

博士学位論文

移動体通信用特性独立可変  
帯域通過フィルタに関する研究

東北大学大学院工学研究科

通信工学専攻

河合 邦浩

## A Study on Multi-Characteristics Independently Tunable Bandpass Filters for Mobile Communications

**ABSTRACT :** Data traffic over the mobile communication network has rapidly increased since the start of the third generation mobile communication (3G) and is expected to grow to four times of that in 2018 by 2022. This is because subscribers of mobile communication are still increasing strongly and the usage of the mobile communication is expanding from the text-based communication like SNS and e-mail to rich contents as HD video streaming that requires large amount of data and broad bandwidth. Introduction of new operation bands has been one method to expand a capacity for mobile communications for accommodating the growth of mobile data traffic. Currently, approximately sixty bands have been assigned for the mobile phone system, and further increment of the operation band will be unavoidable. Therefore, it is required that radio communication apparatus for the mobile communication adapt to a large number of operation bands. Applying tunability of a center frequency, bandwidth, and attenuation slope to bandpass filters, one of important components in the radio communication apparatus, is an important key for answering the requirements. Furthermore, it is desired that these three characteristics, the center frequency, bandwidth, and attenuation slope, can be tuned independently for simplify the tuning scheme and implementation of the bandpass filter. This paper proposes bandpass filters for mobile communication systems that can tune these characteristics independently. The proposed filters are designed with distributed circuit components on planer substrates and switches.

Chapter 2 presents a center frequency tunable filter that has a capability to achieve a large number of center frequencies. A novel resonator structure is proposed to realize a lot of resonant frequencies that define the center frequency of the bandpass filter. The proposed structure applies comb-shaped transmission line and switches located between two teeth of comb, which utilizes a nature that the high frequency current concentrates at edges of the transmission line. The resonant frequency is defined according to combinations of switch state because switch changes the current distribution on the resonator to vary a reactance value of the resonator. A two-pole center frequency tunable filter employing proposed resonators is fabricated and the measured results confirm that the bandpass filter can realize a lot of frequency responses of which center frequencies are different.

Chapter 3 addresses attaining independent tunability of center frequency and bandwidth. A resonator is proposed to have multiple resonant modes and a resonant frequency for each resonant mode can be tuned separately. The proposed resonator consists of a ring resonator, three tunable capacitors attached to the ring resonator at regular interval, and multiple switches that connect the ring resonator to the ground. The resonant frequency for

determining the center frequency is changed by the tunable capacitors. The resonant frequency that defines the bandwidth varies according to the location of on-state switch to the ground without shifting the resonant frequency that defines the center frequency. This unique feature provides the independent tunability of the center frequency and bandwidth to the bandpass filter. This independent tunability is verified by the characteristics of the bandpass filter using the proposed resonator.

Chapter 4 discusses a bandpass filter that is capable of tuning not only the center frequency and bandwidth but also the attenuation slope. In this chapter, a novel dual-functional circuit is proposed. A coupled transmission line and switches construct this dual-functional circuit. Switches are located between two transmission lines of the coupled transmission line. One of the transmission line of the coupled transmission line is also connected to the ground via switches. This dual-functional circuit can work as a transmission line or tunable resonator that can change its resonant frequency as well as bandwidth independently, and the functionality can be chosen according to states of switches. This dual-functionality allows forming resonators and coupling circuits arbitrary on the coupled transmission line, which makes it possible to increase or decrease the order of the bandpass filter flexibly. A circuit structure of the bandpass filter using the dual-functional circuit is presented and characteristics of the bandpass filter demonstrate the center frequency, bandwidth and attenuation slope independently tunable filter is feasible.

As described above, a technology for independent tuning for multiple characteristics of bandpass filter was developed. The author believes that this technology contributes the further advancement of the mobile communication.

# 目次

第 1 章 序論.....	3
1.1 移動体通信の現状.....	3
1.2 特性を可変とする BPF.....	11
1.3 本論文の構成.....	18
1.4 まとめ.....	19
第 2 章 くし歯形構造の共振器とスイッチにより中心周波数を多数変更可能としたフ ィルタ.....	20
2.1 共振器の共振周波数可変手法.....	20
2.2 提案する可変共振器を用いた BPF.....	39
2.3 まとめ.....	48
第 3 章 共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な可変リング共振器を用いた中心周波 数・帯域幅独立可変 BPF.....	49
3.1 共振周波数・帯域幅独立可変リング共振器.....	49
3.2 可変リング共振器を用いた中心周波数、帯域幅独立可変 BPF.....	78
3.3 まとめ.....	92
第 4 章 結合線路と SW による 2 機能切替回路を用いた中心周波数、帯域幅、減衰特性 を独立に変更可能なフィルタ.....	93
4.1 減衰特性を可変とするフィルタの構成.....	93
4.2 結合線路と SW で構成された 2 機能切替回路.....	98
4.3 結合線路と SW による 2 機能切替回路を用いた中心周波数・帯域幅・減衰特性 独立可変フィルタ.....	119

4.3	まとめ.....	134
第5章	結論及び今後の展望.....	136
5.1	結論.....	136
5.2	今後の展望.....	137
5.3	結び.....	141
	参考文献.....	142
	付録 略語表.....	146
	本論文に関わる業績.....	148
	学術論文.....	148
	国際会議(査読付き).....	148
	謝辞.....	150

# 第 1 章

## 序論

第 1 章では、移動体通信の現状を説明し、複数の特性を可変とする帯域通過フィルタの必要性を述べる。これまでの研究から特性を可変とする帯域通過フィルタにおける課題を明らかにする。この課題から本研究の目的を導き出すとともに、本論文の構成を示す。

### 1.1 移動体通信の現状

#### 1.1.1 移動体通信利用者の増大と利用周波数帯の増大

電波を利用し利用者がどこにいても、他者とコミュニケーションすること、世界中から様々な情報を取得すること、逆に世界中へと情報を発信することを可能とする移動体通信は、現代生活の重要な基盤となっている。移動体通信を代表する携帯電話システムは、当初は自動車に搭載される自動車電話システムであり、1949 年に米国セントルイスでサービスが開始され、日本では 1979 年にサービスが開始された[1.1]。その後端末は車載型以外にも肩掛け型や手に持つタイプのものが開発され、いわゆる現代の形に近い携帯電話サービスは、日本では 1987 年に開始された。

携帯電話システムは当初はアナログ方式であったが、その後狭帯域のデジタル方式へと変化した。現在はアナログ方式を第 1 世代移動通信(1G)、狭帯域のデジタル方式を第 2 世代移動通信(2G)と呼んでいる。デジタル化に伴い端末の小型化は飛躍的に進んでいった。2G では、欧州の GSM、米国の US-TDMA、日本の PDC など地域ごとに通信規格が異なり、利用者が海外で携帯電話を利用するためには、普段利用している端

末ではなく、渡航先で利用可能な端末を用意する必要があった。

これに対し世界で共通に利用可能なデジタル方式の携帯電話システム（第3世代移動通信：3G）の開発は、1980年代にはITUで始まり、1990年にはITU-Rから勧告「次世代公衆陸上移動通信システム」が発表された[1.2]。1998年には3Gの標準化団体である3GPPが誕生し世界共通規格の策定に取り組んだ。3Gでは世界共通で利用可能なことに加え、2Gより高速な最大2Mbpsの通信速度を目指した。日本における3Gサービスは2001年に開始され、順次世界でサービスが開始されていった。現在ではより高速な第4世代移動通信(4G)であるLTEやLTE-Aがサービスをしており、さらに一層の高速化と携帯電話端末以外の多様かつ多数な機器との通信を目指す第5世代移動通信(5G)のサービスも一部の地域では開始されている。

当初は欧州、米国、日本が中心であった携帯電話の利用は世界中に広まり、その利用者数は上昇を続けている。図1.1は携帯電話利用者数の変遷を示したものである[1.3]。

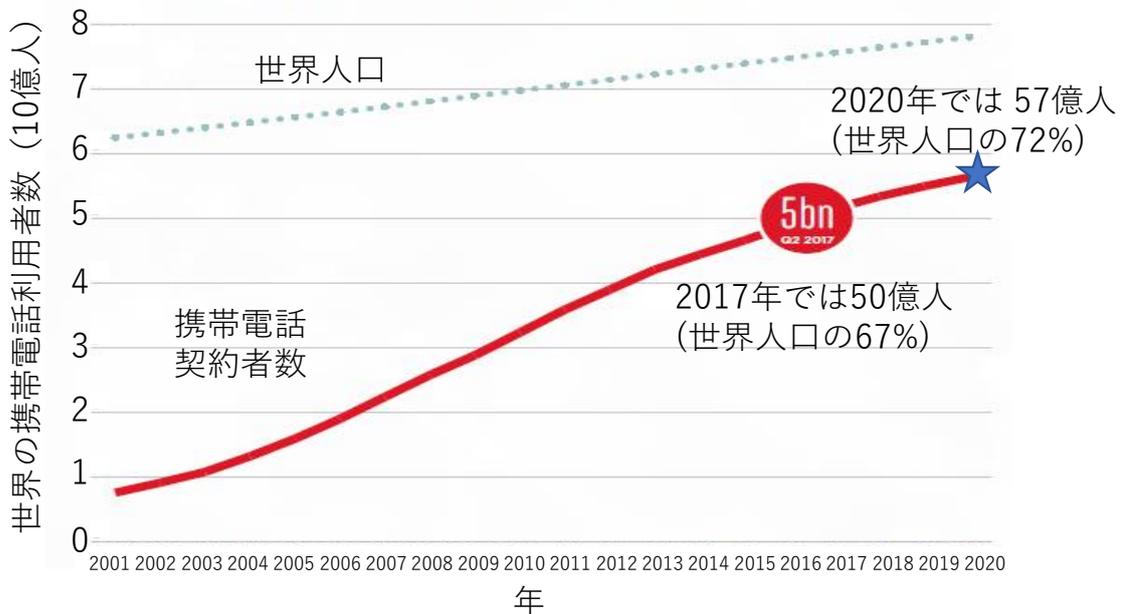


図 1.1 携帯電話利用者の変遷[1.3]

3G が開始された 2001 年には 10 億人にも満たない利用者数であったが、2017 年には 50 億人に達し、これは世界人口の 67%にも上る。さらに 2020 年には 57 億人の利用者数が見込まれ、これは世界人口の 72%までになる。このように、携帯電話をはじめとする移動体通信の利用者は今後も増加することが見込まれ、移動体通信で利用されるデータ量も増加することが予測される。

移動体通信で利用されるデータ量を考える場合、その利用形態も重要な要因である。

図 1.2 は、利用形態ごとに分類した携帯電話で通信されたデータ量である[1.3]。

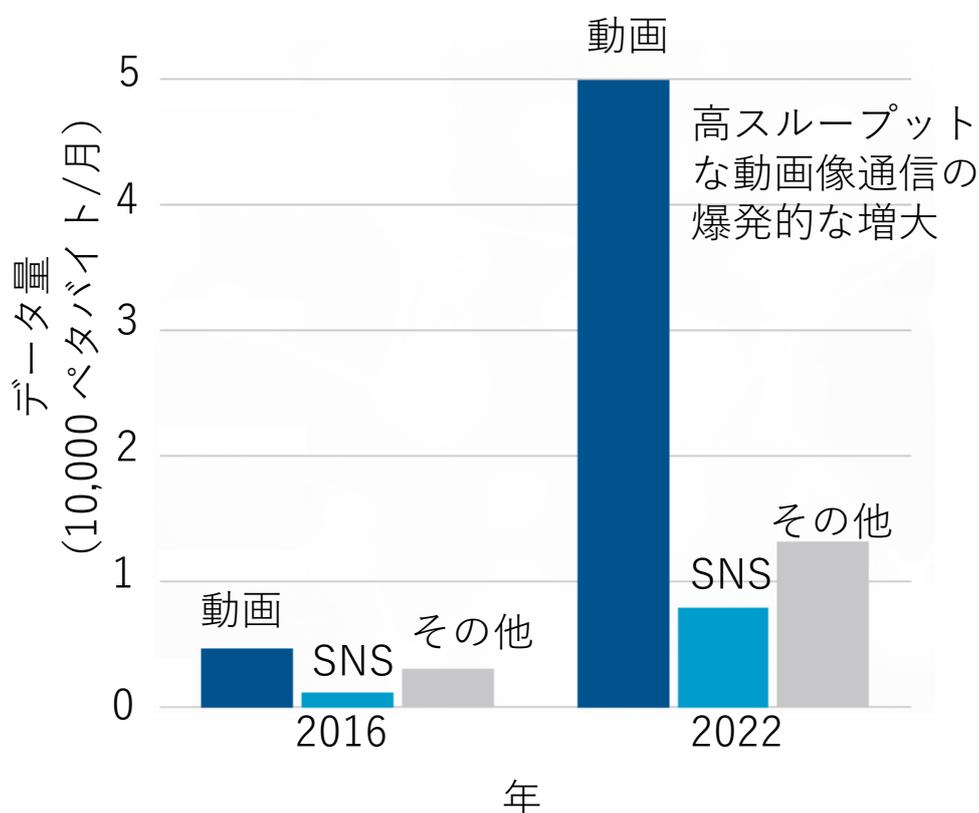


図 1.2 利用形態ごとに分類した携帯電話で通信されたデータ量[1.3]

2016 年においてはまだ動画視聴の用途に使われたデータ量は 1 月あたり 5,000 ペタバイト（ペタ=10<sup>15</sup>）未満であったが、2022 年には 10 倍の 1 月あたり 50,000 ペタバイト

トの利用が見込まれている。これはスマートフォンの普及により、携帯電話の用途が拡大し、高いスループットを要求するリッチなコンテンツを楽しむようになるためと考えられる。

このように利用者の増大のみならず、リッチコンテンツの利用拡大も要因として、移動体通信におけるデータ量は、図 1.3 に示す様に年々増大することが見込まれる[1.4]。

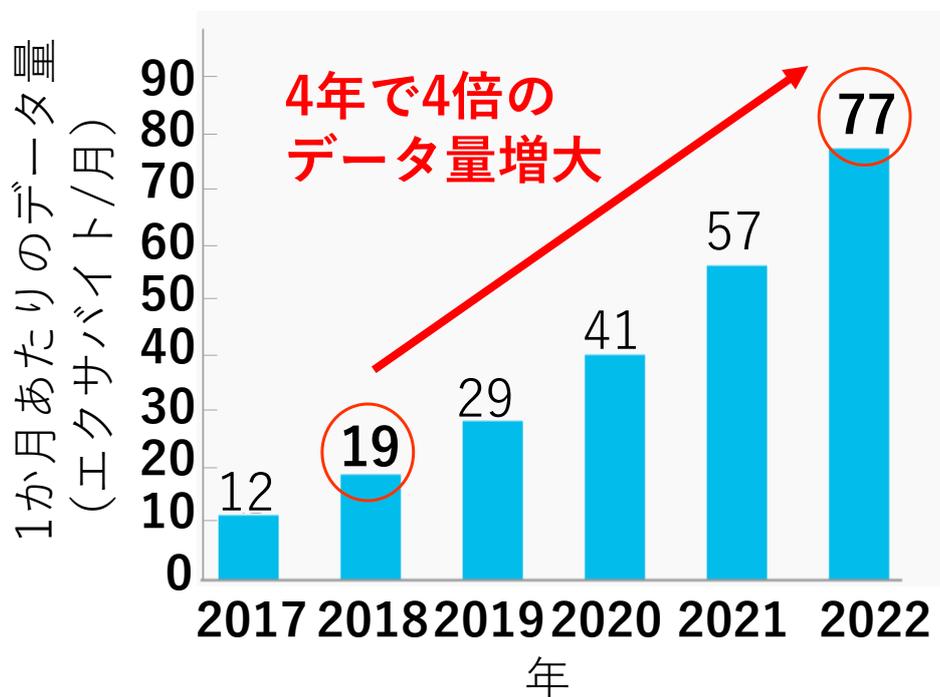


図 1.3 世界の移動体通信において利用されるデータ量[1.4]

2018年には1月あたり19エクサバイト（エクサ=10<sup>18</sup>）であるのに対し、2022年では約4倍の1月あたり77エクサバイトのデータ量が見込まれるなど、今後も着実に増大することが予想され、これに対応すべく通信容量を拡大することが急務である。

通信容量の拡大には、1Hzあたりの伝送量を増大させるための変復調技術の開発や、1つの基地局がカバーするエリアを小さくするマイクロセル化などの方法もあるが、利

用する周波数帯（バンド）の増大も有効な方法であり，携帯電話にはこれまでも様々なバンドが導入されてきた．図 1.4 は 3GPP において仕様化された携帯電話で利用している，もしくは利用が検討されているバンドの数をまとめたものである[1.5]-[1.8]．

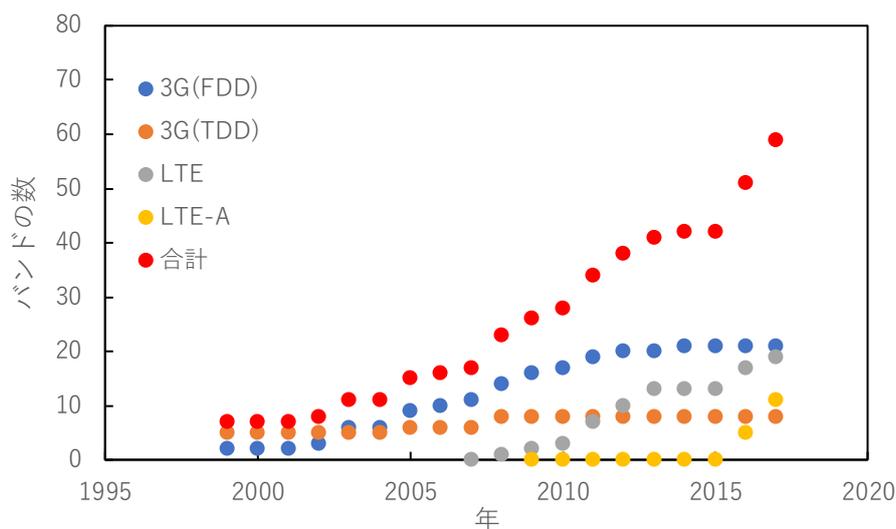


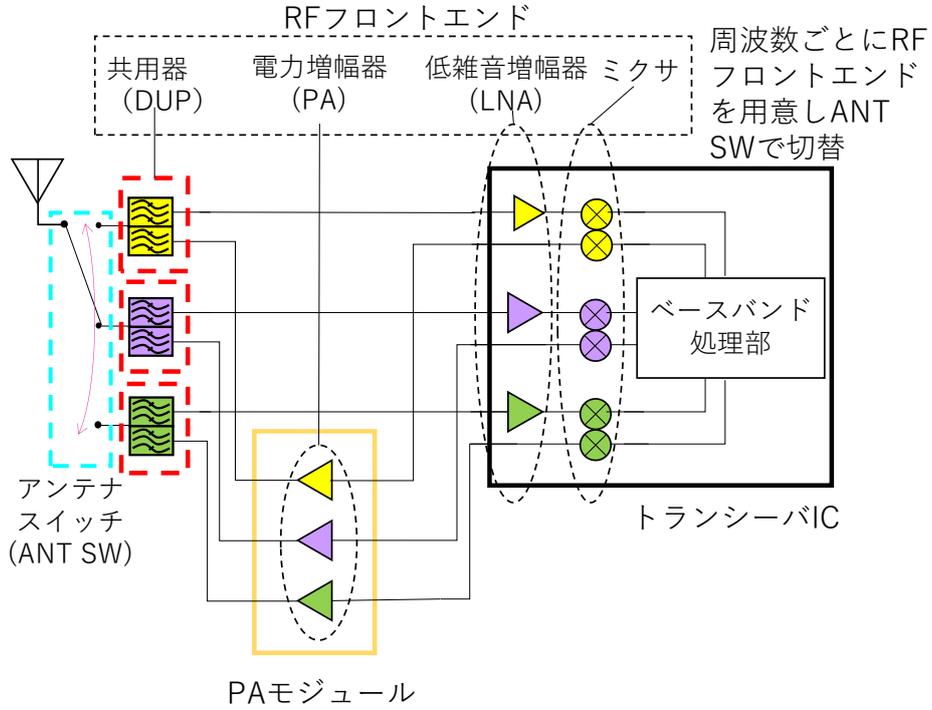
図 1.4 携帯電話で利用されているもしくは利用が検討されているバンドの数.

