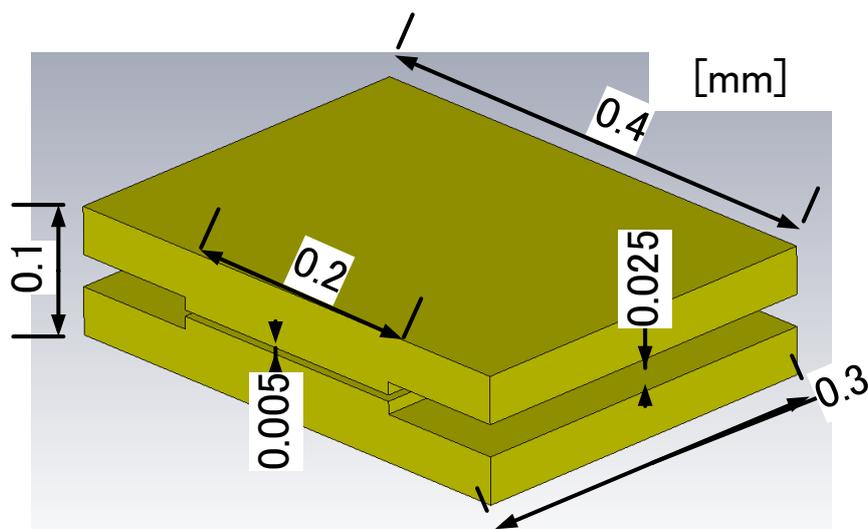
Fig. 5.21 Simulation results of choke

5.3.2.2 部分透過鏡設計

次に部分透過鏡の設計を行った。部分透過鏡は可動導波管側と固定導波管側の 2 種類が必要となり、最初に可動側の部分透過鏡を設計した。設計目標は使用帯域内で $|S_{21}| = -20 \pm 1$ dB である。設計した部分透過鏡を図 5.22(b)に示す。広帯域に平坦な特性を得ることができるリッジ構造としている。部分透過鏡を含むシミュレーションモデル全体を、図 5.22(a)にシミュレーション結果を図 5.23 に示す。図 5.23 より使用帯域内の $|S_{21}|$ は -20 dB ± 0.5 dB 程度となっており、設計目標を満たしていることが分かる。次に、固定側部分透過鏡について設計を行った。設計目標可動側と同様である。部分透過鏡は金属板に H 面にスリットを入れる構造で十分な特性が得られたため、可動導波管側と異なりリッジ構造を採用していない。部分透過鏡を含むシミュレーションモデル全体を図 5.24 にシミュレーション結果を図 5.25 に示す。図 5.25 より使用帯域内の $|S_{21}|$ は -20 dB ± 0.5 dB 程度となっており、設計目標を満たしていることが分かる。