2001 年頃にはバンドの数は 10 未満に過ぎない数であったが，2017 年ではほぼ 60 となるなど様々なバンドが利用もしくは利用が検討されている．これらのバンドは，地域ごとにさまざまに利用されている．またここでは携帯電話のバンドについてのみ述べているが，WLAN や Bluetooth 等の他の移動体通信システムでは，2.4 GHz, 5 GHz, 60 GHz の，携帯電話とは異なったバンドが利用されている．

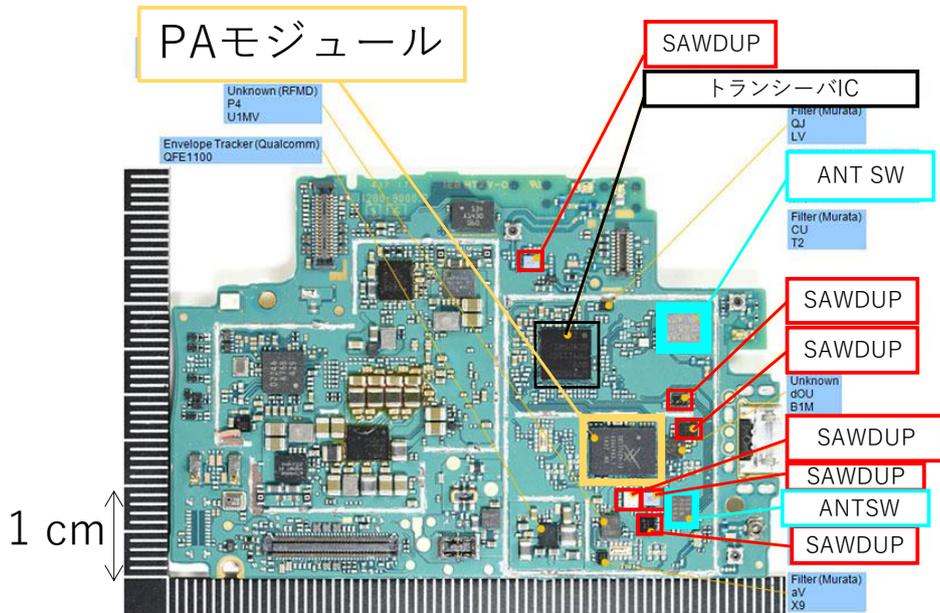
### 1.1.2 移動体通信に用いられる通信装置における様々なバンドへの適応

このように移動体通信には様々なバンドが利用されるため，これに用いる通信装置は様々なバンドに適応する必要がある．利用者とともに様々な地域に移動し利用される端末においては，その地域に割り当てられたバンドに適応するため，バンドごとに設計された RF 回路部品が搭載され，それらを利用バンドに応じて切替える方法を用いている．

図 1.5 はその概念図と実際のスマートフォン内の基板の写真である。



(a) 概念図



(b) スマートフォン内の基板写真[1.9]

図 1.5 端末における様々なバンドへの適応方法

アンテナを送信と受信で共用するための共用器(DUP)は各バンド用に複数搭載され、アンテナスイッチ(ANT SW)により切り替えている。受信信号を増幅する低雑音増幅器(LNA)や周波数変換を行うミキサについても様々なバンドに対応するため複数搭載されているが、これらはベースバンド処理部と共にトランシーバ IC 内に集積されている。送信信号を増幅する電力増幅器(PA)も同様に複数あるが、これらは PA モジュール内に集積されている。DUP, LNA, PA, ミキサは RF フロントエンドと呼ばれ、一部 IC やモジュールに集積化させているものの、それぞれのバンドに対応する RF フロントエンドを適切に切り替えることで、様々なバンドに対応していると言える。このように様々なバンドに対応するための部品、回路があるため、適応すべきバンドの数が増えるほど、部品点数や回路面積が増大することが課題である。

次に基地局の場合について述べる。図 1.6 に[1.10]を基に簡略化した基地局の RF 部の構成を示す。

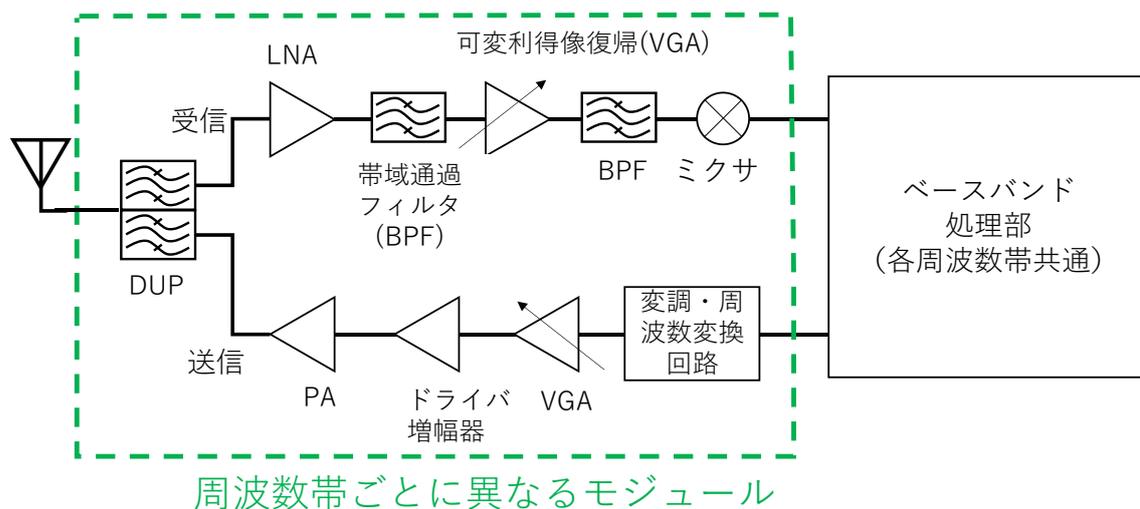


図 1.6 基地局の RF 部の構成例

基地局は移動することがないため、その地域に割り当てられている周波数に合わせて設計された回路を用いる。回路には DUP, LNA, 帯域通過フィルタ(BPF), 可変利得アンプ(VGA), ミクサ, 変調・周波数変換回路, ドライバ増幅器, PA 等があり, これらはバンドごとにまとめてモジュール化されている。携帯電話のオペレータはそれぞれの周波数にあったモジュールを購入して利用すればよいが, 基地局メーカーは様々なオペレータに対応するため, 多種多様なモジュールを用意しなければならず, コストの増大につながるものが課題である。

このように様々なバンドに適応するための課題を解決するため, 1つの考え方としては様々なバンドをすべてカバーするよう, 広帯域な特性を持つ回路を利用することが挙げられる。図 1.7 に RF 回路を機能ごとに分類し, 各回路において広帯域化の適用可能性を示す。

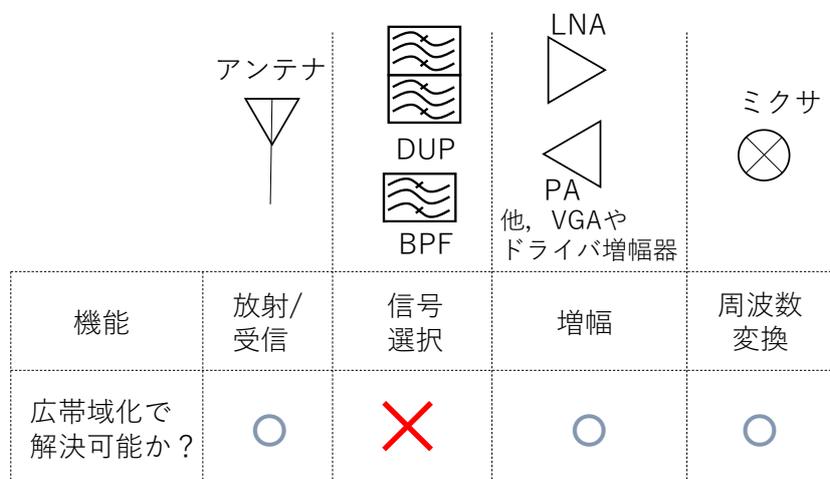


図 1.7 広帯域化の適用可能性

電波の放射及び受信を行うアンテナ, 信号を増幅する LNA, PA 等の増幅器, 周波数を変換するミクサは広帯域化を適用可能であるが, 信号を選択する機能を有する DUP と BPF は適用不可能である。これは, これらの回路が所望の周波数にある信号を得る

ため、他の周波数にある不要な信号を抑圧することで信号を選択するため、これを広帯域化すれば不要な信号も選択することとなり、本末転倒となるためである。このため BPF と BPF の組み合わせからなる DUP においては、その周波数特性を可変とすることが様々な周波数へ適応するために必要であり、これが可能であれば、RF フロントエンドを 1 系統化することが可能となり、端末においては部品点数の削減や回路の小型化、基地局においてはモジュール数の減少による低コスト化を図れるであろう。

そこで本論文では、周波数特性を変更可能な BPF の実現に向け、周波数特性の可変方法について検討し、その結果開発した優れた特徴を有する特性可変方法について述べるものとする。

## 1.2 特性を可変とする BPF

### 1.2.1 可変とすべき特性

BPF において可変すべき特性を図 1.8 に示す。なお周波数特性を可変とする BPF を可変 BPF と呼ぶこととする。

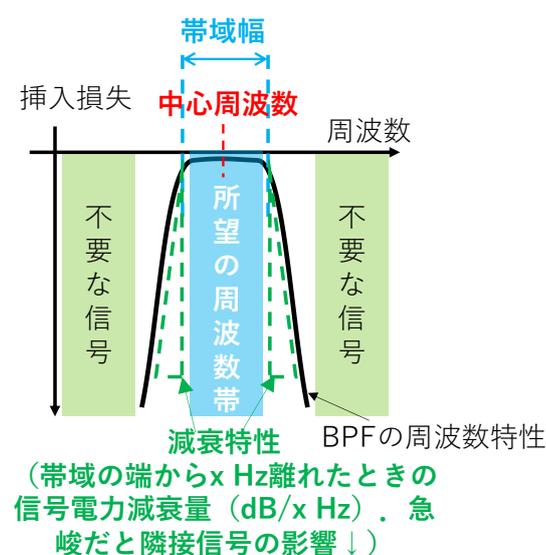


図 1.8 BPF の特性

BPF は所望のバンドにある信号は低損失で通過させ、他の周波数にある不要な信号は抑圧する周波数特性を有する。通過する信号のバンドを通過帯と呼び、その中心となる周波数を中心周波数と呼ぶ。また通過帯の幅を帯域幅と呼び、絶対的な帯域幅として Hz で表す場合と、帯域幅を中心周波数で除した比帯域幅を用い%で表す場合がある。所望のバンドの外側の周波数にある不要信号をどれだけ抑圧できるか、は重要なフィルタの性能を表す指標である。ここではこれを減衰特性と呼び、通過帯の端部周波数から  $x$  Hz 離れた周波数における減衰量(dB)から通過帯における最小挿入損失(dB)を差し引いた量(dB/x Hz)で表すものとする。

図 1.9 は[1.5]-[1.8]を基に携帯電話において利用もしくは利用が検討されているバンドの中心周波数と帯域幅をまとめたものである。

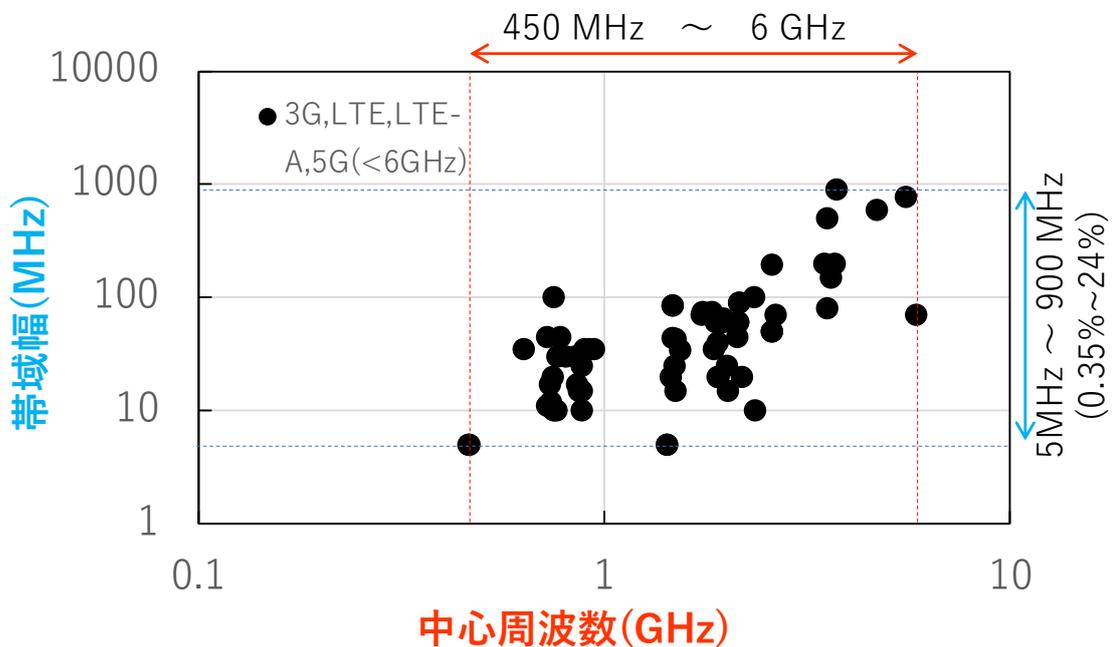


図 1.9 携帯電話のバンドにおける中心周波数と帯域幅

中心周波数は 450 MHz から 6 GHz までである中で、帯域幅も 5 MHz から 900 MHz、比

帯域幅にして 0.35% から 24% までと様々である。また不要な信号のある周波数と所望のバンドとの周波数差はバンドによってまちまちである。以上の点から、可変 BPF において可変とすべき特性は、

- ① 中心周波数
- ② 帯域幅
- ③ 減衰特性

の 3 つ全てとする。

### 1.2.3 可変 BPF の分類と目指すべき可変 BPF の姿

可変 BPF について、その構造、可変の形態、可変とする特性の 3 つの観点から分類すると、図 1.10 のような分類が考えられる。

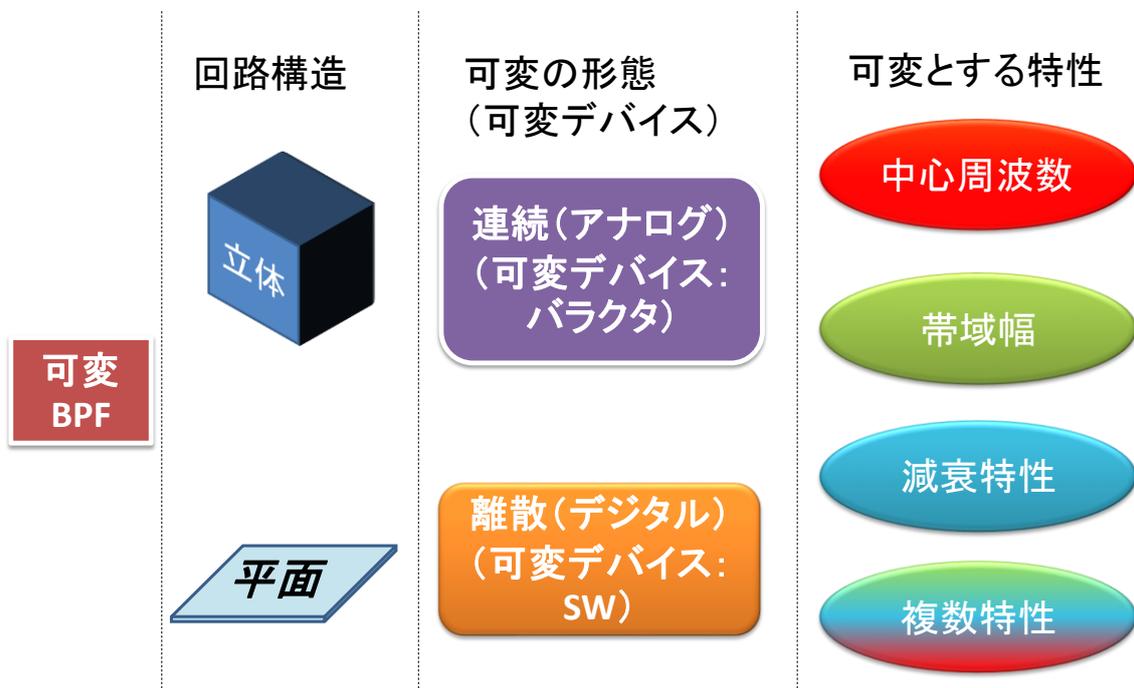


図 1.10 可変 BPF の分類

まず回路構造においては、導波管や SIW のような立体構造のものと、マイクロストリ

ップ線路や CPW のような平面構造のものがある。可変の形態については、使用する可変デバイスによって分類される。デバイスの特性が連続的に変わるバラクタを用いた場合には、フィルタの特性可変形態は連続可変となる。一方スイッチ(SW)のように状態がオンとオフの2種類しかない場合、フィルタの特性可変形態は離散可変となる。最後に可変とする特性においては、中心周波数、帯域幅、減衰特性の各特性のみを可変とする単一特性可変の場合とこれらを複合的に変更可能な複数特性可変の場合がある。

以上の分類を踏まえて、移動体通信に適した可変 BPF を考えてみる。移動体通信において可変 BPF に求められる項目を以下に示す。

- 1) 中心周波数・帯域幅・減衰特性を可変であること
- 2) 低歪であること
- 3) 容易に作製かつ運用が可能であること

1)については、前節に示した通り、移動体通信のバンドに応じて中心周波数・帯域幅が異なり、隣接する不要な信号の周波数が異なるためである。ただし、バンドの数は多いものの数は限られており、十分な数の特性を得られるのであれば、離散的な可変であってもかまわない。2)については、移動体通信において回路の非線形性によって規定以上の不要な信号を放射することは認められないことと、スループットを高くするため QAM 等の多値変調を用いる場合、回路には高い線形性が求められるためである。3)については、可変 BPF が数多く生産される可能性があるため構造は単純であることが求められると共に、BPF 搭載時に回路面積を増やすような複雑な制御は回避すべきであるためである。以上から、移動体通信用可変 BPF において求められるものとして、以下の3点を示す。

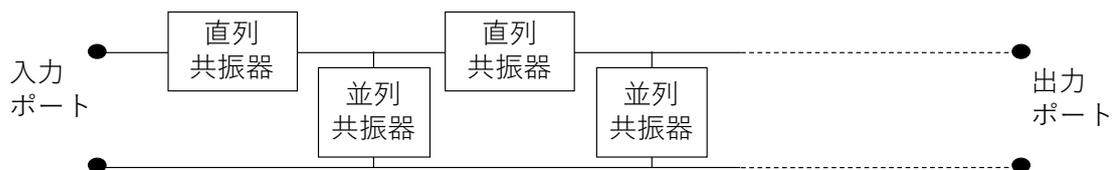
- 1) 構造が単純な平面回路であること
- 2) 線形性の高い SW を用い、特性を離散可変に可変とする
- 3) 複数の特性を可変とすること

以上から、本論文では平面回路で SW を用いて複数特性(中心周波数・帯域幅・減衰特性)を離散的に可変とするフィルタの実現を目指すものとする。

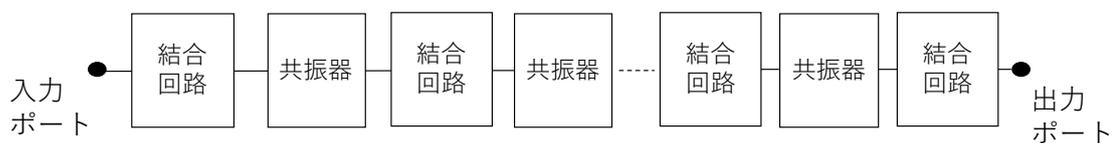
#### 1.2.4 SW を用いて複数特性を離散的に変更可能な平面回路による可変 BPF の課題

まず、平面回路を用いて BPF を構成する場合における回路構成について考えてみる。BPF を形成する場合、コイルやキャパシタ等集中定数素子を用いて形成する場合と、その形状や寸法により共振する周波数が決まる線路やパッチなどを共振器として用いる、分布定数回路を用いて形成する場合がある。集中定数素子を用いた BPF の形成は、小型化が可能のため低いバンド（例えば VHF 帯や UHF 帯など）ではよく用いられるが、UHF 帯の高周波数領域からマイクロ波、ミリ波にかけては、より高い Q 値が得られる分布定数回路を用いた BPF 形成が用いられる。

また回路構成について目を向けると、図 1.11(a)に示す、並列共振器及び直列共振器をはしご状に並べる構成と、図 2.11(b)に示す、共振器及び共振器同士の結合度を適切に設定するための結合回路を用いる構成がある[2.1].



(a) 直列共振器及び並列共振器をはしご状に並べる構成



(b) 共振器及び結合回路を用いる構成

図 1.11 帯域通過フィルタの構成

図 1.11(a)の構成は低域通過フィルタの回路構成を基に、周波数変換を用いることにより

導出することができる。この構成では直列共振する共振器、並列共振する共振器と構造が異なる共振器を用意する必要がある。一方図 1.11(b)の構成では、共振周波数が(ほぼ)同一で、かつ同じタイプ(直列共振もしくは並列共振)の共振器を用いることができる。このため、同じ構造の共振器を用いることが可能であり、平面回路基板上でのフィルタ形成が非常に容易となる。そこで本論文では、分布定数回路を用い、図 1.11(b)に示す共振器と結合回路を用いるフィルタの構成について検討することとする。

平面回路上に形成し、SW を用いて複数特性を変化させるような可変 BPF の構成例として、図 1.12 のようなものを示す[1.11]。

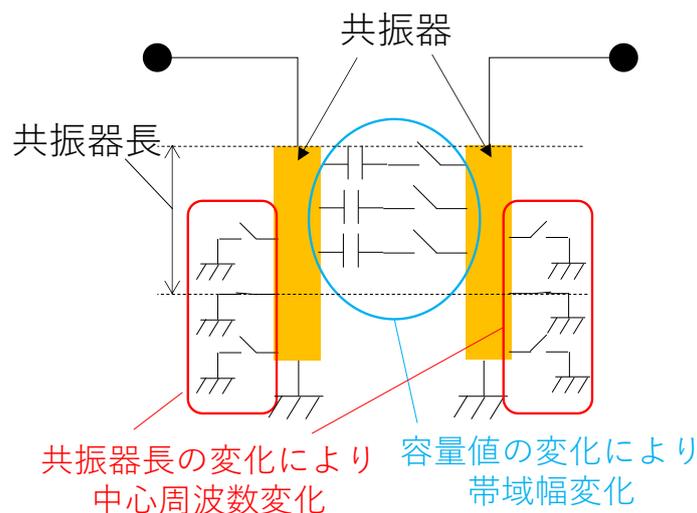


図 1.12 中心周波数と帯域幅を変更可能な可変 BPF の構成

この可変 BPF では、共振器にシャントに接続された、地導体と接続する SW を用いて共振器長を実効的に変化させることにより、中心周波数を変化させることが可能である。また帯域幅は、共振器間の結合度を変化させることにより変更する機構となっているが、この結合度の変化は、共振器間にある SW とこれに従属する固定容量において、SW の状態を変化させることにより共振器間の容量値が変化することで達成させている。この可変 BPF における課題は、実現可能な中心周波数の数を多くすることが難しいこ

とが挙げられる。これは図 1.12 中の共振器と地導体を結ぶ SW において、例えば真ん中の SW がオン状態になった場合、一番下の SW の状態変化は共振周波数の変化に寄与しないため、SW の数しか変更可能な共振器長の数が得られないためである。またもう一つの課題として、帯域幅を変更するため共振器間の結合度を変化させた時に、帯域幅のみならず中心周波数も意図せずに変化する。このため、同じ中心周波数で異なる帯域幅の特性を得ようとした場合、共振器長も適切に変化するような調整が必要となるため、これを行う SW の制御も必要となり複雑化してしまう。帯域幅を共振器間の結合度の変化により可変とする平面回路と SW による BPF は他に[1.12]があるが、帯域幅を変更する際に中心周波数が意図せず変化するという課題は共通している。また[1.13]は共振器を結合するタイプの BPF ではなく、遮断周波数を SW 可変とする低域通過フィルタ(LPF)と高域通過フィルタ(HPF)を組み合わせ、BPF にしたものであるが、中心周波数を保ちつつ帯域幅のみを変えようとする場合、LPF と HPF を連動して制御する必要があるため、やはり複雑な制御が必要である。なお平面回路と SW による可変 BPF に限らず、広く可変 BPF を見渡すと、中心周波数と帯域幅を変更可能な可変 BPF は[1.14]、[1.15]等もあるが、これらにおいても中心周波数もしくは帯域幅のどちらか一方を変化させるために可変デバイスを変化させた場合、他方が意図しない変化を起こす。このように中心周波数と帯域幅の独立な可変は、複雑な制御なしには困難であるといえる。

以上から、中心周波数と帯域幅を変更可能な平面回路と SW を用いたフィルタにおいて①多数の中心周波数を実現することが困難、②制御が複雑、という課題を見出した。さらに、中心周波数、帯域幅に加え減衰特性を可変とする平面回路と SW を用いたフィルタについては、いまだ実現されていない。以上から本論文の目的を、移動体通信に適用可能で、平面回路とスイッチを用いた簡易な構造でありながら、制御が容易でかつ複数の特性（周波数、帯域幅、減衰特性）を多様に変更可能な可変帯域通過フィルタ技術を開発する、ことに定める。

### 1.3 本論文の構成

1.2 節において本論文の目的を,

移動体通信に適用可能で, 平面回路とスイッチを用いた簡易な構造でありながら, 制御が容易でかつ複数の特性(周波数, 帯域幅, 減衰特性)を多様に変更可能な可変帯域通過フィルタ技術を開発する,

と定めた. これを踏まえて本論文の各章と可変 BPF における可変化の目標との関係を図 1.13 にまとめる.

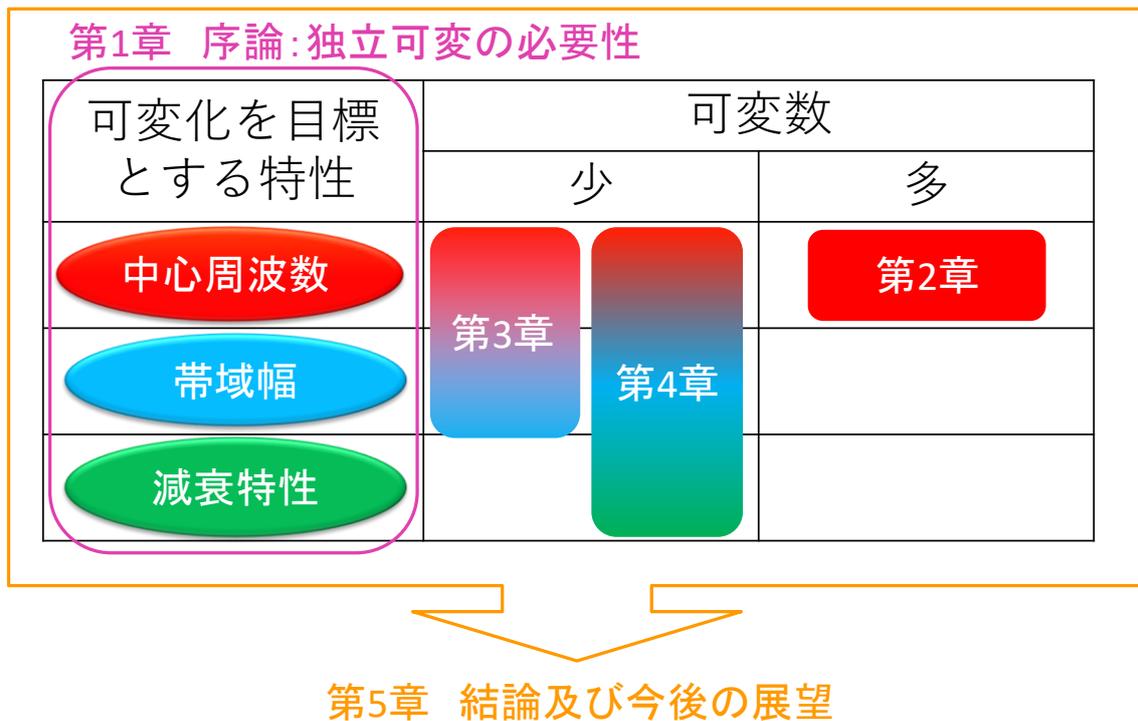


図 1.13 本論文の各章と目標とする可変 BPF

第 1 章は序論とし, 移動体通信の背景を基に中心周波数・帯域幅・減衰特性を独立に可変とすることの必要性について述べる. 第 2 章は, 中心周波数を多数変更可能な可変 BPF について述べる. 第 3 章では, 中心周波数と帯域幅を独立に可変とする可変 BPF

について述べる。第4章は中心周波数と帯域幅に加え、減衰特性をも独立に可変とする BPF について述べる。最後に第5章において、第2章から第4章で得られた知見をまとめ結論とし、今後の展望について述べる。

#### 1.4 まとめ

第1章では、本研究の目的を定めるにあたり、まず移動体通信の現状を説明し、利用者の増大とリッチコンテンツの利用拡大に伴い、移動体通信のデータ量が増大することを示した。通信容量拡大のため、移動体通信で利用されるバンド数の増大が端末及び基地局にもたらす課題を示し、この課題を解決する手段として、複数の周波数特性を変更することが可能な、可変 BPF の必要性を述べた。移動体通信に適した可変 BPF として、平面回路と SW 用いて複数の特性を離散的に可変する技術を開発するという目標を定めた。本論文の各章と可変 BPF における特性可変化の目標との関係を示した。

## 第2章

# くし歯形構造の共振器とスイッチにより中心周波数を多数変更可能としたフィルタ

第2章では、BPFの中心周波数を可変方法について述べる。より多くの中心周波数に変更できることを目標とし、その手段として、まず多数の共振周波数を得られる可変共振器の構成を提案し、その特徴について述べる。次に提案する可変共振器を用いたBPFの特性を示し、その課題について述べる。

### 2.1 共振器の共振周波数可変手法

#### 2.1.1 従来の平面回路可変共振器の構造

第1章で述べた通り、本論文では図2.1に示す、平面回路上に形成した分布定数回路による共振器と結合回路を用いたBPFについて検討する。

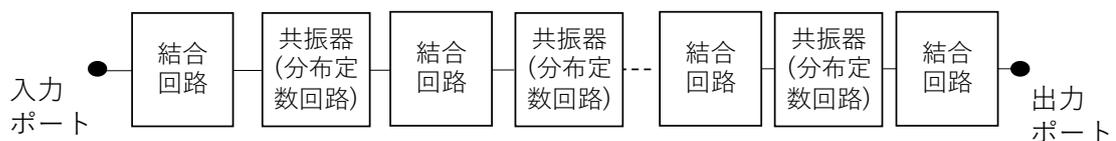


図2.1 分布定数回路による共振器と結合回路を用いたBPF

このようなBPFでは、中心周波数は基本的に共振器の共振周波数によって決まる。このため、中心周波数を可変とするBPFには共振周波数を可変とする可変共振器が必要である。平面回路の代表的な構造であるマイクロストリップ線路構造を用い、SWを

特性可変のためのデバイスとして用いる場合、可変共振器の構成として大まかに図 2.2 示す A 及び B の 2 つの構成が考えられる。

A 共振器（スタブ）長  
を変えるもの

B 共振器にリアクタンス素子  
を付加するもの

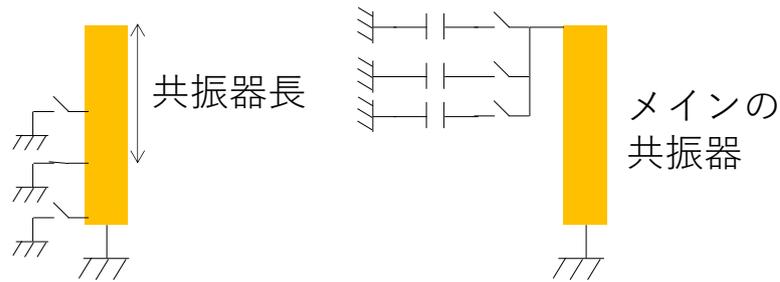


図 2.2 平面回路による従来の可変共振器の構成

A の構成は、共振器の長さを変えることにより共振周波数を変化させるもので、共振器と地導体を接続する SW が多数並ぶ構成となる[2.2], [2.3]。 B の構成は、主となる共振器に SW を介してリアクタンス素子を接続/切断することにより共振周波数を変化させるもので、リアクタンス素子は並列に配置される[2.4], [2.5]。

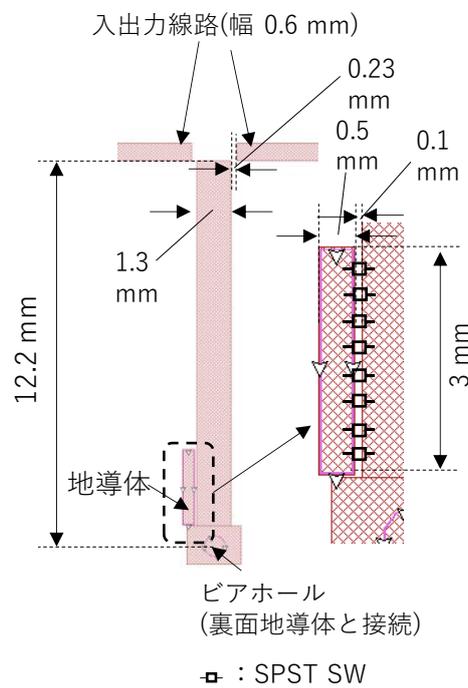
可変共振器の性能評価項目として、ここでは以下の 2 点に注目する。

1. 実現可能な共振周波数の数
2. SW への要求性能

まず 1 について比較する。 A の構成においては、図 2.2 では 3 つの SW が用意されているが、例えば真ん中の SW をオン状態へと変化させた場合、それより下にある SW の状態を変化させても共振周波数は変化しない。このため、実現可能な共振周波数は少なく 4 通りである。よって SW の数を  $n$  とした場合、 A の構成においては実現可能な共振周波数の数のオーダーは  $O(n)$  である。次に B の構成においては、各 SW の状態変化による共振周波数の変化は、他の SW の状態関わらず起こるため、共振周波数の数は全 SW

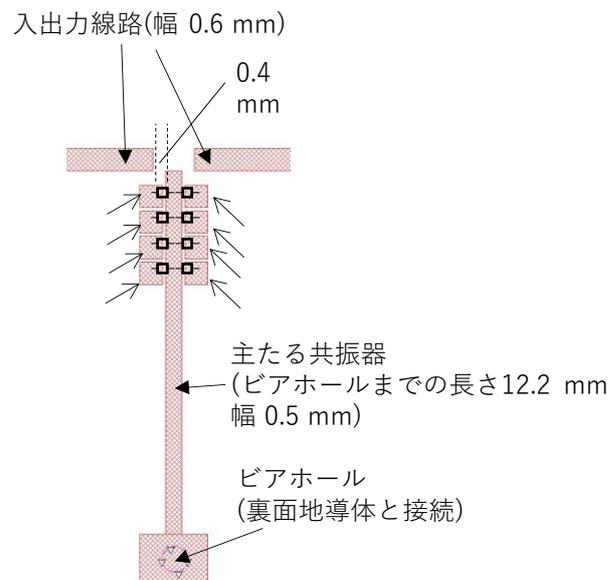
の組み合わせの数となり、 $n$  個の SW を用いた場合は  $2^n$  通りの共振周波数が得られることから、B の構成における実現可能な共振周波数の数のオーダーは  $O(2^n)$  と言える。これらの比較から、B の構成が共振周波数の数においては優れることがわかる。

次に 2 について比較する。SW の性能としてはオフ時のアイソレーションとオン時の抵抗が挙げられる。これらが共振器に与える影響を評価するため、モーメント法(Method of moment; MoM) による電磁界シミュレーションを行った。



(a) A の構成のモデル (可変長の先端短絡 4 分の 1 波長共振器)

図 2.3 従来の可変共振器のシミュレーションモデル



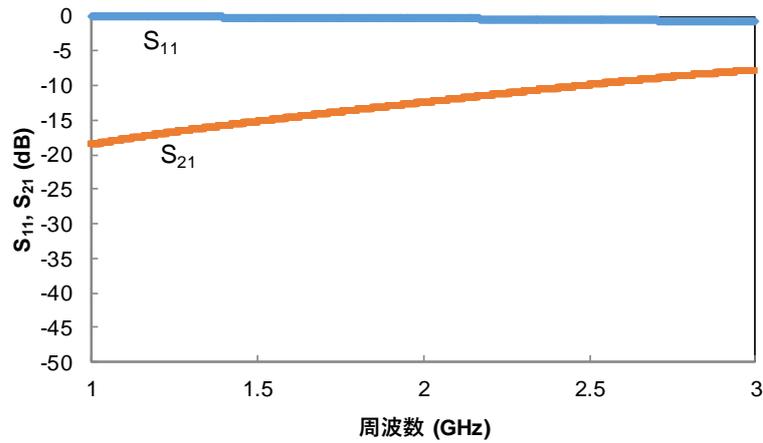
△ : 付加素子 (パッチ 0.7 mm□ パッチ間間隔 0.1 mm)

□ : SPST SW

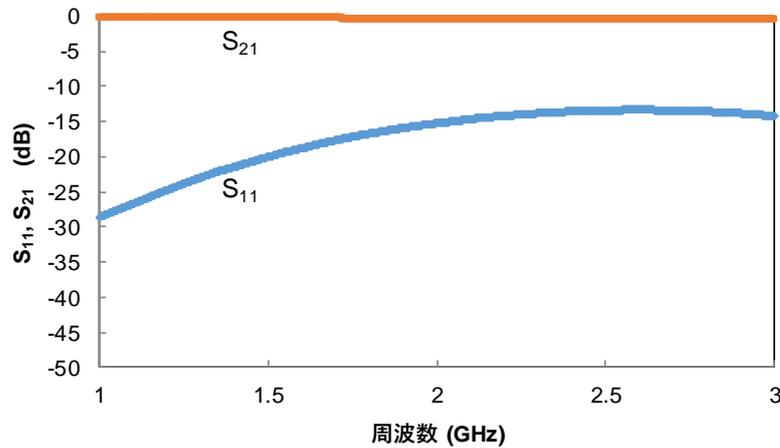
(b) B の構成のモデル (先端短絡の 4 分の 1 波長共振器に SW と容量性パッチを付加)

図 2.3 従来の可変共振器のシミュレーションモデル (続き)

基板はアルミナ (誘電率 9.5 厚さ 0.635mm) とし, 線路は  $5\mu\text{m}$  厚さの金薄膜で形成するものを想定した. B の構成においては, 共振器の先端開放部にパッチを並べることが困難であったため, 先端付近に並べるものとした. 両者ともに 2 GHz 付近において共振するように設計されている. SW は SPST (Single-Pole Single-Throw, 単極単投) タイプの SW とする. シミュレーションの際には SW の特性を含めて共振器の特性を導き出すが, SW の特性は GaAs FET SW の各端子をそれぞれポート 1 及びポート 2 に接続しネットワークアナライザを用いて測定したものをを用いた. 測定した GaAs FET SW の特性については, オフ時のものは図 2.4(a)に, オン時のものは図 2.4(b)に示す.



(a) オフ時の特性



(b) オン時の特性

図 2.4 GaAs FET SW の特性

ここで用いた GaAs FET SW は、オフ時には 2 GHz でおよそ 12 dB のアイソレーションを有する。オン時の挿入損失は約 0.2 dB であり、端子間の抵抗値を測定した結果、及び測定結果を用いて SW の他端を地導体に接続した際の入力インピーダンスを求めた結果から、オン時の抵抗は約 2.5  $\Omega$  であった。各構成を比較するため、オフ時のアイソレーションと抵抗値をパラメータとした共振器の特性評価にはこれらを変化させる必要があるが、シミュレーションの際に図 2.5 のように SW を並列に接続する個数を 1 個か

ら 10 個まで変えることにより，アイソレーション及び抵抗を変化させるものとした。

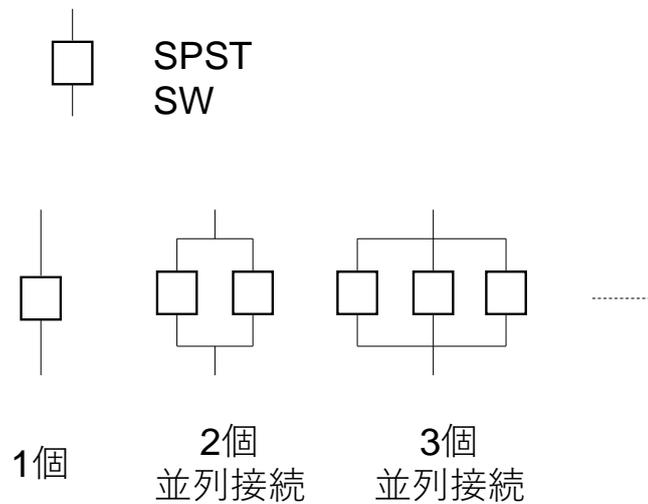


図 2.5 SW のオフ時のアイソレーション及びオン時の抵抗の変化方法

まずオフ時のアイソレーションの影響について示す。図 2.6 はオフ時の SW のアイソレーション量と可変共振器の共振周波数の変化量の関係を示したものである。縦軸の共振周波数変化比は、図 2.3 のモデルにおいて得られた最高共振周波数を最低共振周波数で除したもので、値が大きいくほど大きな共振周波数変化が得られることを示す。下の横軸はオフ時の SW のアイソレーションである。

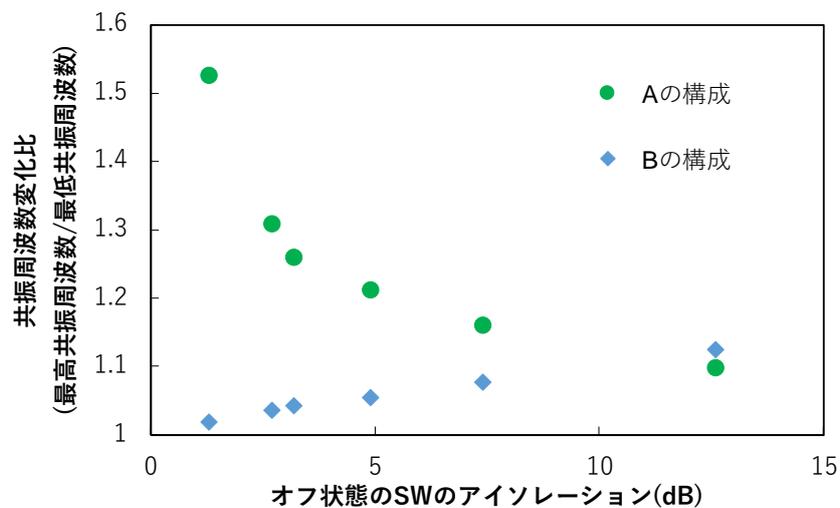


図 2.6 オフ時の SW のアイソレーションと共振周波数変化量の関係

アイソレーションが 12 dB 程度ある場合、共振周波数変化比は A の構成では 1.10、B の構成では 1.13 程度ある。アイソレーションが小さくなると、A の構成では変化比が上昇するが、反対に B の構成では変化比が減少していき、1 に近づいていくことがわかる。変化比が 1 とは共振周波数が変化しない、すなわち可変共振器としての機能が消失することを意味する。従って、B の構成は高いアイソレーションの SW を用いなければ、可変共振器としての機能を維持できないという特徴を有する。また、アイソレーションは一般的には周波数が高くなるに従い減少していく傾向にあるため、B の構成において高周波で利用する際には、より大きなアイソレーションを得られる SW（例えば FET SW では、ゲート幅の狭いものや、ゲート長の長いもの）を用いる必要があると考えられるが、オフ時のアイソレーションとオン時の抵抗はトレードオフの関係があり、オン時の抵抗が増大することが懸念される。

次にオン時の抵抗が可変共振器の性能に与える影響を示すため、オン抵抗を考慮した際における実現可能な共振周波数の数と無負荷  $Q(Q_u)$  の関係を明らかにする。 $Q_u$  は共振器が共振状態にある際に共振器内で生じた損失に関わる指標で、 $Q_u = (\text{共振器内に蓄えられたエネルギー}) / (\text{共振器内で消失したエネルギー})$  で表され、値が高いほど低損失な共振器であり、通過帯域での損失を小さくできる。図 2.3 のモデルは、共振器を疎結合にしたものであり、図 2.7 に示すような 3dB 帯域幅から  $Q_u$  を求めることができる [2.6]。

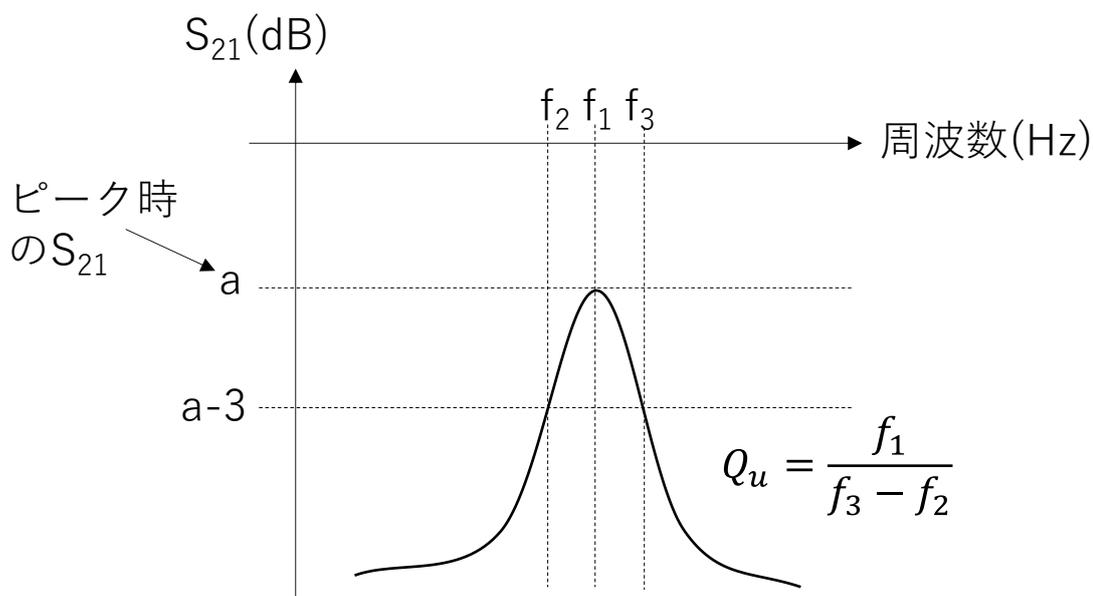


図 2.7  $Q_u$  の導出方法

B の構成では SW は 8 個配置されているため  $2^8 (=256)$  の状態にすることが可能であるが、左右対称の形状を有しているため実質的に同じ状態が存在するため、重なった状態の数だけ共振周波数の数を減少させ 136 の共振周波数が可能である。なおシミュレーション時の用いた SW の特性は図 2.4 と同様である。各共振器において最悪状態を評価するため、A の構成は共振器先端の地導体から最も遠い SW 1 つがオン状態に、構成 B はすべての SW がオン状態にあるとした。

図 2.8 に共振周波数の数と  $Q_u$  の関係を示す。なお両構成とも共振周波数はおよそ 2 GHz である。

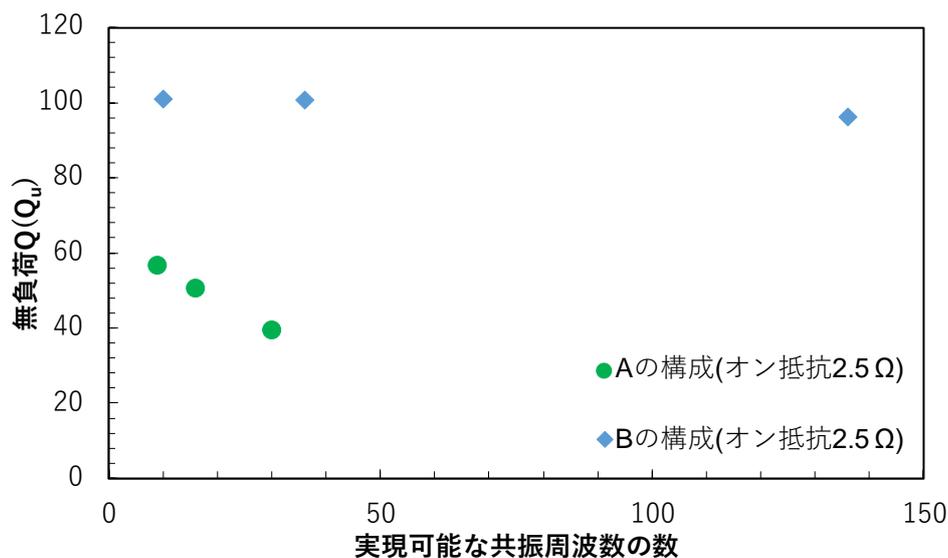


図 2.8 構成 A と構成 B における共振周波数の数と  $Q_u$  の関係

A の構成についてはオン抵抗が  $Q_u$  に与える影響が大きく、9 の場合でも  $Q_u$  は 60 未満となった。一方 B の構成については、オン抵抗が  $2.5\Omega$  でも共振周波数が 10 の時に 100 程度の  $Q_u$  が得られている。そして共振周波数の数が増加してもほとんど変化していない。これは SW に流れる電流が少ないためと思われる。