(a) E-plane cross section



(b) Half-mirror

Fig. 5.22 Simulation model of movable waveguide side half-mirror

5. FPW フィルタの高周波化

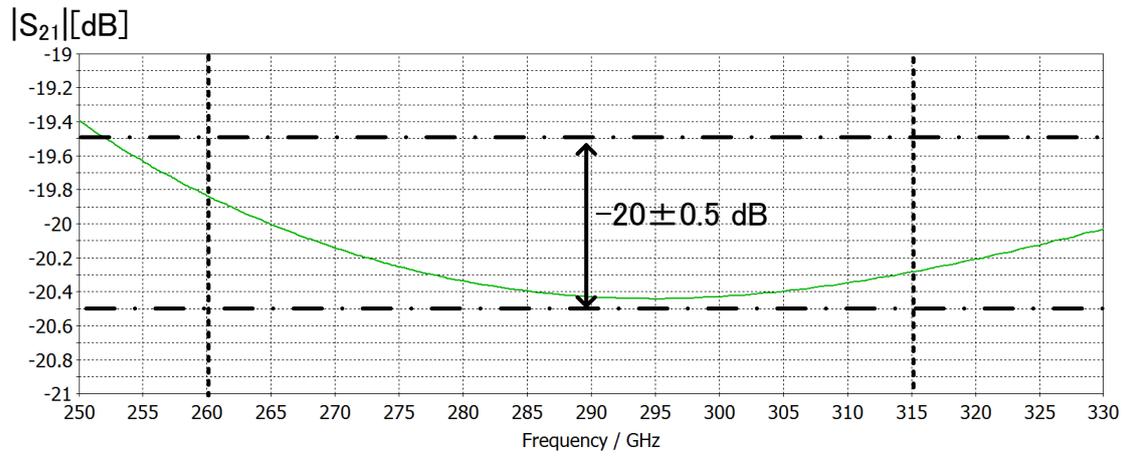
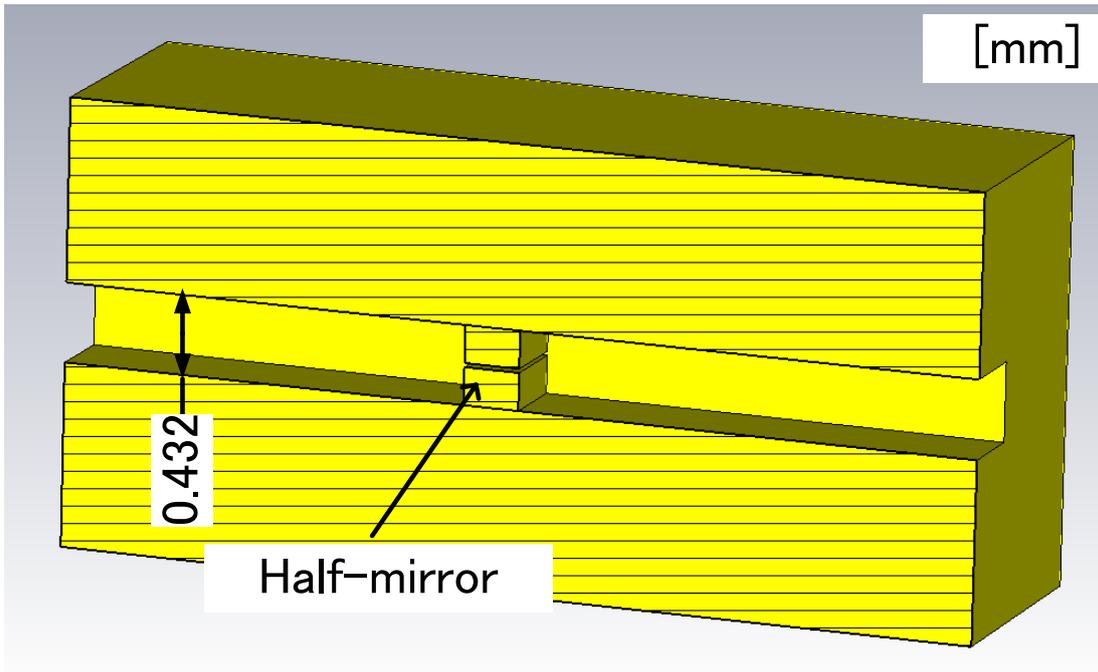
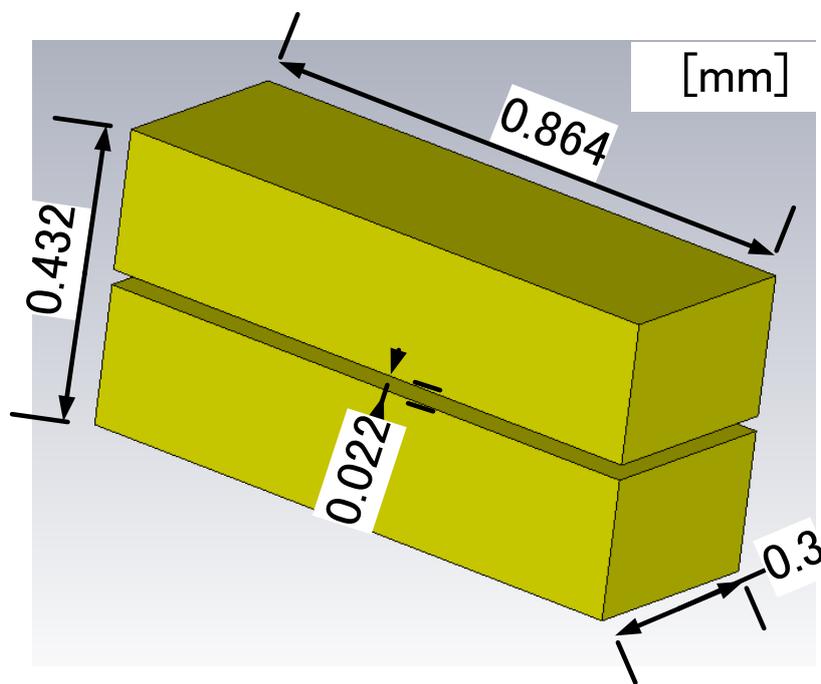