以上から、A の構成と B の構成について、可変共振器として前述の 1 及び 2 の項目の観点から比較すると、SW を効率的に用いて多くの共振周波数の数を得られつつ、オン時の抵抗が無負荷  $Q$  に与える影響からは B の構成の方が中心周波数の可変数が多い可変 BPF に適用する場合において、適した回路構成であると考えられる。しかしながら B の構成においては、SW がオフ時のアイソレーションが小さくなると、中心周波数を大きく変化させることができなくなることが推測される。そこで、数多くの共振周波数を得られつつ、SW 性能に要求される性能を緩和可能な可変共振器の構造を提案する。

### 2.1.3 くし歯構造を有する可変共振器

本節では、多数の共振周波数に変更可能でかつ SW に要求されるアイソレーション性

能を緩和可能な可変共振器として、くし歯構造の線路と SW からなる可変共振器を提案する。図 2.9 に提案する共振器の構造を概略で示す。

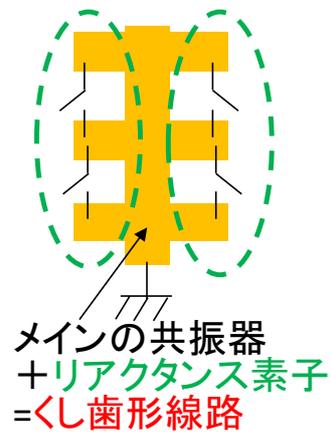


図 2.9 提案する可変共振器の構造

この可変共振器の構造は、線路の長さ方向に対して側面にくし歯形の構造を有し、くしの“歯”間を SW (SPST SW) で接続したものである。ちょうどくしの“歯”の部分は、共振器に付加されたリアクタンス素子であるとも言える。マイクロストリップ線路においては、高周波電流は導体外縁部に集中する[2.7]。図 2.10 に 2 GHz における、くし歯形構造を有する線路を流れる電流分布を MoM による電磁界シミュレーションから求めたものを示す。

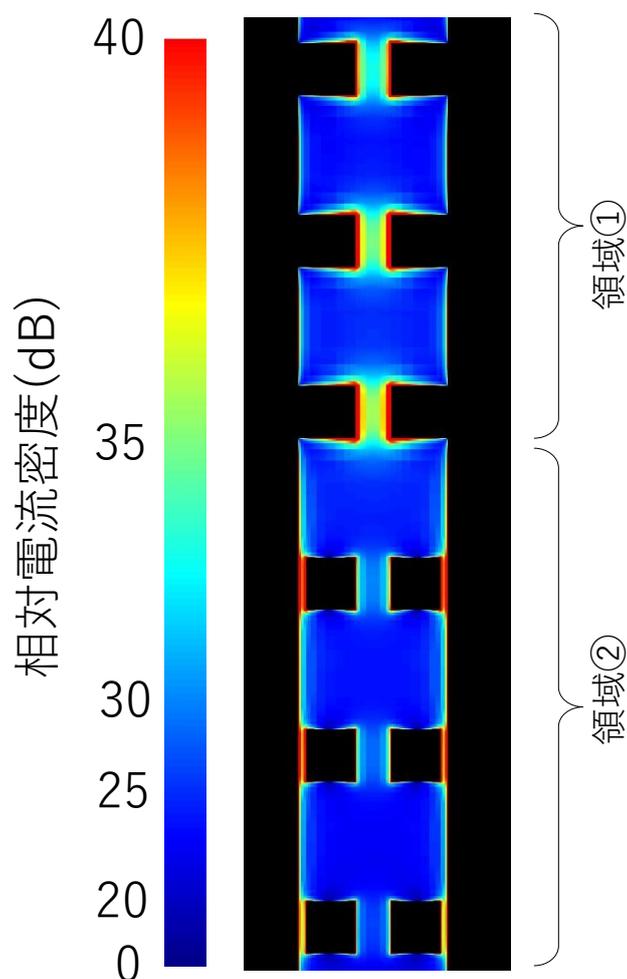


図 2.10 くし歯形構造を有する線路を流れる高周波電流の分布

図 2.10 において、領域①はくしの歯の間が開放状態（オフ状態の SW に相当）にある場合、領域②はくしの歯間が微小線路にてショートカットされている場合の電流分布である。領域①においては、高周波電流の集中する箇所は、電流がくし歯の外形に沿った形で流れ、付加されたリアクタンス素子であるくしの歯部分がリアクタンス素子としてこの線路の特性に影響を与えていることがわかる。この場合、実行的な線路長は、くし歯が無い場合に比べ長くなっているものと思われる。一方領域②においては、電流はショートカットした部分に集中し、線路の外縁を直線状に電流が流れている。この場合、付加されたリアクタンス素子にあたるくし歯はあまり線路の特性には影響を与えず、線

路の実効的な経路長は①の状態に比べ短くなっているものと思われる。このくし歯構造を有する線路を例えば先端短絡の4分の1波長共振器に適用した場合、くし歯間を渡したSW状態に応じて実効的な経路長の変化が起こり線路のリアクタンスが変わることによって、①のようにくし歯の間をショートカットしなければ低い共振周波数に、②のようにくし歯間をショートカットすれば共振周波数が高くなると思われる。そこでくし歯構造とSWを有する線路を先端短絡の4分の1波長共振器を試作し、その周波数特性を測定し共振周波数がどのように変化するかを確認する。図2.11は試作した可変共振器で、厚さ0.635 mmのアルミナ基板（比誘電率9.4）上に5  $\mu\text{m}$ の金をメッキした基板上に、マイクロストリップ線路構造を用いて作製した。幅広部の線路幅及び長さはいずれも2.1 mmと1.7 mm、狭い部分の線路幅及び長さは0.5 mm及び0.75 mmで、共振器全体の長さは13 mmである。共振器の先端部にはビアホールを設け、導電性の銀ペーストで穴を埋めることで裏面の地導体と接続させることで、この共振器を4分の1波長、先端短絡の共振器としている。幅広部SWはGaAs FET SWで、その特性は図2.4に示した通りである。GaAs FET SWの近傍にあるチップ抵抗（1 M $\Omega$ ）は、ゲートに直流バイアスがかかる際の高周波チョークとして用いた。オフ時のゲート電圧は-3 V、オン時のゲート電圧は0 Vである。図中の可変共振器には、計10個のGaAs FET SWが配置されている。ここでは共振周波数が変化する様をわかりやすく示すため、図中の点線の円で囲われたSW対を同時に状態変更するものとする。各SW対の状態を表すため、5ビットの2進数 $b^5b^4b^3b^2b^1$ を用い、各ビットに対応するSW対は図に示すとおりである。

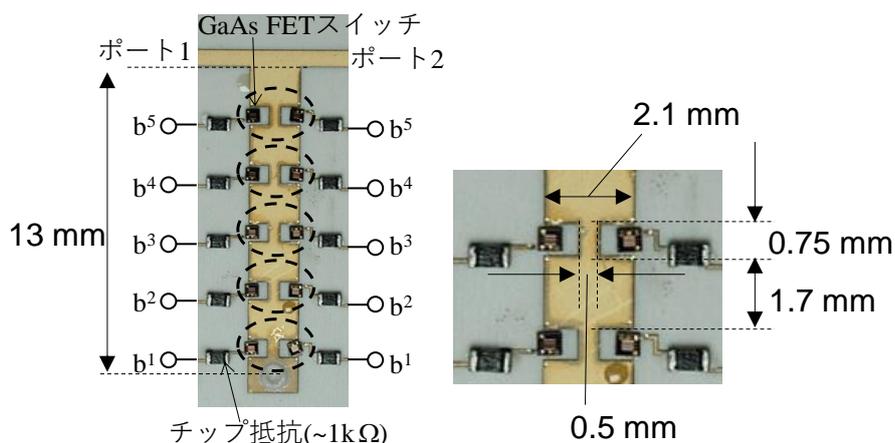


図 2.11 試作した可変共振器

図 2.12 はネットワークアナライザを用いて測定した可変共振器の  $S_{11}$  特性で,  $S_{11}$  の極小値を示す周波数が共振周波数である.

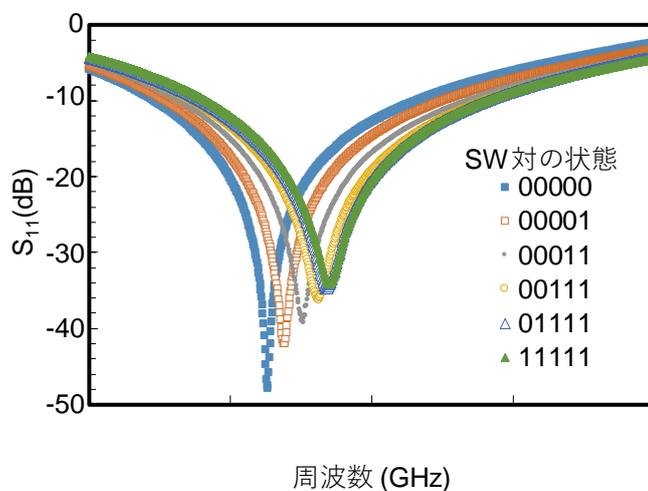


図 2.12 試作した可変共振器の  $S_{11}$  特性

SW 対の状態が 00000 の時, すなわちすべての SW がオフ状態での共振周波数は 1.63 GHz であった. 次に SW 対をビアホールに近い方から上方向へ順々にオン状態にしていくと共振周波数は, 状態が 00001 の時には 1.69 GHz, 00011 の時には, 1.76 GHz と高くなっていき, 最終的には 11111 の時 1.84 GHz と, オン状態の SW が多くなるほど共

共振周波数が高くなった。これは、図 2.10 で示したくし歯構造を有する線路を流れる電流の経路長が、オン状態の SW を増やすごとに短くなっていくことと同じ傾向を示している。SW の位置と共振周波数変化量の関係を示すため、各状態に対する共振周波数の関係を図 2.13 に示す。横軸は SW 対の状態、縦軸は共振周波数の変化で、各状態における共振周波数を SW 対の状態が 00000 の際の共振周波数で除したものである。

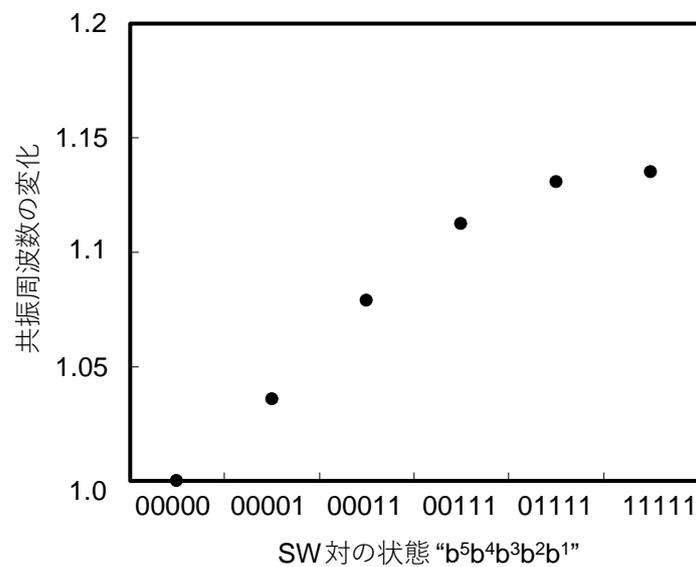


図 2.13 SW 対の状態と共振周波数の変化

ビアホールに近い方にある SW の状態を変更した際の共振周波数の変化は、入出力線路に近い方の SW の状態を変更した際の共振周波数変化量に比べ大きいことがわかる。先端短絡の 4 分の 1 波長共振器が共振している際、先端部のインピーダンスは理想的にはゼロとなり電流が多く流れる一方、そこから 4 分の 1 波長離れた部分、ここでは入出力線路との接続部分ではインピーダンスが無窮大となり電流は流れない。提案する可変共振器は、SW の状態により電流の流れる経路を変更することで共振周波数を変化させるため、電流が多く流れる部位では経路変更による影響は大きくなるが、電流が流れないような部位においては、もともと電流が少ないので経路変更による影響が少ないと考

えられる。

次に SW 対の状態を様々に変化させた際の共振周波数の変化をしてみる。図 2.14 は、様々な SW 対の状態と共振周波数の変化の関係を示したもので、図 2.13 と同様に、共振周波数の変化は該当する状態の共振周波数を 00000 における共振周波数で除したものである。また、SW 対の状態は、共振周波数が低から高へ変化するように並べている。

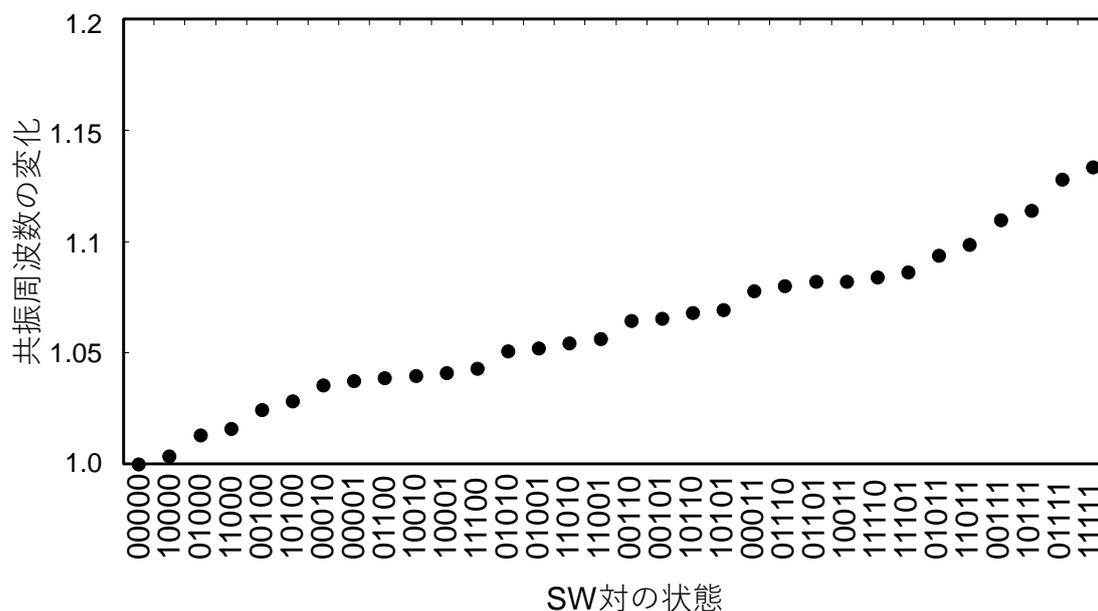


図 2.14 様々な SW 対の状態と共振周波数の変化

このように 5 つの SW 対により  $2^5=32$  の異なる共振周波数が得られていることがわかる。SW 対の各 SW を独立に状態変化した場合は、さらに多くの数の共振周波数が得られ、提案する可変共振器が SW を有効に活用し、限られた数の SW で多数の共振周波数が得られることがわかる。

提案する可変共振器が SW を効率的に用いて多数の可変共振周波数を得ることが可能であることが明らかとなったが、次に SW の性能が共振器性能に与える影響について MoM によるシミュレーションを用いて評価する。2.1.2 節と同様に、まず SW のオフ

時のアイソレーションが共振周波数変化比に与える影響について示す。このためのモデルとして図 2.15 を用いる。基板、導体は前節と同様にアルミナ、金でそれぞれの厚さも 0.635 mm, 5  $\mu$ m とする。またシミュレーションに用いる SW の特性についても、前節同様、図 2.4 に示す通りである。

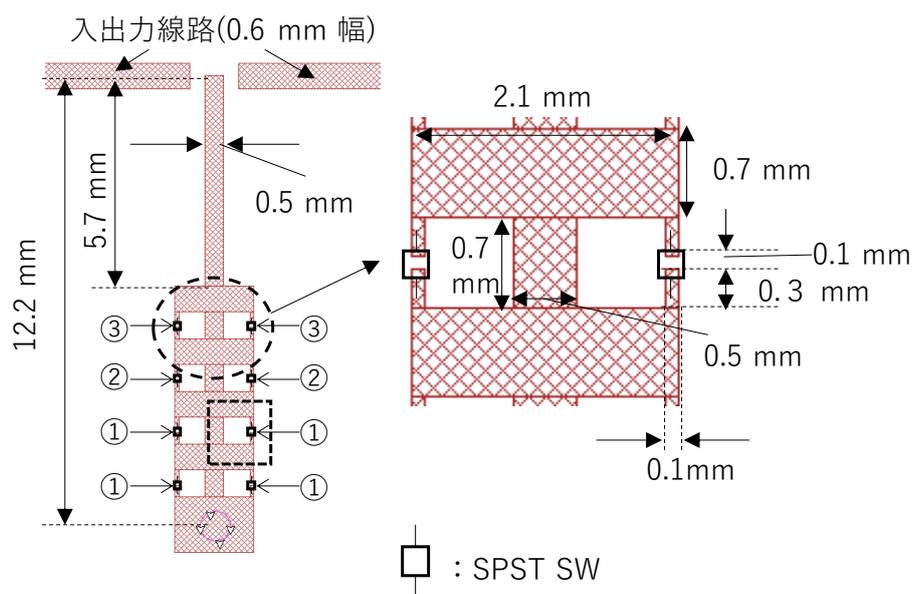


図 2.15 SW 特性の影響評価のためのシミュレーションモデル

図 2.16 にオフ時の SW のアイソレーションと共振周波数変化比（最高共振周波数/最低共振周波数）の関係を示す。

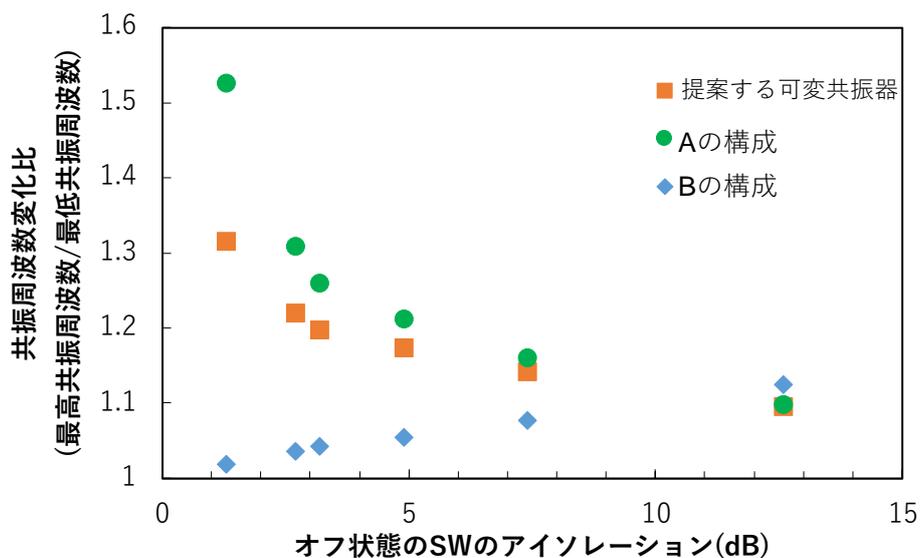


図 2.16 オフ時の SW のアイソレーションと共振周波数変化比

2.2.1 で示した構成 A 及び B の場合についても併せて記載しているが、B の構成においてアイソレーションが低減するに従い共振周波数変化比が低下していく一方、提案する可変共振器はアイソレーションが低下するに従い大きくなっている。これについては使用した GaAs FETSW が、オフ状態においてソース・ドレイン間が容量性のインピーダンスを持つことに起因し、アイソレーションを小さくする際、図 2.5 のように SW を並列接続し、結果として SW の端子間容量が大きくなったためである。例えば図 2.15 の点線の四角で囲われた部分について、前述の通りくし歯の細い線路部分が、ビアホールに近く低インピーダンスであるためほぼインダクタであると仮定すると、これに並列にオフ時の SW にあたる容量を接続すると、図 2.17 のような等価回路が考えられる。

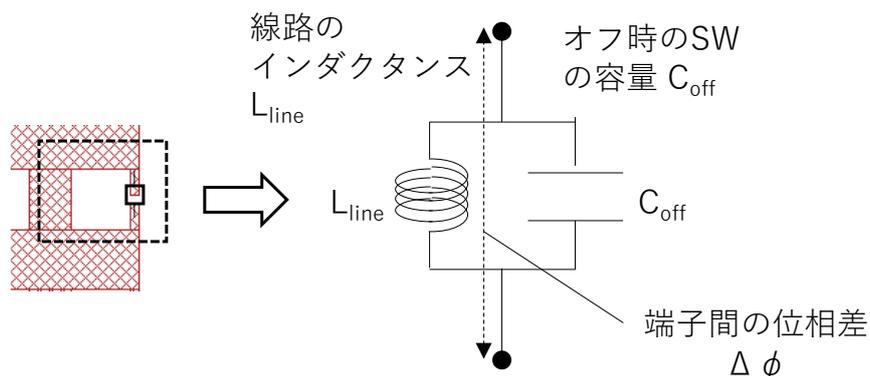


図 2.17 図 2.15 中の点線の四角で囲われた部位の等価回路

アイソレーションが低下するに従い、オフ時の SW の容量  $C_{\text{off}}$  は増大していくが、それに従い端子間の位相差  $\Delta\phi$  は増大していくため、図 2.17 の左側にある点線で囲われた部分の実効的な線路長が長くなり、その結果共振周波数が低くなるものと思われる。なおオフ時の SW には寄生インダクタンスも含まれているため、この効果はオフ時の SW の自己共振周波数まで得られるものと思われる。

次にオン時の SW の抵抗の影響について評価する。図 2.15 のモデルにおいて、①で示す SW のみを配置した場合（10 通りの共振周波数に変更可能な場合）、①、②で示す SW のみを配置した場合（36 通りの共振周波数に変更可能な場合）、①、②、③で示すすべての SW を配置した場合（136 通りの共振周波数に変更可能な場合）において  $Q_u$  と実現可能な共振周波数振周波数の関係をシミュレーションにより得た結果を図 2.18 に示す。

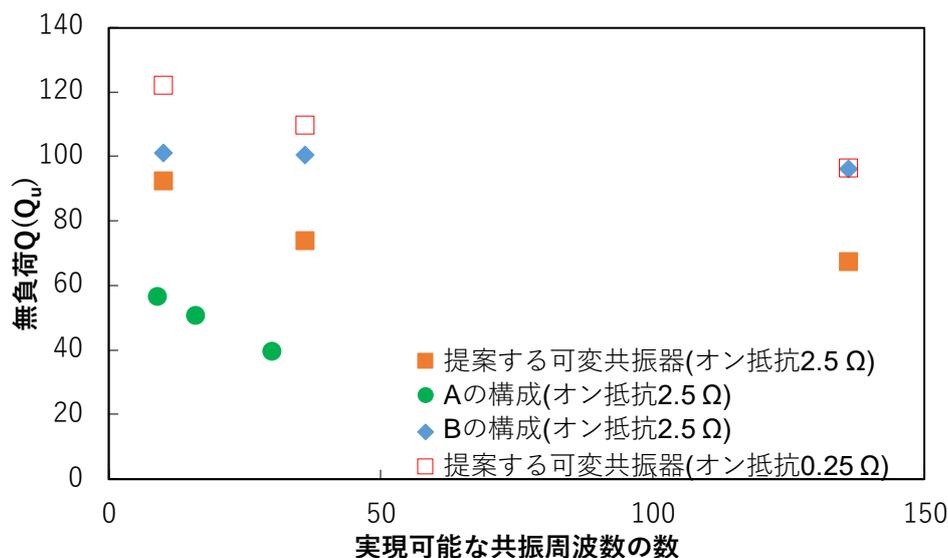


図 2.18 共振周波数の数と  $Q_u$  の関係

A の構成及び B の構成の特性も併せて示す。提案する共振器（オン抵抗が  $2.5 \Omega$ ）においては、共振周波数の数が 10 のとき 90 程度の  $Q_u$  が得られ、共振周波数の数が多くなるにつれ緩やかに減少している。A の構成に比べると  $Q_u$  は小さいものとなり、損失が大きいことがわかる。これは提案する共振器では、オン時の抵抗は B の構成と同様に直列に接続されないが、電流の経路に SW を配置するためと推察される。しかしながら、オン時の抵抗を例えば  $0.25 \Omega$ （SW 10 個を並列接続した場合）にすると、B の構成とほぼ同程度の  $Q_u$  が得られることがわかる。B の構成においても、同程度オン抵抗を下げればより高い  $Q_u$  が得られるが、図 2.16 に示す通り共振周波数変化比が 1.12 から 1.02 まで減少する。一方提案する共振器では、1.10 から逆に 1.32 と増加するため、可変共振器の共振周波数の変化の大きさを損なうことなく、低損失が可能である。

以上から、提案するくし歯構造を有する可変共振器と、従来の可変共振器（構成 A 及び B）を比較し、表 2.1 にまとめる。

表 2.1 提案する可変共振器と従来の可変共振器との比較

比較項目		Aの構成	Bの構成	提案する可変共振器
共振周波数の数 (SW数:n)		× (~n)	○ (~2 <sup>n</sup> )	○ (~2 <sup>n</sup> )
SWへの要求性能	オフ時のアイソレーション	○	×	○
	オン時の抵抗	×	○	△

このように、提案する可変共振器は、Aの構成に比べ多くの共振周波数を得ることが可能であり、低損失であることがわかる。またBの構成と比べた場合、オフ時のアイソレーションに要求される性能が小さくすることができる一方、SWのオン状態の抵抗が小さくないと低損失な共振器とすることはできない。しかしながらオフ時のアイソレーションが小さくても共振周波数の変化の大きさ悪影響を与えないため、アイソレーションを若干犠牲にし、オン時の抵抗を小さくすることでほぼ同等の低損失化を図ることが可能である。以上から、提案する可変共振器が、多数の中心周波数に変更可能なBPFに適した共振器であることを明らかにした。

## 2.2 提案する可変共振器を用いたBPF

### 2.2.1 中心周波数の変更

2.1.1において、BPFの構成として共振器を結合させる構成を用いることを述べた。提案する可変共振器は並列共振する共振器であるため、ここでは図2.19に示すアドミタンスインバータ(J-インバータ)を結合回路として用いた2次のBPFの構成を用いる[2.8].

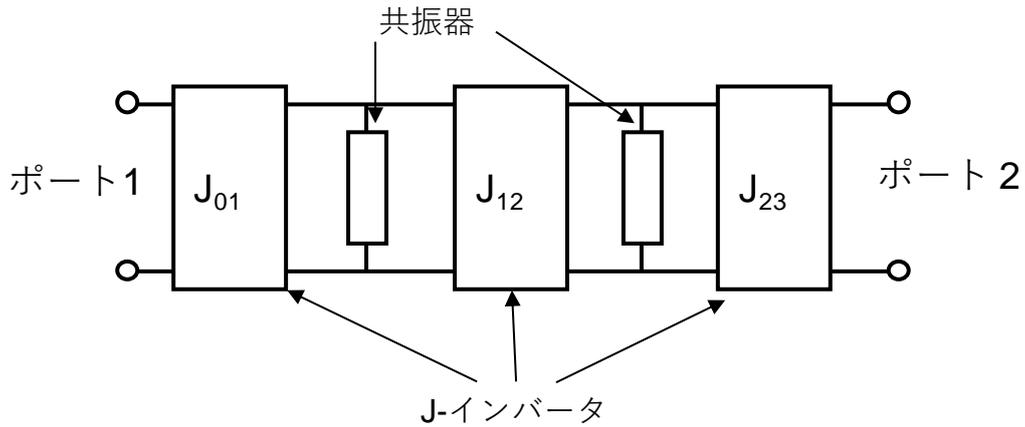


図 2.19 J-インバータを用いた BPF(2 次)の構成

$J_{01}$  及び  $J_{23}$  は入出力ポートと共振器の結合のため、 $J_{12}$  は共振器間の結合のために用いる。このフィルタ構成を用い、提案する可変共振器を適用した中心周波数を可変とする BPF を形成する。バタワース特性とし、中心周波数はおよそ 5 GHz、比帯域幅は 5% 程度とする。これらの条件を元に試作した BPF を図 2.20 に示す。

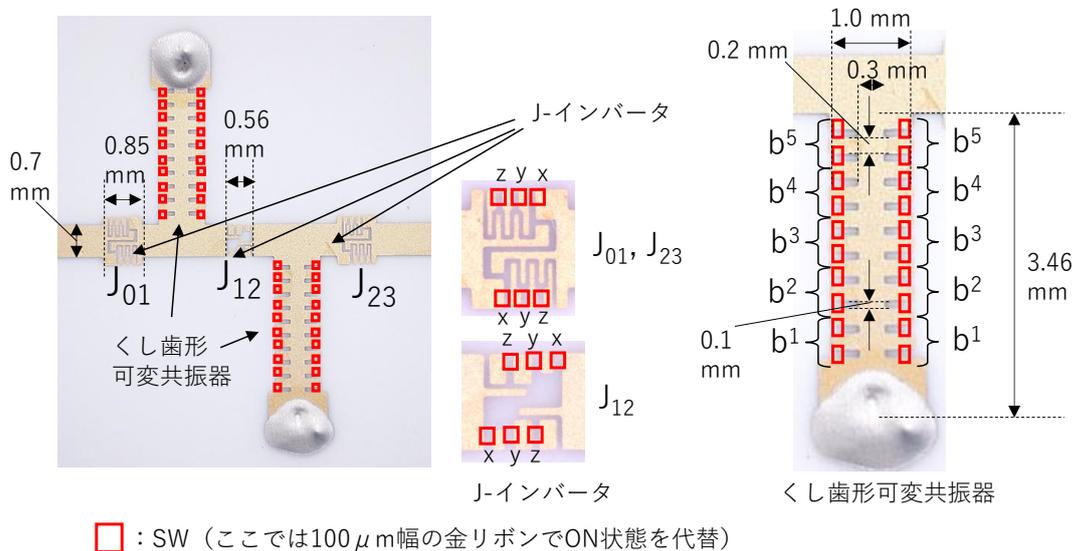


図 2.20 くし歯形可変共振器を用いた 2 次の BPF

くし歯形可変共振器には合計 20 個の SW が設置されているが、ここでは中心周波数

が変化することを示すことを主眼とし、図に示すように4つのSWをひとまとまりとして同時に状態を変化させることとする。なお可変共振器上のSWの状態を表すため、前節同様に5ビットの2進数  $b^4b^3b^2b^1$  を用い、各ビットに対応するSW群は図2.20に示すとおりである。J-インバータは、平面回路上にパターンを形成して作成したエッジ結合の可変容量とし、6つのSWを設けているがこれはのちに述べる帯域幅の可変に関する検討に用いるもので、ここではすべてのSWをオフ状態とする。なおSWとしては特定のデバイスを用いず、代替として、オン状態には該当箇所を  $100\mu\text{m}$  幅の金リボンで接続するものとし、オフ状態は金リボンが接続されていない状態とする。なおフィルタの回路は  $0.635\text{mm}$  厚さのアルミナ基板上に  $5\mu\text{m}$  厚の金薄膜により形成されている。

図2.20のフィルタの特性をネットワークアナライザで測定した  $S_{21}$  特性（通過特性）及び同じ形状の回路をMoMによるシミュレーションから得た  $S_{21}$  特性を図2.21に示す。なお、各可変共振器のSW状態は同じである。

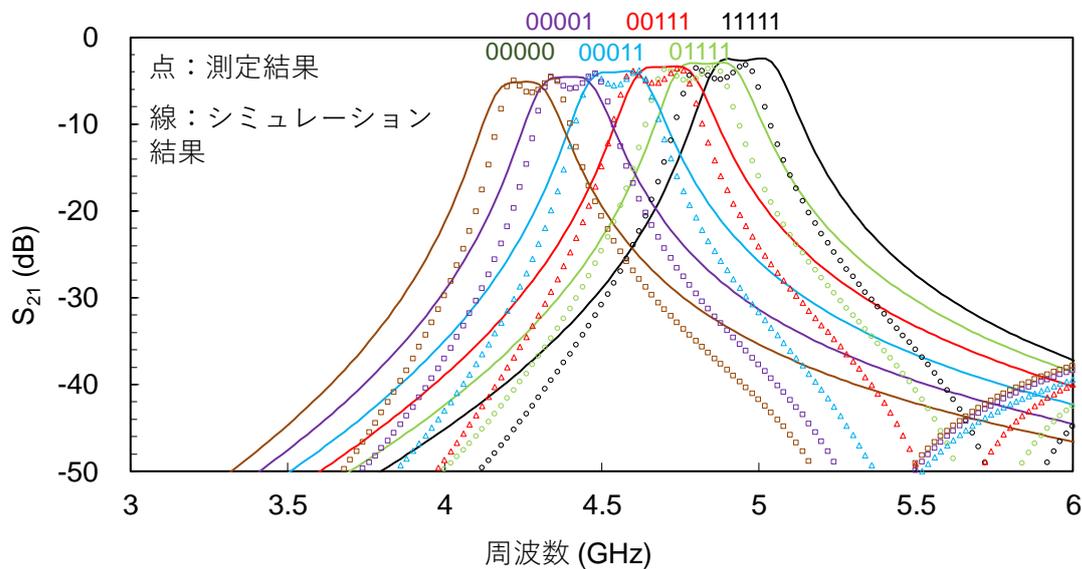


図2.21 可変BPFの  $S_{21}$  特性（中心周波数を変更した場合。同じ色の線、及び点は、それぞれ同じ色のSW状態表示に対応している。）

共振器の各状態における中心周波数と比帯域幅を表 2.2 にまとめる。

表 2.2 可変 BPF 特性まとめ

スイッチの状態	00000		00001		00011		00111		01111		11111	
	Sim.	Mea.										
中心周波数 (GHz)	4.24	4.28	4.39	4.41	4.55	4.55	4.70	4.68	4.83	4.79	4.94	4.88
比帯域幅 (%)	4.9	4.6	5.0	4.7	5.1	4.9	5.1	4.9	5.0	5.0	5.5	4.9

Sim.: シミュレーション結果 Mea.: 測定結果

図 2.21 及び表 2.2 から、試作した可変 BPF において、SW の状態に応じ中心周波数が 4.28 GHz から 4.88 GHz まで変化している。シミュレーション結果では中心周波数が 4.94 GHz まで変化しているのに対し、測定結果ではそれより約 100 MHz 低い 4.88 GHz までの変化となっている。これはシミュレーションにおける SW は直線状に最短距離でくし歯間を接続しているのに対し、実際の測定においては、金リボンを手動によりくし歯間をボンディングしており、リボン自体がアーチ状の形状になったり、たわんだりしているため、最短距離にてくし歯間を接続していないためと考えられる。また、シミュレーションでは帯域内はほぼフラットとなっておりバタワース特性の特徴が表れているが、測定結果では 1 dB 程度のリップルが観測されている。これについては、J-インバータの加工において、オーバーエッチングが起これ、想定されていたより結合回路の容量が小さかったためではないかと考えられる。若干の差分は見られるものの、試作した可変 BPF の特性は、シミュレーション結果と同様の特性を示し、提案するくし歯形可変共振器を用いて、中心周波数を可変とする BPF を形成可能であることが明らかとなった。なお、前述の通りこの検討においては共振器上の SW は 4 つひとまとめにして状態を変更しているが、これらを独立に変更させることにより、多数の中心周波数に設定することが可能と考えられる。

### 2.2.2 帯域幅の変更

前節において、提案するくし歯形可変共振器により中心周波数を可変とする BPF が形成可能であることを示した。しかしながら、第 1 章で述べたように本論文の目的は複数の特性（帯域幅や減衰量）を変更することにある。そこで本節では、試作した図 2.20 の BPF を用い、帯域幅の変更可能性と変更時の課題について検討することとする。

図 2.19 で示した J-インバータを用いた 2 次の BPF において、所望の特性関数（バターワースやチェビシェフ等）、所望の比帯域幅とするために、共振器の特性と J-インバータの特性には、以下の式で表す関係を満たす必要がある[2.8].

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Gbw}{g_0g_1}} \quad (2.1)$$

$$J_{12} = w \sqrt{\frac{b^2}{g_1g_2}} \quad (2.2)$$

$$J_{23} = \sqrt{\frac{Gbw}{g_2g_3}} \quad (2.3)$$

ここで、 $g_k$  ( $k$  は 0,1,2,3) は原型低域通過フィルタの素子値で、特性関数、フィルタ次数によって定まるものである。 $W$  は比帯域幅、 $G$  はポートアドミタンスである。 $B$  は共振器のサセプタンススロープパラメータで、以下の式から求まる。

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial B}{\partial t} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (2.4)$$

$B$  は共振器のサセプタンス、 $\omega$  は各周波数で  $\omega_0$  は共振角周波数である。(2.4)式から明らかのように、サセプタンススロープパラメータは、共振器の共振周波数におけるサセプタンスの傾きである。なお  $J_{kk+1}$  は J-インバータのアドミタンスパラメータで、図 2.22 において J インバータを用いてアドミタンスを変換した際、式(2.5)の関係を満たすものである[2.9].

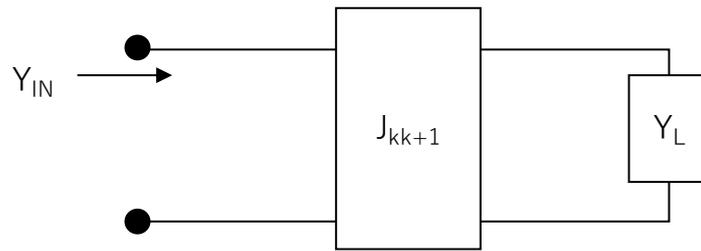


図 2.22 J-インバータを用いたアドミタンス変換

$$Y_{IN} = \frac{J_{kk+1}^2}{Y_L} \quad (2.5)$$

これより、 $J_{kk+1}$  は、負荷アドミタンスを逆数に変換した際の係数に関わるものであることがわかる。

比帯域幅を変更する場合、式(2.1)から(2.3)の関係を満たすために変更を加えるパラメータは、 $g_k$  はフィルタの初期設計時において選定される値であり定数とみなされ、またポートアドミタンスも定数とみなされることから、 $J_{kk+1}$  もしくは  $b$  がその候補となる。 $b$  は共振器の形状から決まるもので、周波数によっても変化するが、提案するくし歯形可変共振器は共振周波数を変更することのみを目的としており、また表 2.2 に示す通り中心周波数を変化させても比帯域幅はほぼ一定の値であることから、中心周波数の変更範囲においてはほぼ定数とみなすことができる。したがって、比帯域幅を変更する際のパラメータは、 $J_{kk+1}$  となり、すなわち結合回路の特性を変えることに相当する。このため、図 2.22 の J-インバータには SW を設け、容量値を変更できるようにしている。例えば、比帯域幅を  $N$  倍広くなるよう変化させたい場合、式(2.1)及び(2.3)から、 $J_{01}$  及び  $J_{23}$  は値を  $\sqrt{N}$  倍、式(2.2)から  $J_{12}$  は  $N$  倍値を変化させる必要がある。図 2.23 は、図 2.20 の J-インバータ ( $J_{01}$  ( $=J_{23}$ ) 及び  $J_{12}$ ) が SW の状態に応じてアドミタンスパラメータ ( $J_{01}$  ( $=J_{23}$ ) 及び  $J_{12}$ ) がどのように変化するかを示したものである。

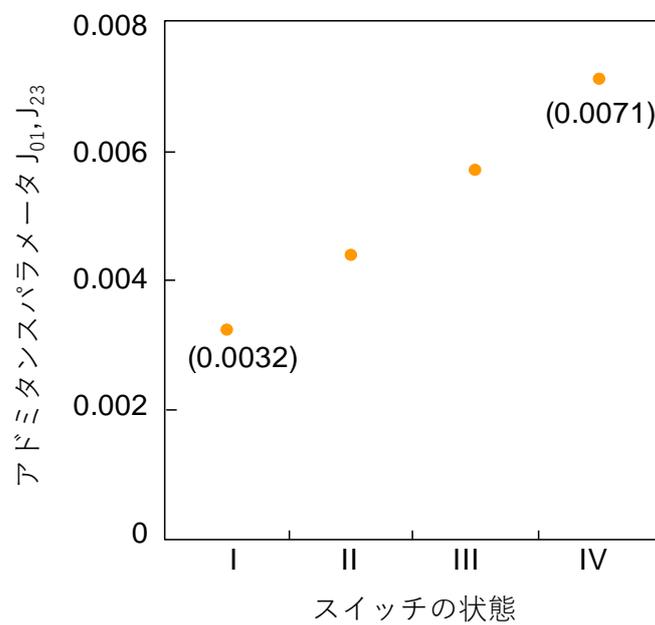
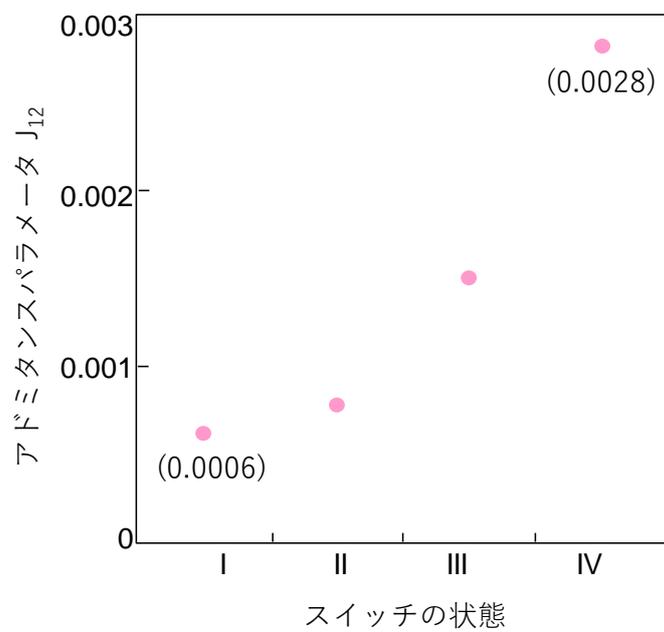
(a)  $J_{01}$  及び  $J_{23}$ (b)  $J_{12}$ 

図 2.23 J-インバータ上の SW 状態とアドミタンスパラメータ

横軸の SW の状態は、I は図 2.20 の J-インバータ上の SW x, y, z がすべてオフ状態の場合、II は x のみオン状態、III は x と y のみオン状態、IV はすべてオン状態を表す。 $J_{01}$  及び  $J_{23}$  のアドミタンスパラメータは、状態 I から IV までで  $2.2(\sim\sqrt{4.6})$  程度変化している。 $J_{12}$  のアドミタンスパラメータは状態 I から IV までで 4.6 倍程度変化している。これらより、この J-インバータを用いれば、比帯域が 4.6 倍程度変化するのではないかと考えられる。そこで J-インバータの SW の状態を変化させた際の  $S_{21}$  特性の変化を図 2.24 に示す。

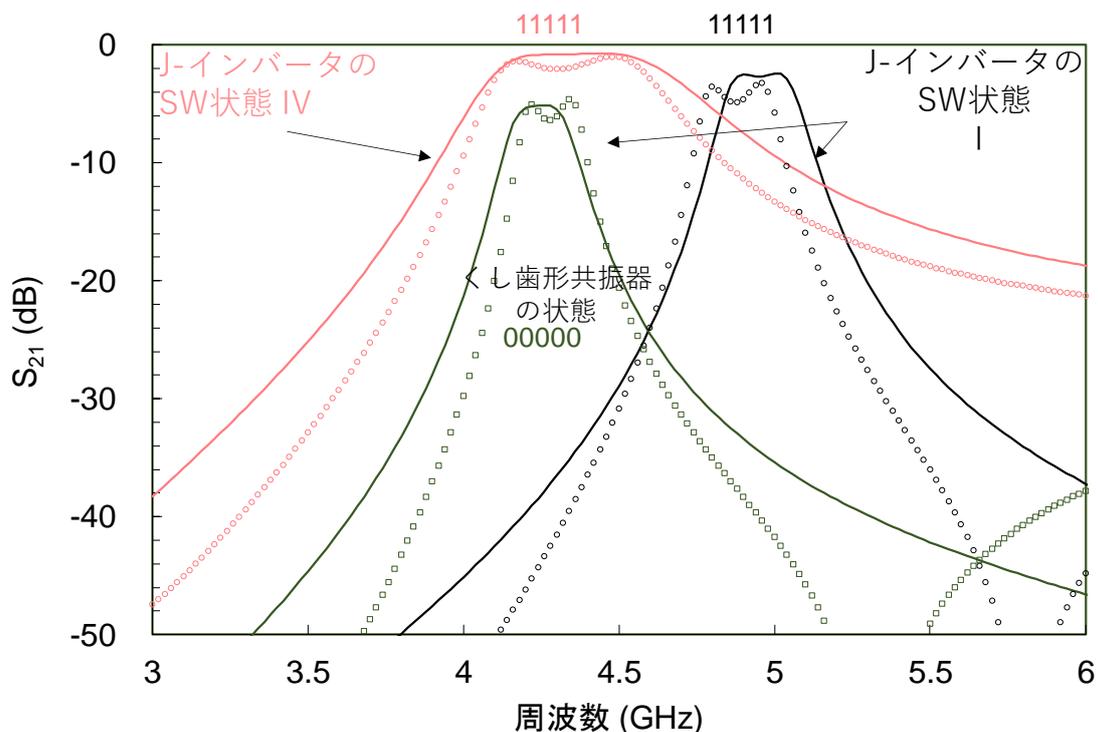


図 2.24 J-インバータの SW の状態を I から IV に変化させた際の  $S_{21}$  の変化（実線はシミュレーション結果でプロット点は測定結果）

くし歯形共振器の SW の状態は 11111 にしたまま、J-インバータの SW の状態を I から IV に変化させることで、比帯域幅は、シミュレーション結果では 5.5% から 15.1%