Fig. 5.23 Simulation results of movable waveguide side half-mirror



(a) E-plane cross section



(b) Half-mirror

Fig. 5.24 Simulation model of fixed waveguide side half-mirror

5. FPW フィルタの高周波化

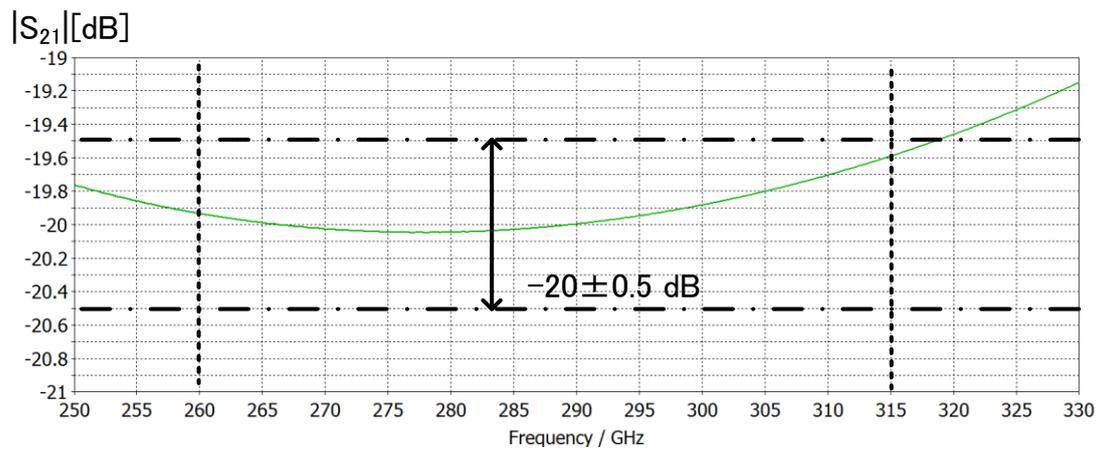
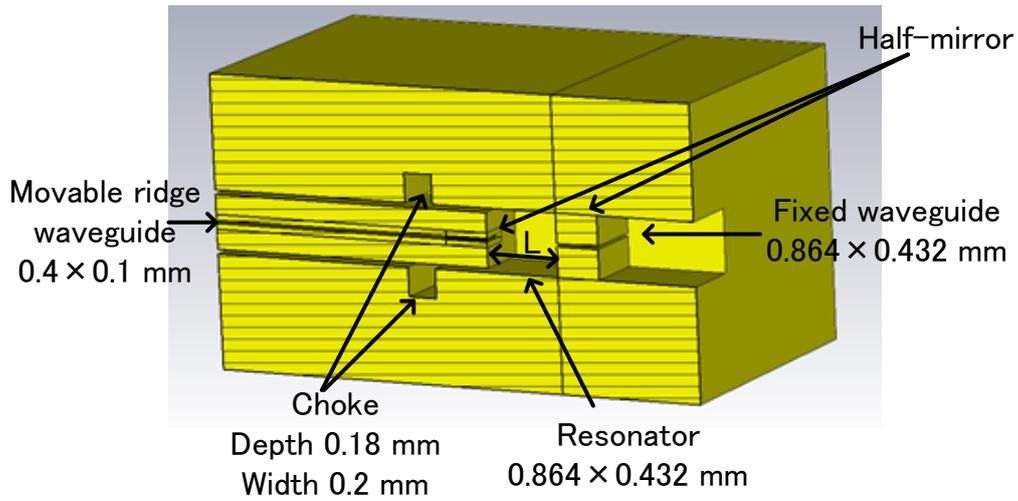