に、測定結果では 4.9% から 12.8% にそれぞれ 3 倍弱広くなった。J-インバータの値の変化である 4.6 倍よりは小さいが、J-インバータ上の SW の状態により、帯域幅を変更可能であることが明らかとなった。しかし、帯域幅と同時に中心周波数が、測定結果では 4.9 GHz から 4.4GHz へと低くなる。帯域幅を変更するために J-インバータの容量を変更する場合、中心周波数が付随して変化してしまうのは、実際には容量を J-インバータとして用いた場合、フィルタの回路は図 2.25 のように理想 J-インバータの回路を用いて表されるためである。

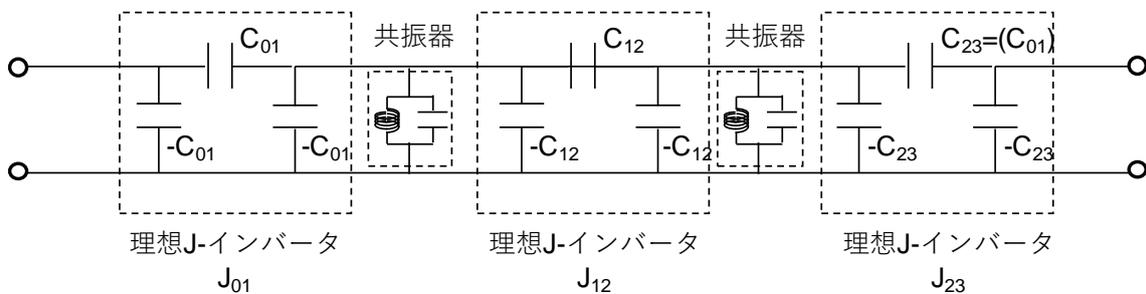


図 2.25 容量による理想 J-インバータを用いた BPF の回路構成

容量で構成される理想 J-インバータには、シャントに負の容量が接続されている。このため、負の容量分を共振器に吸収させるため、共振周波数は中心周波数より高くする必要があり、 $C_{01}$  もしくは  $C_{12}$  を大きくした場合、負の容量の値も大きくなるため、共振器の共振周波数はより高くしなければならない。このため、帯域幅を広くするために単に  $C_{01}$  や  $C_{12}$  を大きくし、負の容量を吸収するための共振周波数を高くすることをしなかった場合、通過帯域の位置が低域側にシフトしてしまうのである。仮に中心周波数を維持したまま帯域幅を広帯域から狭帯域へと変えるというような場合には、図 2.24 のように、J-インバータの SW の状態を IV から I に変更するとともに、可変共振器共振器の SW の状態を 11111 から 00000 へと変更するなど、適切に共振周波数を変化させるような制御が追加が必要である。

以上のように、提案するくし歯形可変共振器を用いることにより、中心周波数を可変とする BPF が構成可能であることを示した。しかしながら、結合回路として容量を用いた場合、容量値を変更して帯域幅を変更しようとした場合、中心周波数も付随して変化してしまうため、中心周波数と帯域幅を独立に変更するためには、共振周波数を適切に選択するような制御も必要であることが明らかとなった。

### 2.3 まとめ

第 2 章では、高周波電流が共振器側面を流れることを利用し、くし歯型の線路構造と SW を用いて、電流経路長を変更し、共振周波数を変化させる新しい構造の共振器を提案した。この共振器は、限られた SW を効率的に用いることで多数の共振周波数が得られる。また、SW のオフ状態のアイソレーションが小さくても共振周波数の変化量が損なうことが無いため、高いアイソレーション性能を有する SW を用いる必要が無い。またオン抵抗を下げるためアイソレーションを犠牲にした SW の利用により、低損失化が可能であることを示した。

提案する構造の可変共振器を用い、結合回路として容量を用いた 2 次の BPF を形成した。試作したフィルタの周波数特性から、提案する共振器を用いることで中心周波数を変更可能な BPF を構成可能であることを示した。

## 第3章

# 共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な可変リング共振器を用いた中心周波数・帯域幅独立可変 BPF

第3章では BPF の特性のうち、中心周波数と帯域幅を可変とする回路構成について検討する。中でも、両特性を独立に変更することを可能とするフィルタについて検討し、これを構成可能とする可変共振器として、リング共振器と SW からなる可変リング共振器を提案するとともに、この共振器を用いて、中心周波数・帯域幅独立可変フィルタを構成し、その特性について議論する。

### 3.1 共振周波数・帯域幅独立可変リング共振器

#### 3.1.1 中心周波数と帯域幅を独立に可変とする BPF の構成

第2章では中心周波数を変更するため、共振器の周波数を変更したが、帯域幅を変更する手段としては、第2章でも触れたように、共振器間の結合度合いを変更する手法がある。例えば[3.1]のフィルタは、共振器間に固定の容量と、SW を介して接続された容量を設け、SW の状態により共振器間の結合度合いを変化させ帯域幅を変更している。この場合、SW の状態に応じて帯域幅のみならず中心周波数まで変化するため、中心周波数を一定にしつつ帯域幅を変更するために、共振器に共振周波数を変更する機構が付けられている。第2章においても、くし歯形可変共振器と可変容量を用いた結合回路か

らなる，中心周波数と帯域幅を可変とするフィルタについて述べたが，こちらにも中心周波数を維持しつつ帯域幅を可変とする場合，結合回路の特性変化に伴い，共振器の共振周波数を適切に選択するような制御が必要である，という課題があることを示した．一方[3.2]のフィルタは，2重の共振モードを持つ三角形のパッチ共振器を用い，これにSWとスタブを付加したもので，SWがオフの際には2重の共振モードの周波数が離れ広い帯域幅を持つ特性となるが，SWがオン状態になると，2重の共振モードの共振周波数が縮退し，結果として狭い帯域幅を持つ特性となる．このフィルタでは，2重の共振モード間の中間の周波数が一定のまま共振周波数が分離，及び縮退するため，中心周波数を一定に保ちながら帯域幅が変更できている．しかしこのフィルタは中心周波数が変更することができないため，本章の目的である中心周波数と帯域幅を独立に変更可能なフィルタには適用できない．しかしながら中心周波数を維持しながら帯域幅を変更可能であるという特徴は，中心周波数と帯域幅を独立に変更可能なフィルタを構成するのにあたり興味深いものである．そこで複数の共振モードを持ち，これらを独立に変更可能な共振器の利用を考えてみることにする．

今，図 3.1 に示すような，J-インバータを結合回路として用いたフィルタの構成を考えてみる．

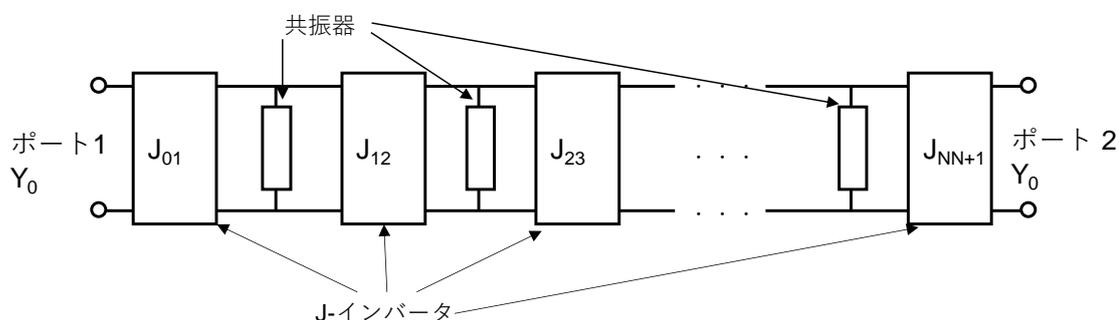


図 3.1 結合回路に J-インバータを用いた N 次の BPF

もし中心周波数を決める共振モードの共振周波数と、帯域幅を決める共振モードの共振周波数が独立に変更可能であれば、中心周波数と帯域幅をシンプルな方法で独立に変更可能となるであろう。この場合、帯域幅を共振器によって変更可能となるため、J-インバータに求められる機能は、その前後でアドミタンスを逆数にする機能のみである。そこで図 3.2 のように、帯域幅を、共振周波数を維持しながら可変とする共振器と、中心周波数の変更に対応して  $90^\circ$  の移相量を保つことが可能な可変  $90^\circ$  移相回路を用いた J-インバータからなる、中心周波数・帯域幅独立可変フィルタの回路構成を示す。

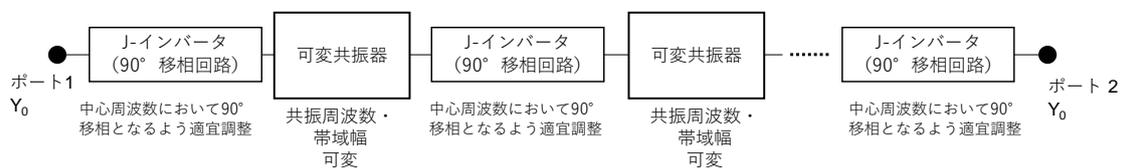


図 3.2 帯域幅を可変とする共振器を用いた BPF の構成

3.1.2 において図 3.2 の BPF 構成に適用可能な、共振周波数を一定に保ちながら帯域幅を変更可能な可変共振器を提案し、その特性について理論的解析と、シミュレーション及び試作回路の特性測定結果から示す。

### 3.1.2 提案する共振器の構成及び理論解析

共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な可変共振器として、図 3.3 に示すリング共振器と SW からなる、可変リング共振器を提案する。

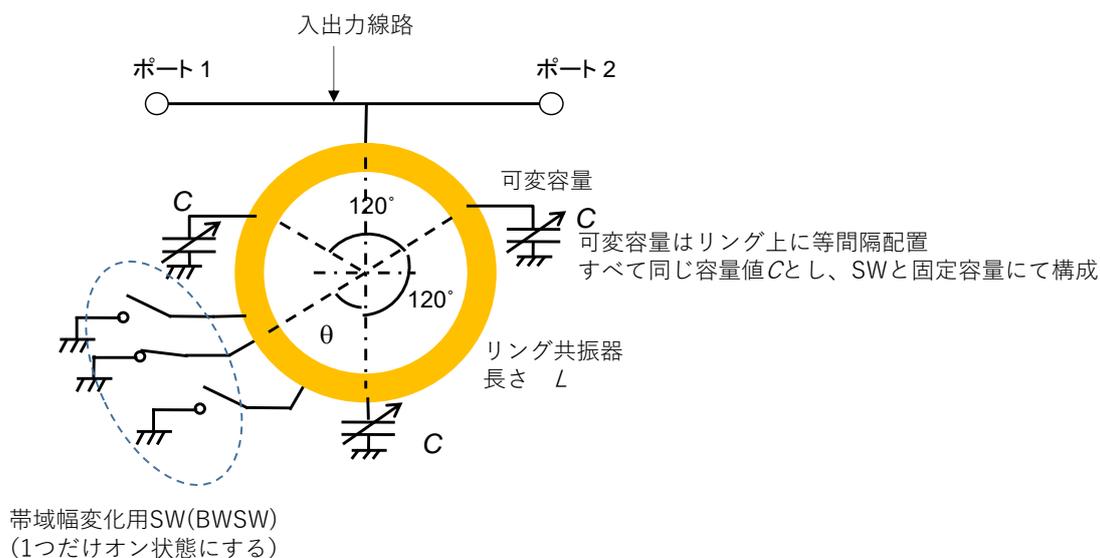


図 3.3 可変リング共振器の構成

この共振器は、長さ  $L$  のリング共振器と、リング共振器の周上に等間隔 ( $120^\circ$  間隔) に 3 つ配置された等しい容量値を持つ可変容量 (SW と固定容量で構成)、そしてリング共振器と地導体を接続する SW 群からなる。可変容量と SW 群の役割は独立しており、可変容量の役割は共振周波数を変更することで、容量値を変化させることにより共振周波数が変わる。リング共振器と地導体を接続する SW 群の役割は、共振周波数における帯域幅を変更することで、複数ある SW の中から 1 つのみオン状態とし、オン状態の SW の位置 (図 3.3 中の  $\theta$ ) を変えることにより帯域幅が変わる。以降、リング共振器と地導体を接続する SW 群を帯域幅変化用 SW (BWSW) と呼称することとする。

この可変共振器の特徴を説明するため、共振器の入力アドミタンス ( $Y_{in}$ ) を導出する。

図 3.4 に図 3.3 から可変共振器部のみを取り出し、簡略化したモデルを示す。

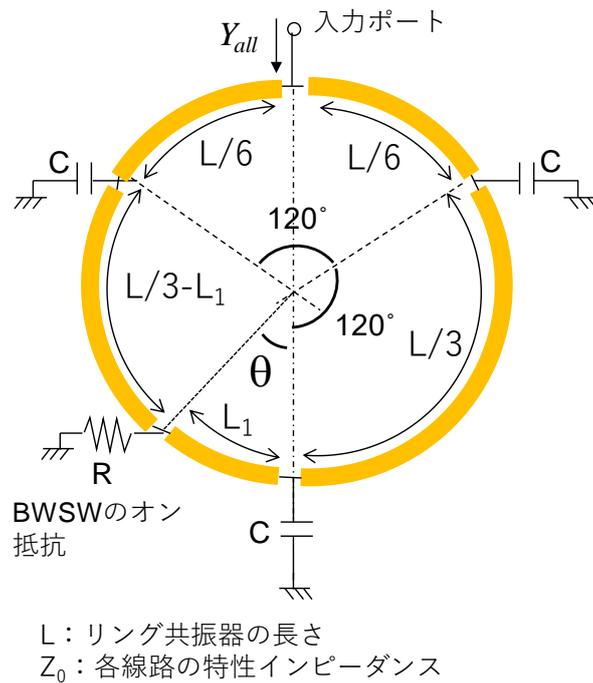
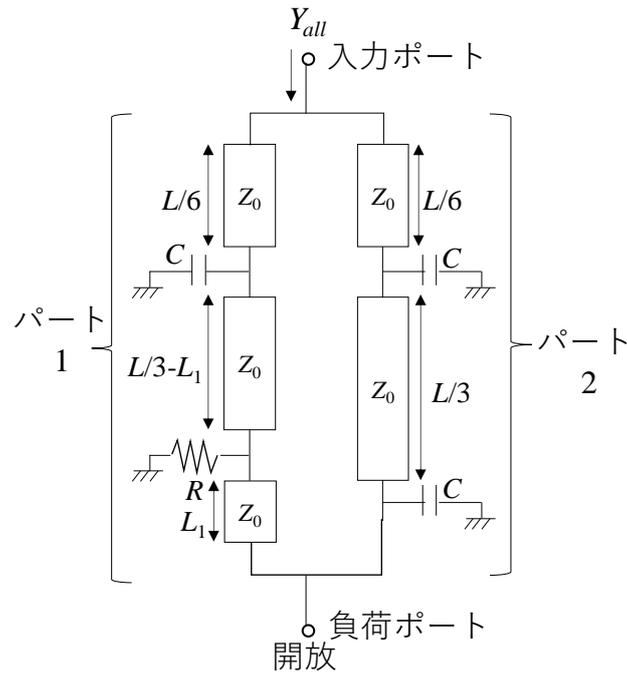
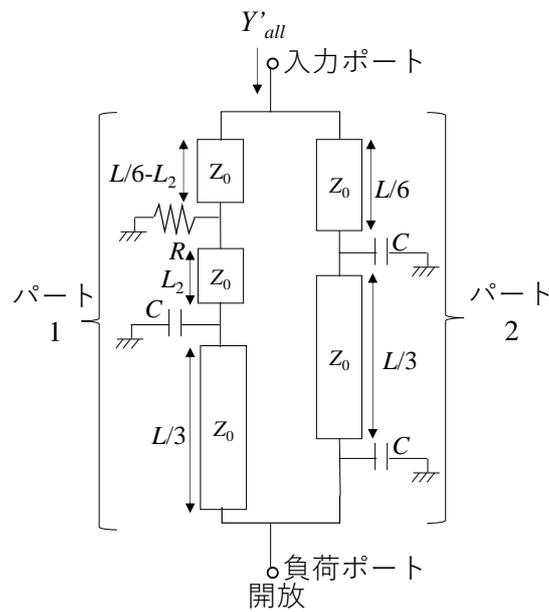


図 3.4 共振器の入力アドミタンスを求めるための簡略化モデル

リング共振器は特性インピーダンス  $Z_0$  の線路で構成されるものとし、全体長を  $L$  とする。可変容量は容量値  $C$  の容量とし、可変容量間の線路長は  $L/3$  とする。入力ポートは上部にある  $L/3$  の線路の中間に設ける。左下の  $L/3$  の線路部分に BWSW があるものとし、オン状態の BWSW は  $R$  の抵抗値を持つ抵抗とみなす。オン状態の SW の位置を変えることは下部の可変容量と BWSW 間の線路長  $L_1$  を変化するものとみなすが、BWSW から左側の可変容量までの線路長を  $L/3-L_1$  とすることで全体の線路長が一定となるようにする。BWSW は下の可変容量からリング共振器の左側を入力ポート付近まで移動できるものとする。この時、BWSW の位置が左側の可変容量より、下にある場合、上にある場合の 2 つの場合があり、それらのモデルを図 3.5 に示す。



(a) BSWW が左側可変容量より下にある場合



(b) BSWW が左側可変容量より上にある場合

図 3.5 BSWW の位置に応じた共振器モデル

なお，図 3.5(b)において，共振器の入力アドミタンスを  $Y_{all}$  とする。

これらのモデルから、リング共振器の入力インピーダンスを求めた[3.3]の手法を参考に、共振器の入力アドミタンスを導出する。まず、図 3.5(a)のモデルから  $Y_{all}$  を導出する。左側のパート 1 は、長さ  $L/6$  の線路、容量値  $C$  の容量、長さ  $L/3-L_1$  の線路、抵抗値  $R$  の抵抗、長さ  $L_1$  の線路からなる。各素子の ABCD 行列を求める[3.4]。長さ  $L/6$  の線路は以下の形で表される。

$$\begin{pmatrix} \cos \beta \frac{L}{6} & jZ_0 \sin \beta \frac{L}{6} \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta \frac{L}{6} & \cos \beta \frac{L}{6} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

容量値  $C$  の容量は、

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

長さ  $L/3-L_1$  の線路は、

$$\begin{pmatrix} \cos \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) & jZ_0 \sin \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) & \cos \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

抵抗値  $R$  の抵抗は、

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

長さ  $L_1$  の線路は、

$$\begin{pmatrix} \cos \beta L_1 & jZ_0 \sin \beta L_1 \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta L_1 & \cos \beta L_1 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

と表される。 $\omega$  は角周波数、 $\beta$  は位相定数である。これら回路は直列接続されているため、パート 1 全体の ABCD 行列は、式(3.1)から(3.5)を従属させ、その結果を

$$\begin{pmatrix} \cos \beta \frac{L}{6} & jZ_0 \sin \beta \frac{L}{6} \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta \frac{L}{6} & \cos \beta \frac{L}{6} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) & jZ_0 \sin \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) & \cos \beta \left( \frac{L}{3} - L_1 \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta L_1 & jZ_0 \sin \beta L_1 \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta L_1 & \cos \beta L_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

とおく。

また、パート 2 は長さ  $L/6$  の線路、容量、長さ  $L/3$  の線路からなるため、全体の ABCD

行列は, (3.6)までと同じ方法を用いて,

$$\begin{pmatrix} \cos \beta \frac{L}{6} & jZ_0 \sin \beta \frac{L}{6} \\ j \frac{1}{Z_0} \sin \beta \frac{L}{6} & \cos \beta \frac{L}{6} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \beta \frac{L}{3} & jZ_0 \sin \beta \frac{L}{3} \\ j \frac{1}{Z_0} \sin \beta \frac{L}{3} & \cos \beta \frac{L}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

とおく. パート 1 の ABCD 行列をアドミタンス行列に変換すると,

$$\mathbf{Y}_1 = \frac{1}{B_1} \begin{pmatrix} D_1 & B_1 C_1 - A_1 D_1 \\ -1 & A_1 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

となる. また, パート 2 の ABCD 行列もアドミタンス行列に変換すると,

$$\mathbf{Y}_2 = \frac{1}{B_2} \begin{pmatrix} D_2 & B_2 C_2 - A_2 D_2 \\ -1 & A_2 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

となる.

パート 1 とパート 2 は並列接続されているため, 全体のアドミタンス行列  $\mathbf{Y}_{\text{tot}}$  は  $\mathbf{Y}_1$

と  $\mathbf{Y}_2$  を加算して求まり,

$$\mathbf{Y}_{\text{tot}} = \begin{pmatrix} \frac{D_1}{B_1} + \frac{D_2}{B_2} & \frac{-1}{B_1} - \frac{1}{B_2} \\ \frac{-1}{B_1} - \frac{1}{B_2} & \frac{A_1}{B_1} + \frac{A_2}{B_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{\text{tot}11} & Y_{\text{tot}12} \\ Y_{\text{tot}21} & Y_{\text{tot}22} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

とおく. 負荷ポートは開放となっているため, アドミタンス行列の定義から共振器の

入力アドミタンス  $Y_{\text{all}}$  は, 以下の式から求まる.

$$Y_{\text{all}} = \frac{Y_{\text{tot}11} Y_{\text{tot}22} - Y_{\text{tot}12} Y_{\text{tot}21}}{Y_{\text{tot}22}} = \frac{Y_{\text{all},N}}{Y_{\text{all},D}} \quad (3.11)$$

$Y_{\text{all},N}$  は  $Y_{\text{all}}$  の分子,  $Y_{\text{all},D}$  は  $Y_{\text{all}}$  の分母とする.

可変リング共振器が並列共振を起こす場合, 入力アドミタンスはゼロとなることから,

$Y_{\text{all},N}$  がゼロとなるような条件を見出す.  $Y_{\text{all},N}$  は以下の式で表される.

$$\begin{aligned} Y_{\text{all},N} = & -4 \left\{ 1 + 2 \cos \beta \frac{L}{3} - Z_0 \omega C \sin \beta \frac{L}{3} \right\} \left\{ 2R(Z_0 \omega C)^2 \left( \cos \beta \frac{2L}{3} - 1 \right) + 4RZ_0 \omega C \left( 2 \sin \beta \frac{2L}{3} - \right. \right. \\ & \left. \left. \sin \beta \frac{L}{3} \right) + 8R \left( \cos \beta \frac{L}{3} - \cos \beta \frac{2L}{3} \right) + jZ_0 \left( (Z_0 \omega C)^2 \left( \sin \beta \frac{2L}{3} - \sin \beta 2L_1 - \sin \beta \left( \frac{2L}{3} - 2L_1 \right) \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. 2Z_0 \omega C \left( \cos \beta \frac{L}{3} - 2 \cos \beta \frac{2L}{3} + \cos 2\beta L_1 + \cos \beta \left( \frac{2L}{3} - 2L_1 \right) - \cos \beta \left( \frac{L}{3} - 2L_1 \right) \right) + 8R \omega C \sin \beta \frac{2L}{3} + \right. \right. \\ & \left. \left. 4 \left( \sin \beta \frac{L}{3} - \sin \beta \frac{2L}{3} \right) \right\} \quad (3.12) \end{aligned}$$

関数  $F_1$  及び  $F_2$  を以下の通り定義すると,

$$F_1(L, C, \omega, Z_0) = 1 + 2\cos\beta\frac{L}{3} - Z_0\omega C\sin\beta\frac{L}{3} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} F_2(L, L_1, C, R, \omega, Z_0) = & 2R(Z_0\omega C)^2 \left( \cos\beta\frac{2L}{3} - 1 \right) + 4RZ_0\omega C \left( 2\sin\beta\frac{2L}{3} - \sin\beta\frac{L}{3} \right) + \\ & 8R \left( \cos\beta\frac{L}{3} - \cos\beta\frac{2L}{3} \right) + jZ_0((Z_0\omega C)^2 \left( \sin\beta\frac{2L}{3} - \sin\beta 2L_1 - \sin\beta \left( \frac{2L}{3} - 2L_1 \right) \right) + \\ & 2Z_0\omega C \left( \cos\beta\frac{L}{3} - 2\cos\beta\frac{2L}{3} + \cos 2\beta L_1 + \cos\beta \left( \frac{2L}{3} - 2L_1 \right) - \cos\beta \left( \frac{L}{3} - 2L_1 \right) \right) + \\ & 8R\omega C\sin\beta\frac{2L}{3} + 4 \left( \sin\beta\frac{L}{3} - \sin\beta\frac{2L}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

$Y_{\text{all},N}$  は  $F_1$  と  $F_2$  を用いて以下のように表される.

$$Y_{\text{all},N} = -4F_1(L, C, \omega, Z_0)F_2(L, L_1, C, R, \omega, Z_0) \quad (3.15)$$

$Y_{\text{all},N}$  は  $F_1$  と  $F_2$  の積の形で書かれるため,  $F_1$  がゼロとなれば,  $Y_{\text{all},N}$  はゼロとなる. そして,  $F_1$  は  $L_1$  に関して独立であるため, オン状態にする BSWW の位置を変化させたとしても, 共振周波数は変化しないことがわかる.

次に  $Y_{\text{all},D}$  であるが, これがゼロになると  $Y_{\text{all}}$  は無限大, すなわちインピーダンスがゼロとなり, 減衰極が生成される. 可変容量の容量値  $C$ , BSWW の抵抗値  $R$  がある場合,  $Y_{\text{all},D}$  の式が複雑になり  $Y_{\text{all},D}$  がゼロになる条件を示すことが難しいため, 簡単のため可変容量の容量値  $C$  及び BSWW の抵抗値  $R$  がゼロの場合の  $Y_{\text{all},D}$  を示すと,

$$Y_{\text{all},D} = -16Z_0^2 \sin\frac{\beta}{2}(L - 2L_1) \sin\frac{\beta}{2}(L + 2L_1) \quad (3.16)$$

となる. これは三角関数となっている各因子,  $\sin\frac{\beta}{2}(L - 2L_1)$  もしくは  $\sin\frac{\beta}{2}(L + 2L_1)$  がゼロになれば  $Y_{\text{all},D}$  となり, 各因子は  $L_1$  の関数であるため, オン状態の BSWW の位置に応じて減衰極が現れる周波数が変化することがわかる.

BSWW が左側の容量より上にある場合についても同様に入力アドミタンス  $Y_{\text{all}}$  を求める.  $Y_{\text{all}}$  を求めた際と同様に, 以下のように

$$Y'_{\text{all}} = \frac{Y'_{\text{all},N}}{Y'_{\text{all},D}} \quad (3.17)$$

とすると,  $Y'_{\text{all},N}$  は,

$$\begin{aligned} Y'_{\text{all},N} = & 2j \cdot \left( 1 + 2\cos\beta\frac{L}{3} - Z_0\omega C\sin\beta\frac{L}{3} \right) \cdot 2R(Z_0\omega C)^2 \left( \cos\beta\frac{2L}{3} - 1 \right) + \\ & 4RZ_0\omega C \left( 2\sin\beta\frac{2L}{3} - \sin\beta\frac{L}{3} \right) + 8R \left( \cos\beta\frac{L}{3} - \cos\beta\frac{2L}{3} \right) + jZ_0((Z_0\omega C)^2 \left( \sin\beta\frac{2L}{3} - \sin\beta 2L_2 - \right. \end{aligned}$$

$$\sin\beta\left(\frac{2L}{3}-2L_2\right)+2Z_0\omega C\left(\cos\beta\frac{L}{3}-2\cos\beta\frac{2L}{3}+\cos 2\beta L_2+\cos\beta\left(\frac{2L}{3}-2L_2\right)-\cos\beta\left(\frac{L}{3}-2L_2\right)\right)+8R\omega C\sin\beta\frac{2L}{3}+4\left(\sin\beta\frac{L}{3}-\sin\beta\frac{2L}{3}\right) \quad (3.18)$$

となる．関数  $F_3$  を以下の通り定める．

$$F_3(L, L_2, C, R, \omega, Z_0) = 2R(Z_0\omega C)^2\left(\cos\beta\frac{2L}{3}-1\right)+4RZ_0\omega C\left(2\sin\beta\frac{2L}{3}-\sin\beta\frac{L}{3}\right)+8R\left(\cos\beta\frac{L}{3}-\cos\beta\frac{2L}{3}\right)+jZ_0((Z_0\omega C)^2\left(\sin\beta\frac{2L}{3}-\sin\beta 2L_2-\sin\beta\left(\frac{2L}{3}-2L_2\right)\right)+2Z_0\omega C\left(\cos\beta\frac{L}{3}-2\cos\beta\frac{2L}{3}+\cos 2\beta L_2+\cos\beta\left(\frac{2L}{3}-2L_2\right)-\cos\beta\left(\frac{L}{3}-2L_2\right)\right)+8R\omega C\sin\beta\frac{2L}{3}+4\left(\sin\beta\frac{L}{3}-\sin\beta\frac{2L}{3}\right)) \quad (3.19)$$

このとき  $Y'_{all,N}$  は

$$Y'_{all,N} = 2jF_1(L, C, \omega, Z_0)F_3(L, L_2, C, R, \omega, Z_0) \quad (3.20)$$

となり， $Y'_{all,N}$  も関数  $F_1$  と  $F_3$  の積の形で書かれる．この場合も  $F_1$  がゼロとなれば，

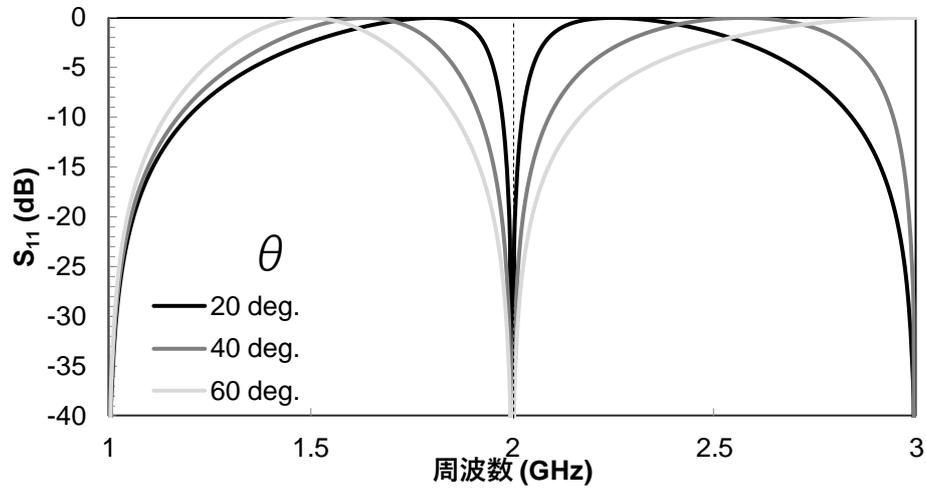
$Y'_{all,N}$  はゼロとなり，なおかつ  $F_1$  はオン状態の BWSW の位置  $L_2$  に関して独立であるため，オン状態にする BWSW の位置を変化させたとしても，共振周波数は変化しないことがわかる． $Y'_{all,D}$  は，先ほど同様  $R$  と  $C$  をゼロとした場合，

$$Y'_{all,D} = j8Z_0^2\sin\frac{\beta}{6}(L-6L_1)\sin\frac{\beta}{6}(5L+6L_1) \quad (3.21)$$

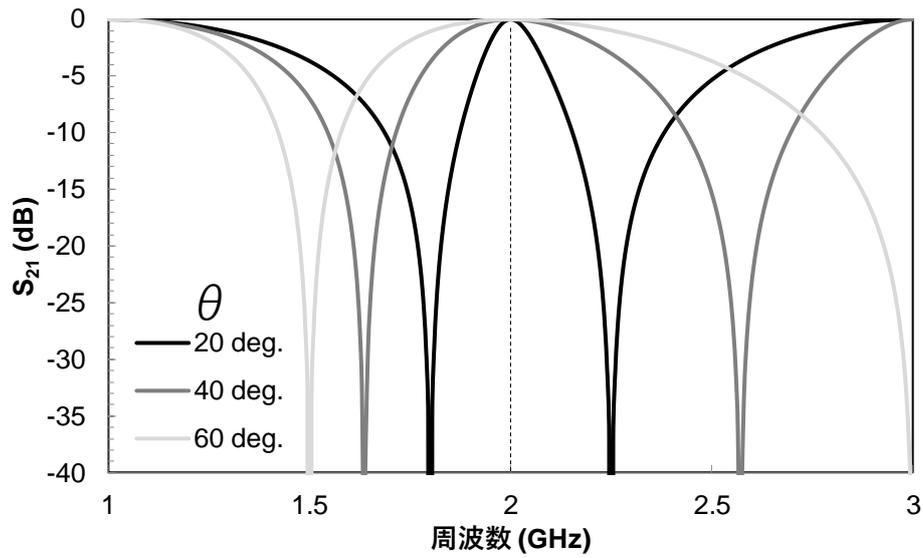
となり，こちらについても先ほどと同様に三角関数となっている各因子， $\sin\frac{\beta}{6}(L-6L_2)$  もしくは  $\sin\frac{\beta}{6}(5L+6L_2)$  がゼロになれば  $Y'_{all,D}$  はゼロとなり，各因子は  $L_2$  の関数であるため，オン状態の BWSW の位置に応じて減衰極が現れる周波数が変化することがわかる．

このように導出した共振器のアドミタンスから，提案する可変リング共振器はオン状態の BWSW の位置を変えても共振周波数は変化せず，減衰極の周波数が変化することが推察される．そこでこの可変リング共振器の特性について線形回路シミュレーションを用いて確認する．図 3.4 の簡略化したモデルを，図 3.3 の可変共振器のようにポート 1-ポート 2 間に接続した際の  $S_{11}$  及び  $S_{21}$  特性について，線形回路シミュレーションから求めた結果を図 3.6 及び図 3.7 に示す． $L$  は 2 GHz の 1 波長とし，図 3.6 は  $C$  を 0 pF

とした場合、図 3.7 は  $C$  を 2 pF とした場合の特性である。

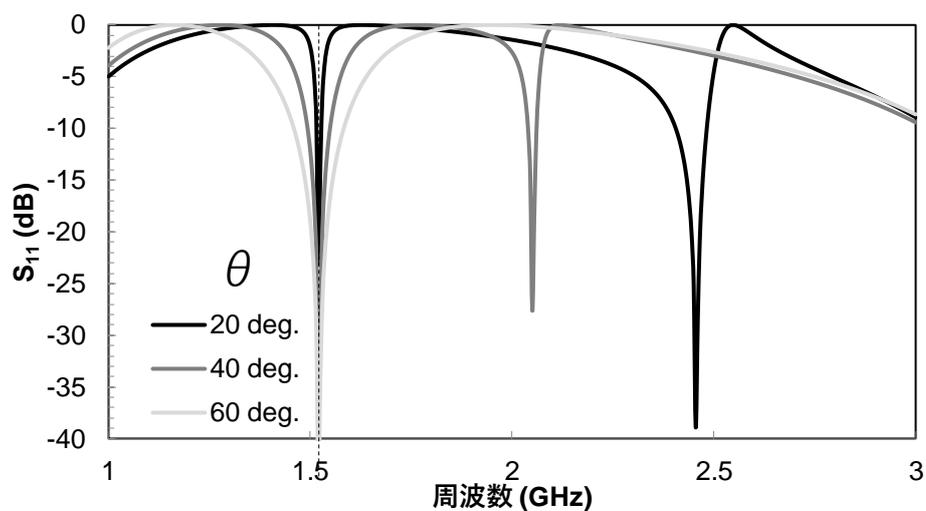
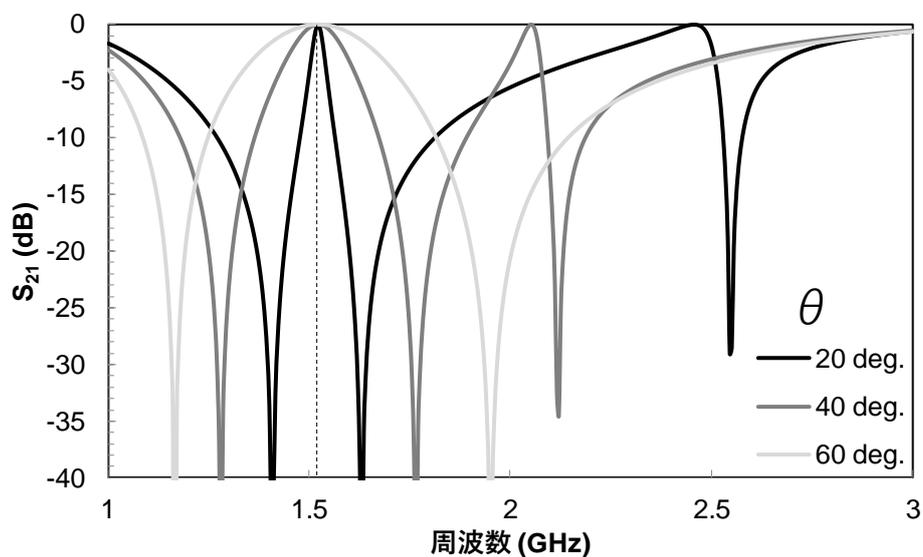


(a)  $S_{11}$



(b)  $S_{21}$

図 3.6 可変リング共振器の線形回路シミュレーション結果 ( $C=0$  pF)

(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{21}$ 図 3.7 可変リング共振器の線形回路シミュレーション結果 ( $C=2$  pF)

まず図 3.6 から、 $C$  が 0 pF の場合、リング共振器の長さが 1 波長となる 2 GHz において、 $S_{11}$  が極小となり、 $S_{21}$  が極大となっていることから、共振器が並列共振していることがわかる。オン状態の BWSW の位置  $\theta$  を  $20^\circ$  から  $60^\circ$  へと変化させると、共振周波数を 2 GHz に保ちつつ減衰極が移動し、帯域幅が広がっていることがわかる。次に図 3.7 から、 $C$  を 2 pF にした場合の共振周波数は、1.5 GHz まで低下していることがわか

る。また  $C$  を  $2 \text{ pF}$  とした場合においてもオン状態の BSWW の位置  $\theta$  を変化させた場合、共振周波数は  $1.5 \text{ GHz}$  に保たれながら、減衰極が移動し、帯域幅が変化している。これらの線形回路シミュレーションの結果から、 $C$  の値を変化させることにより共振周波数を変化させることが可能であり、共振周波数を変化させたとしても、共振器のアドミタンスの導出結果から推定された共振器の特徴、すなわちオン状態の BSWW の位置に応じて、共振周波数を一定に保ちながら減衰極の周波数を変化させることが可能であることを確認した。また減衰極の移動に伴い、帯域幅も変化していることから、この可変リング共振器が、共振周波数を変更可能でありつつ、共振周波数を一定に保ちながら帯域幅を変更可能であることが示された。なお、導出した共振器のアドミタンスから求められる  $C$  を変化させたときの共振周波数は、関数  $F_1$  が  $0$  となる周波数である。

関数  $F_1$  中の位相定数  $\beta$  は、角周波数  $\omega$  と、リング長  $L$  が  $1$  波長となる周波数の角周波数  $\omega_0$  を用いて、

$$\beta = \frac{2\pi}{L} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.22)$$

と書き表され、リング共振器が  $2 \text{ GHz}$  で  $1$  波長( $2\pi$ )であるから、

$$\beta = \frac{2\pi}{L} \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2\pi}{L} \frac{2\pi f(\text{GHz})}{2 \cdot 2\pi} = \frac{\pi f(\text{GHz})}{L} \quad (3.23)$$

とし、これを  $F_1$  に代入し  $F_1 = 0$  となる周波数  $f$  を図 3.8 にプロットする。

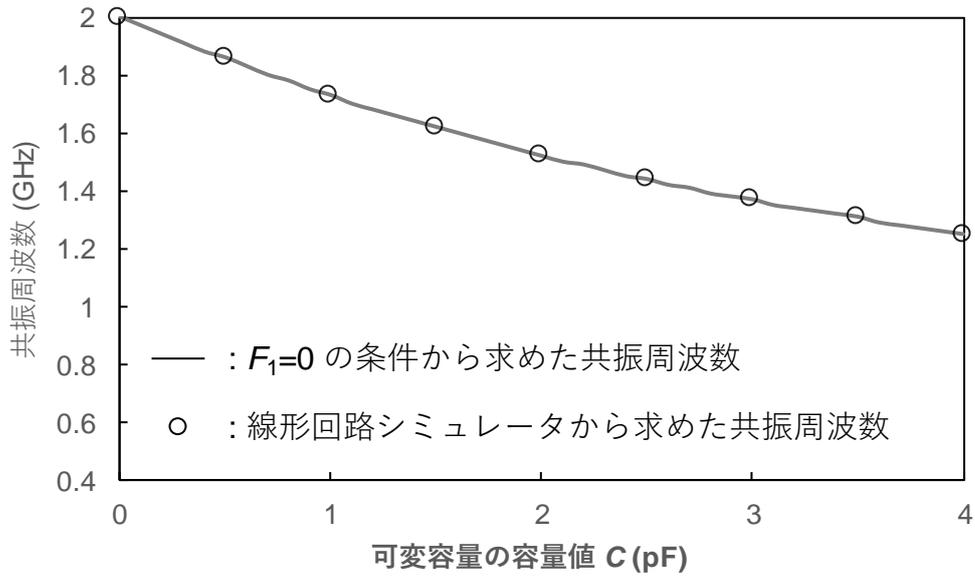
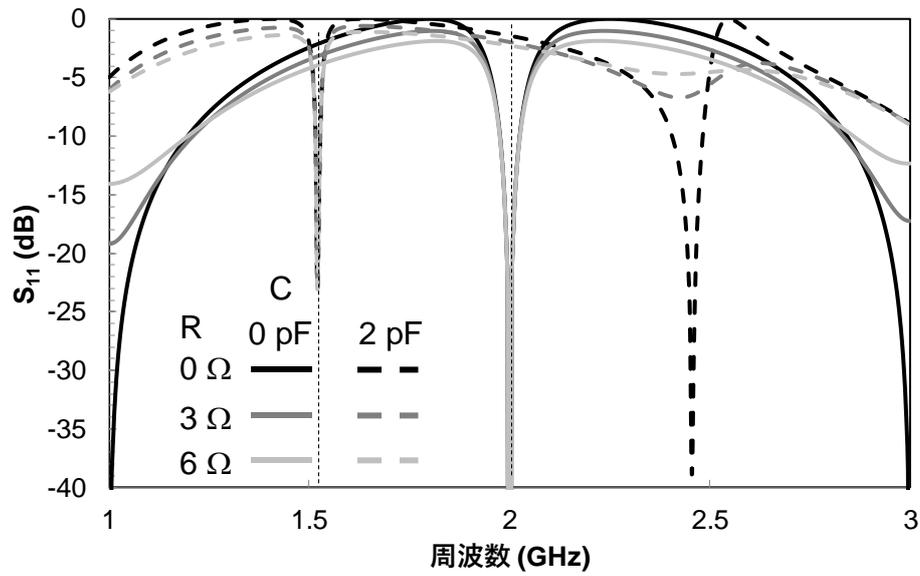
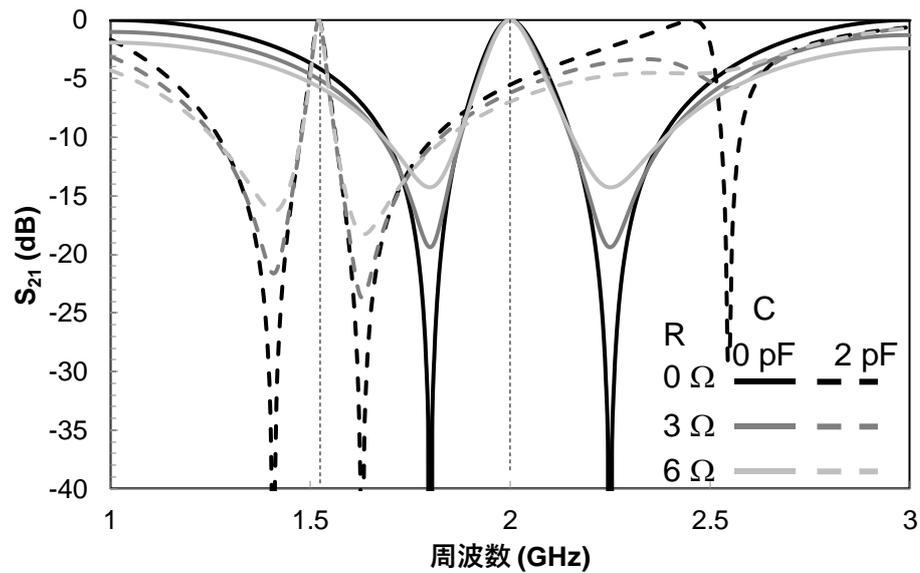


図 3.8 可変容量の容量値と共振周波数の関係

一方，線形回路シミュレーションを用い， $C$  を変化させた際の共振周波数を同じく図 3.8 上に併せて描画すると， $F_1 = 0$  から求めた周波数と線形シミュレーション結果は一致していることから，関数  $F_1$  を用いて共振周波数が導き出せることが確認できる。

また共振条件  $F_1 = 0$  は，可変リング共振器の別の特徴の存在を示唆している．先ほど述べたように， $F_1$  はオン時の BWSW の抵抗値  $R$  に関しても無関係である．このため，オン状態の BWSW の抵抗値  $R$  に関わらず，提案する共振器のアドミタンスは 0 となる．

これは，オン状態の BWSW の抵抗は，共振周波数における挿入損失に影響を与えないことを意味する．図 3.8 に， $R$  を  $0 \Omega$ ， $3 \Omega$ ， $6 \Omega$  と変化させた場合の，共振器の  $S_{11}$  特性と  $S_{21}$  特性の線形回路シミュレーション結果を示す．図 3.9(a) は  $S_{11}$ ，図 3.9(b) は  $S_{21}$  特性である． $\theta$  は  $30^\circ$ ， $C$  は  $0 \text{ pF}$  と  $2 \text{ pF}$  の 2 通りとした．

(a)  $S_{11}$  特性(b)  $S_{21}$  特性図 3.9 BWSW の抵抗値  $R$  が与える  $S_{11}$  及び  $S_{21}$  特性への影響