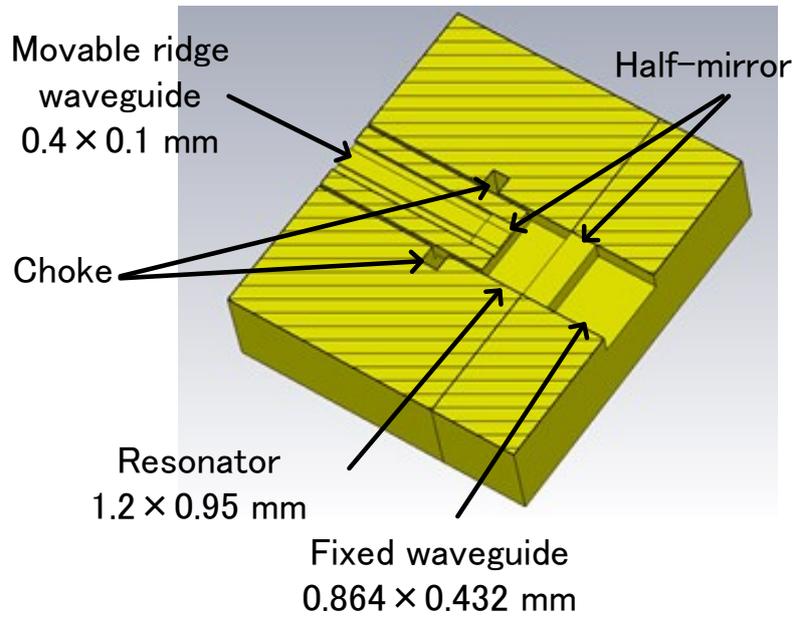
Fig. 5.25 Simulation results of fixed waveguide side half-mirror

5.3.3 FPW フィルタ設計結果

これまでの検討結果を総合し、FPW フィルタ全体を設計した。設計した FPW フィルタを図 5.26 に示す。また、シミュレーション結果を図 5.27 に示す。なお、使用帯域内での挿入損失を抑制するため、チョーク深さの最適化を行っている。図 5.27 より使用帯域高域での阻止量の低下はみられず、BRF を使用せずにチューナブルフィルタフィルタを実現できていることが分かる。使用帯域内 (260 ~ 315 GHz) の挿入損失は、315 GHz に近づくにつれて増加している傾向がみられるが、使用帯域全体で 10 dB 以下であり、スペクトラムアナライザのプリセクタとしては十分な特性である。なお、この損失の増加に関しては、可動導波管先端とチョークの間に共振が生じることで引き起こされるチョーク性能の劣化が原因だと想定される。



(a) E-plane cross section



(b) H-plane cross section

Fig. 5.26 Simulation model of designed filter

5. FPW フィルタの高周波化

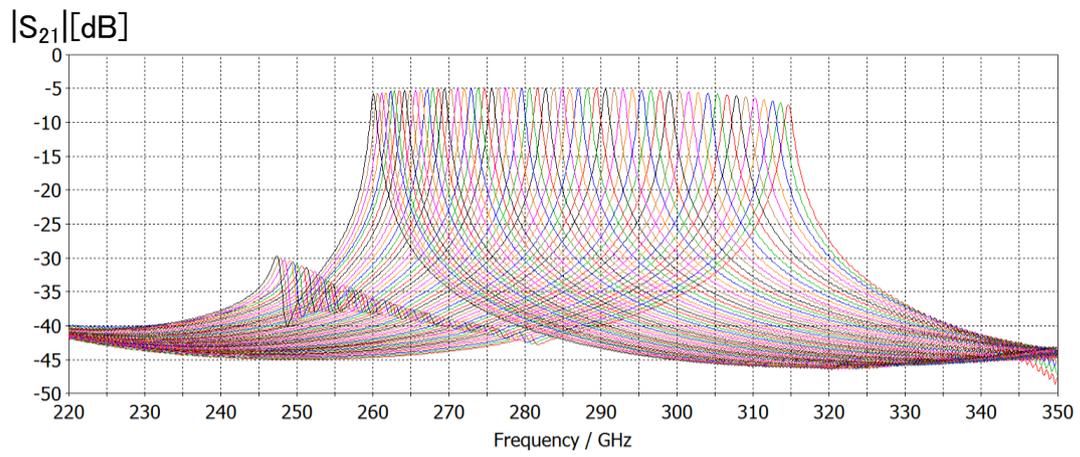


Fig. 5.27 Simulation results of designed filter ($L = 0.54 \sim 0.815$, step = 0.005 [mm])

5.4 おわりに

本章では FPW フィルタの 300 GHz 帯での実現性を確認するため、シミュレータを用いて標準導波管方式、リッジ導波管方式それぞれについて設計を行った。その結果、標準導波管方式は、不要な共振による透過を抑制するための BRF や HPF が必要ではあるが、比帯域 20%の周波数可変幅を実現することが可能であることが分かった。また、リッジ導波管方式は、標準導波管方式に比べ不要な共振などがなく、簡易な構成で設計で同様な使用帯域を実現可能であることが分かった。しかしながら、標準導波管方式に比べ可動導波管が小型であることから機構の部品の製作難易度が高くなることが想定される。

これらの結果から、300 GHz 帯での FPW フィルタの実現性が確認できた。今後、製作難易度を下げるためのさらなる設計検討を行うとともに、試作器を製作し実機による評価を行うことが必要である。

5.5 参考文献

- [5-1] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 63, no. 5, pp. 1320-1327 (2014-5)
- [5-2] 河村尚志, 大谷昭仁 : “ミリ波帯チューナブルフィルタの周波数可変範囲拡大法の提案” , 電気学会論文誌 A, Vol.135, No.12, pp.736-742(2015-1)
- [5-3] T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Reduction of Insertion Loss in Millimeter-Wave Tunable Filter Over 100 GHz", Proceedings of 2013 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.194-196 (2013-12)
- [5-4] J. Helszajn, "Ridge waveguides and passive microwave components," IEE ELECTROMAGNETIC WAVES SERIES 49, The Institution of Electrical Engineers, 2000.

6. 結論

6.1 本論文のまとめ

本論文では、ミリ波帯でスペクトラムアナライザのプリセクタとして使用できるチューナブルフィルタの開発、低損失化技術、広帯域化、高周波化技術による高機能化を目的としている。このため、本研究では、①FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる実現法の研究、②FPW フィルタの低損失化技術の研究、③FPW フィルタの広帯域化技術の研究、④FPW フィルタの高周波化技術の研究を研究課題とした。以下に、本研究の各章において得られた成果を要約する。

第1章では、まず、近年の移動通信の発展に伴うモバイルトラフィック増大に対する要求と、無線システムの高機能化からミリ波帯・テラヘルツ帯の利用が重要になっていることを示した。さらにミリ波帯の無線システムの開発のためには、高機能なスペクトラムアナライザが必要であり、その鍵がプリセクタとして用いるチューナブルフィルタの実現にあることを示した。さらに、チューナブルフィルタについて概要と、現状の課題を示すとともに、本研究の目的と意義、波及効果について明らかにした。最後に、本論文の構成について説明した。

第2章では、従来の課題を解決できるFPW フィルタを提案し、その動作原理をファブリペロー共振器の理論とシミュレーションにより明らかにした。さらに、半導体製造技術を応用したシリコン部分透過鏡を用いた試作機を設計・製造し、その評価結果より広帯域な周波数チューニングが可能であることを実証した。

第3章では、FPW フィルタの挿入損失増加の原因をシミュレーションにより解析した。さらに固定フィルタの実機評価より、ミリ波帯における金属材料のシミュレーションに適用すべき定数を明らかにした。これらの検討結果を反映した試作を行い、挿入損失の低減の効果を実証した。

第4章では、FPW フィルタの可動導波管にリッジ導波管構造を用いることで、周波数可変幅を導波管フルバンドに広げることができる可能性を示した。また、実機による検証により本技術の効果を示した。さらに、実測とシミュレーションの比較による検討により、製造上での留意点についても示した。

第 5 章では、300 GHz 帯の FPW フィルタの設計を行った。機構設計上必要な寸法に留意しながらシミュレータにより設計結果の検証を行い、300 GHz 帯に置いても FPW フィルタを実現できる見通しを示した。

第 6 章として、本結論を示した。

6.2 将来展望

以上、本論文では、「ミリ波帯チューナブルフィルタの高機能化に関する研究」と題し、上記に述べた問題点を解決するために、FPW フィルタの提案とシリコンミラーによる実現技術、FPW フィルタの低損失化技術、FPW フィルタの広帯域化技術に関する研究成果を示した。

本研究で得られた成果は、第 1 章でも述べたように、ミリ波帯のスペクトラムアナライザの実現に留まるものではなく、信号発生器等の各種測定器の実現やこれらの測定器を用いた無線システムの開発を大きく後押しするものであると考える。さらに、FPW フィルタはミリ波帯以外でも実現の可能性が高く、今後テラヘルツ帯への応用も想定される。

このため、今後は本研究成果が、無線システムのさらなる高機能化の実現や、電波資源の有効活用に寄与することを期待する。

謝辞

本論文は、著者がアンリツ株式会社 R&D 統轄本部 R&D センターで進めてきた研究をまとめたものである。研究成果を完成させるにあたり多くの方からご指導、ご助言をいただいた。

本研究の遂行ならびに本論文を纏めるにあたり、格別なるご指導、ご鞭撻を受け賜りました日本大学大学院理工学研究科 電子工学専攻 大谷 昭仁教授に深く感謝申し上げます。

本論文を纏めるにあたり、電子工学専攻 三枝 健二教授、電子工学専攻 作田 幸憲教授には貴重なご教示をいただきました。ここに、深く感謝申し上げます。

本研究を行う機会を与えて下さいました元アンリツ株式会社 R&D 統轄本部コアテクノロジーR&D センター 内野 政治センター長、技術本部 高橋 敏彦本部長に深く感謝いたします。

実験及び解析の面で、数々のご協力を頂きましたアンリツ株式会社技術本部先進技術開発センター 野田 華子副センター長、布施 匡章課長、待鳥 誠範主幹研究員、下田平 寛主任、木村 幸泰主任、新井 茂雄主任に厚く御礼申し上げます。

最後に、本研究に貴重な資金提供をしていただいた総務省 電波資源拡大のための研究開発事業に深く感謝いたします。

研究業績リスト

1. 査読付学術論文誌
 - 1) T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 63, no. 5, pp. 1320-1327 (2014-5)
 - 2) 河村尚志, 大谷昭仁 : “ミリ波帯チューナブルフィルタの周波数可変範囲拡大法の提案” , 電気学会論文誌 A, Vol.135, No.12, pp.736-742(2015-1)

2. 国際学会プロシーディング
 - 1) T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani, "Novel Tunable Filter for Millimeter-Wave Spectrum Analyzer over 100 GHz," 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, pp. 641-646 (2013-5)
 - 2) T. Kawamura, H. Shimotahira, and A. Otani : "Reduction of Insertion Loss in Millimeter-Wave Tunable Filter Over 100 GHz", Proceedings of 2013 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.194-196 (2013-12)
 - 3) T. Kawamura and A. Otani : "Proposal to Expand Frequency Tuning Range in Millimeter-Wave Band Tunable Filter", Proceedings of 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, FR1G-38, pp.1270-1272 (2014-11)

3. その他
 - 1) 河村尚志・大谷昭仁 : 「ミリ波帯チューナブルフィルタの提案」 , 電気学会計測研究会資料, IM-12-004, pp.17-21 (2012-1)
 - 2) 河村尚志・大谷昭仁 : 「ミリ波帯チューナブルフィルタの試作評価」 , 電気学会計測研究会資料, IM-12-028, pp.33-38 (2012-6)
 - 3) 河村尚志・待鳥誠範: 「300 GHz 帯チューナブルフィルタの設計」 , 電気学会計測研究会資料, IM-15-035, pp.7-11 (2015-11)

- 4) 河村尚志・待鳥 誠範: 「300 GHz 帯リッジ導波管方式 FPW フィルタの設計」,
電気学会計測研究会資料, IM-16-014, pp.75-79 (2016-2)