$C$  が 0 pF の場合、共振周波数 2 GHz において  $S_{11}$  は  $R$  の影響を受けず変化が見られない。これは  $S_{21}$  においても同様で、 $R$  を変化させても、0 のままである。一方減衰極はというと、 $S_{21}$  特性において 1.7 GHz 付近、2.3 GHz 付近にある減衰極での減衰量が、 $R$  が

大きくなるにつれて減少していることがわかる。これはアドミタンスの分母は  $R$  に関して独立ではなく、 $R$  に強く影響を受けてしまうのと考えられる。これらの傾向は  $C$  を 2 pF にした場合でも同様で、共振周波数である 1.5 GHz において、 $S_{11}$ 、 $S_{21}$  共に  $R$  の影響を受けていない一方、減衰極での減衰量は  $R$  の増加に伴い減少している。このように、可変リング共振器においては、挿入損失が BWSW の抵抗の影響を受けないという低損失化に適した特徴があり、オン抵抗の高い SW を BWSW として用いることが可能と思われるが、より急峻な減衰特性を得たい場合には、BWSW にはオン抵抗が低いものを用いることが望ましい。

以上から、提案する可変リング共振器は、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能で、BWSW のオン時の抵抗に対し、挿入損失がロバストである、という特徴を有することを、理論的な検討及び線形回路シミュレーションにより示した。3.1.3 では、この可変リング共振器の特性を電磁界シミュレーションで確認するとともに、試作した共振器の特性を示し、その後課題について議論する。

### 3.1.3 特性のシミュレーション及び測定結果

ここでは、まず可変リング共振器の特性について、有限要素法(Finite Element Method : FEM)による電磁界シミュレーションを用いて確認する。図 3.10 に可変リング共振器のシミュレーションモデルを示す。

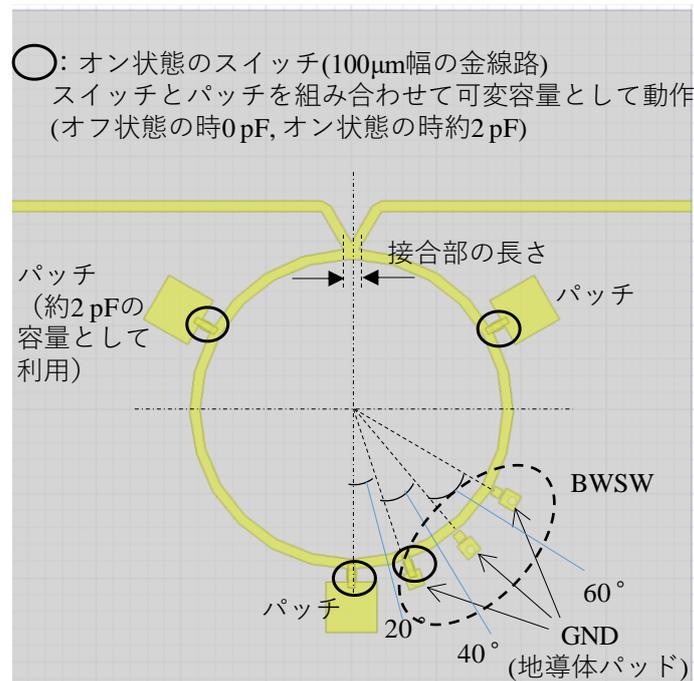


図 3.10 可変リング共振器のシミュレーションモデル

基板は厚さ 0.635 mm のアルミナとし、マイクロストリップ構造を用いる。導体は 5  $\mu\text{m}$  の金薄膜とする。リング及びポートからの入出力線路は 50  $\Omega$  線路とし、線路幅は 0.6 mm である。リングの直径は 1.8 mm である。可変容量は、約 2 pF の容量として動作するリング周辺に 3 つ等間隔 (120°) に配置した 2 pF に相当する 3 mm 角のパッチと、パッチ-リング共振器間を接続する SW から成り、容量変化は SW のオンオフによって変化するものとする。BWSW は、リング共振器右下部に 3 つ配置するものとし、オン状態とする場合には、GND (ビアホールにより裏面地導体と接続された地導体パッド) とリングを接続することとする。地導体パッドは  $\theta$  が 20° , 40° , 60° となる位置に配置している。なお可変容量とリング共振器を結ぶ SW, BWSW は、オン状態の場合は端子間を結ぶ 100  $\mu\text{m}$  幅の金の線路で代替し、オフ状態の場合はその金の線路が無いものとする。

図 3.11 及び図 3.12 に可変リング共振器の特性シミュレーション結果を示す。

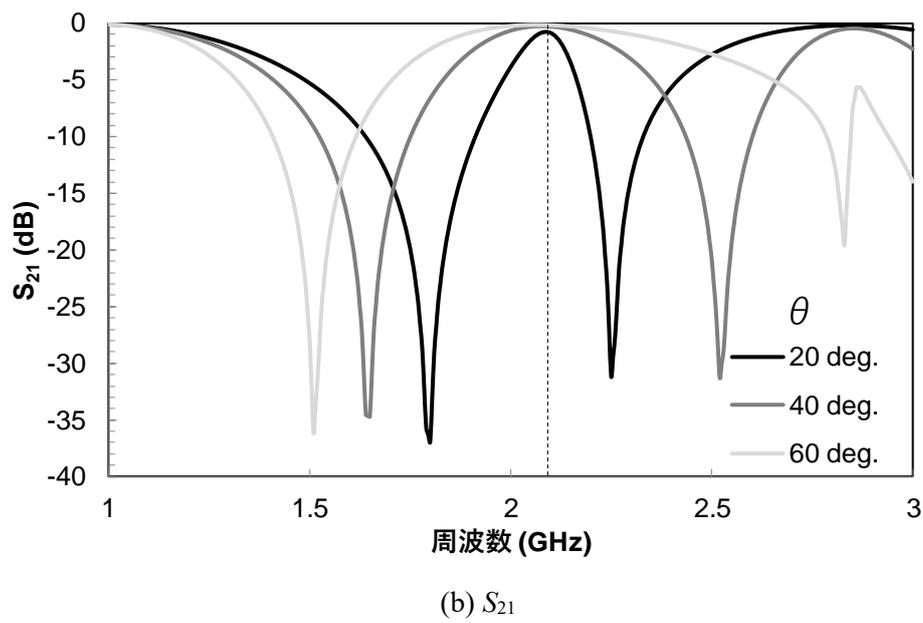
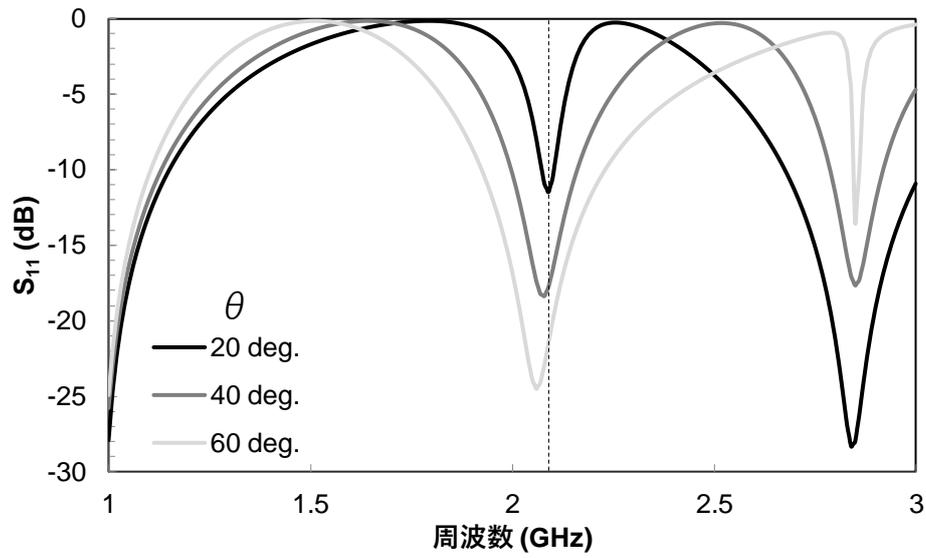


図 3.11 特性シミュレーション結果 (パッチとリング共振器は接続せず)

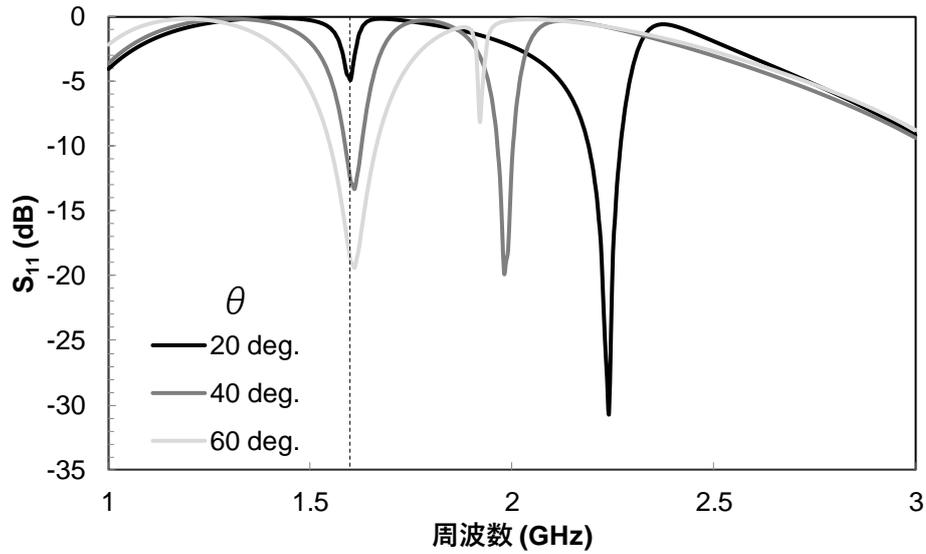
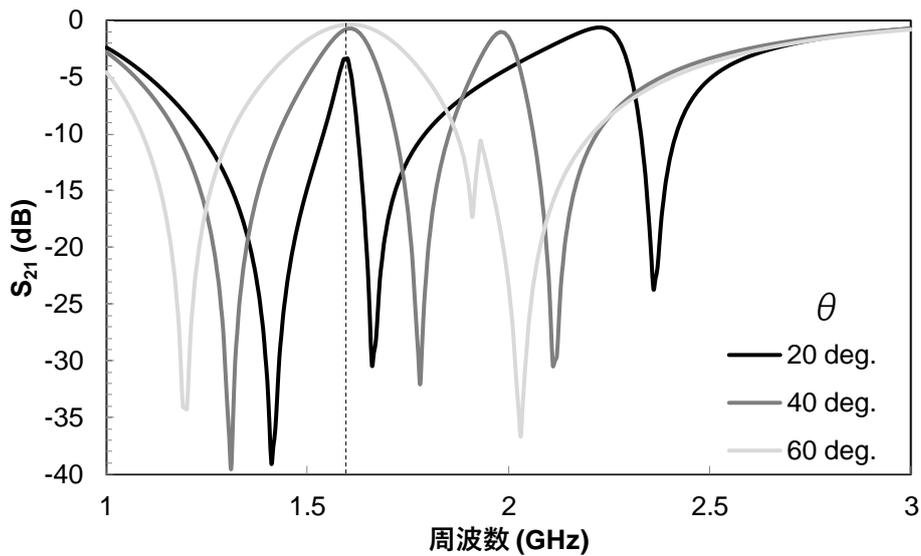
(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{21}$ 

図 3.12 特性シミュレーション結果 (パッチとリング共振器を接続)

まずパッチとリング共振器を接続しない場合について、 $\theta$  が  $20^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  の場合の比帯域幅は、それぞれ 7%、20%、37%と、 $\theta$  が大きくなるに従い、広帯域となっている。この時、共振周波数はそれぞれ、2.09 GHz、2.06 GHz、2.08 GHz と若干の変動は見られるもののほぼ 2.1 GHz で一定であり、帯域幅と共振周波数がほぼ独立に変更できている。次にパッチとリング共振器を接続した場合について、 $\theta$  が  $20^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  の

場合の比帯域幅は、それぞれ3%、9%、19%と、こちらも $\theta$ が大きくなるに従い、広帯域となっている。共振周波数についても、それぞれ、1.60 GHz、1.61 GHz、1.61 GHzと非常に変動が少なく、共振周波数を変更後も帯域幅と共振周波数がほぼ独立に変更できている。このように、提案する可変リング共振器が、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能であることについて、電磁界シミュレーションの結果からも確認できた。

このリング共振器のデザインと GaAs FETSW を用いて、可変リング共振器を試作した。試作した共振器を図 3.13 に示す。

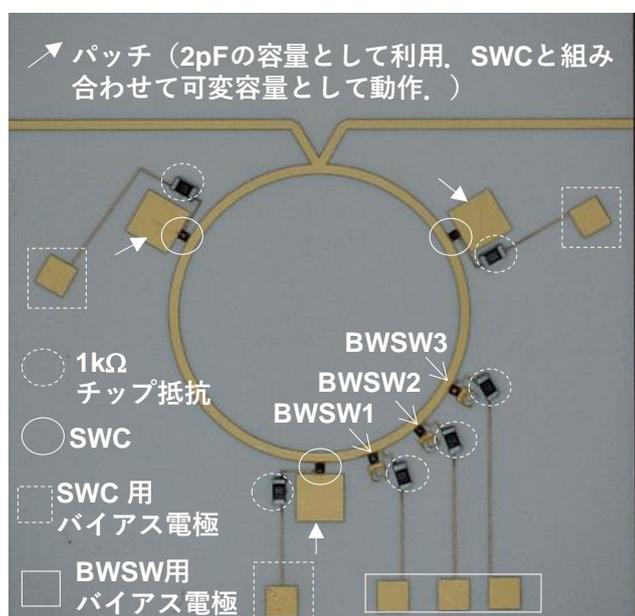


図 3.13 GaAs FETSW を用いて試作した可変リング共振器

ここで用いた GaAs FETSW は第 2 章において使用したのと同じものであり、その特性は第 2 章の図 2.4 に示すとおりである。パッチとリング共振器を接続する SW を SWC と呼称し、3 つの BWSW はそれぞれ BWSW1( $\theta=20^\circ$ )、BWSW2( $\theta=40^\circ$ )、BWSW3( $\theta=60^\circ$ )と呼称する。各 SW のゲートへ供給するバイアス電圧は、RF チョークとして用いた 1k $\Omega$  のチップ抵抗を介して印加され、オフ時には -3V、オン時には 0V を印加した。ネットワークアナライザを用いて測定した可変共振器の特性を図 3.14 及

び図 3.15 に示す。図 3.14 は SWC がオフの状態（パッチとリングが接続されていない状態）、の特性で、図 3.15 は SWC がオンの状態（パッチとリングが接続されている状態）の特性である。

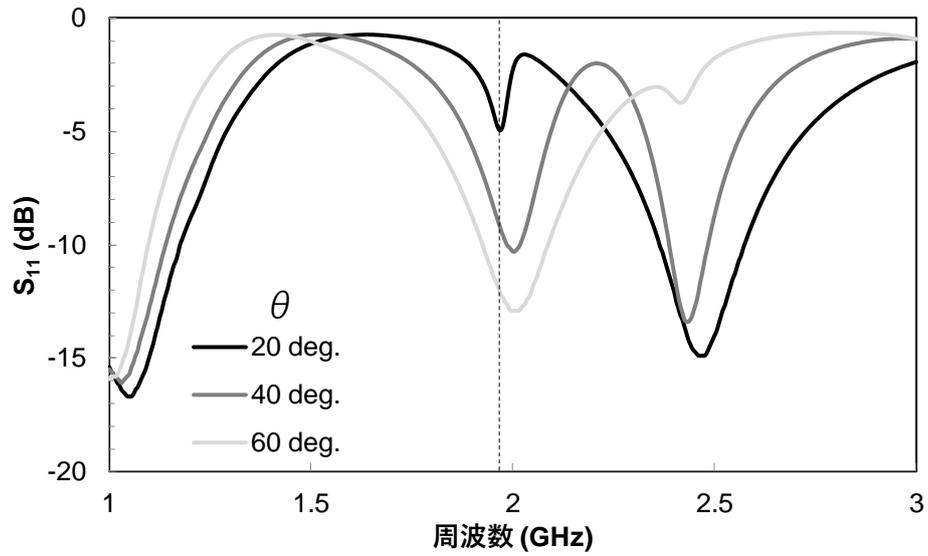
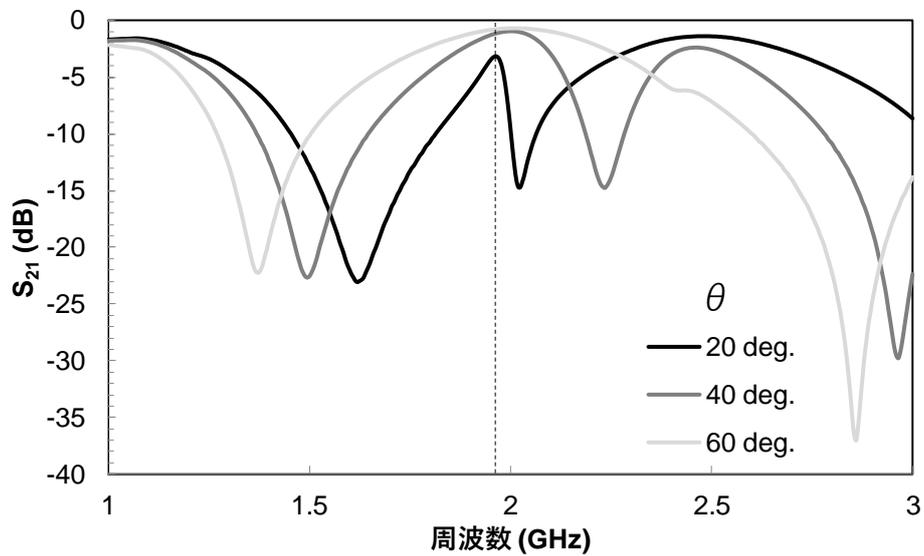
(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{21}$ 

図 3.14 試作した可変リング共振器の特性（SWC オフ状態）

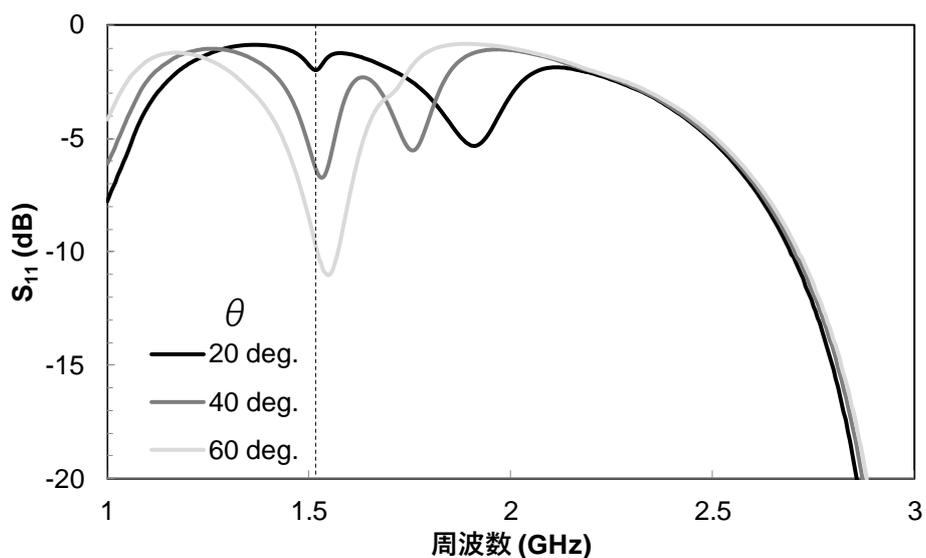
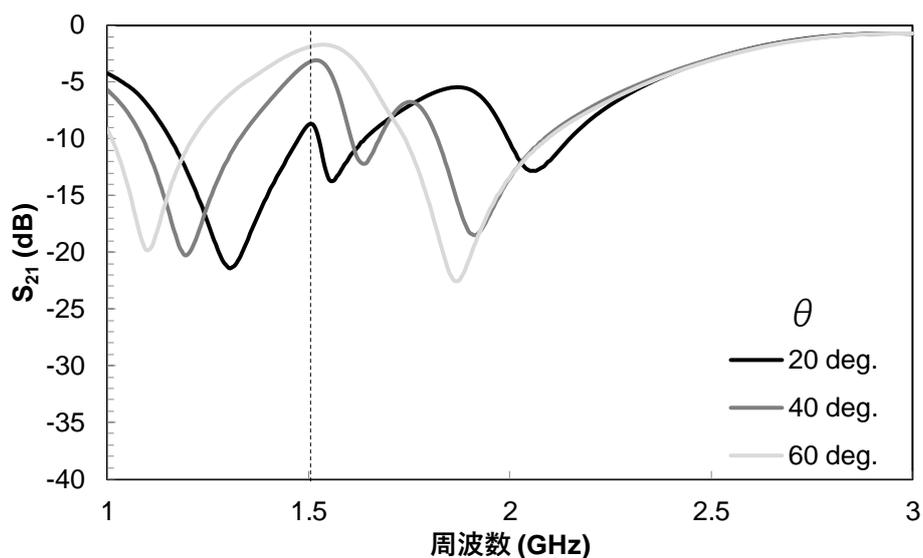
(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{21}$ 

図 3.15 試作した可変リング共振器の特性 (SWC オン状態)

まず SWC がオフ状態の場合について、 $\theta$  を  $20^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  とした場合、比帯域幅は 5%、15%、29% と広がっていった。一方共振周波数は、それぞれ、1.97 GHz、2.00 GHz、2.00 GHz と帯域幅の変更中 2.0 GHz でほぼ一定となり、帯域幅と共振周波数がほぼ独立に変更できている。SWC がオン状態の場合においても、 $\theta$  が  $20^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  の際の比帯域幅は、それぞれ 6%、11%、19% と、 $\theta$  に応じて広帯域となり、その間共

共振周波数は、1.51 GHz, 1.52 GHz, 1.54 GHz とほぼ 1.5GHz と一定である。

シミュレーション結果及び測定結果における主要特性を表 3.1 にまとめる。

表 3.1 可変リング共振器の主要な特性

SWC の状態	オン状態のBWSWの位置 $\theta$ (°) [図3.12中のオン状態のSW]	共振周波数 (GHz) シミュレーション/測定	3-dB 比帯域幅 (%) シミュレーション/測定	共振周波数での挿入損失 (dB) シミュレーション/測定
OFF状態	20 [BWSW1]	2.09 / 1.97	7 / 5	0.8 / 3.1
	40 [BWSW2]	2.08 / 2.00	20 / 15	0.3 / 1.0
	60 [BWSW3]	2.06 / 2.00	37 / 29	0.2 / 0.7
ON状態	20 [BWSW1]	1.60 / 1.51	3 / 6	3.4 / 8.7
	40 [BWSW2]	1.61 / 1.52	9 / 11	0.7 / 3.1
	60 [BWSW3]	1.61 / 1.54	19 / 19	0.4 / 1.7

これらの結果より、試作した可変リング共振器においても、共振周波数と帯域幅をほぼ独立に変更できていることがわかる。しかしながら、帯域幅の変更中に 10 MHz から 30 MHz ほど揺らいでおり、また挿入損失の測定結果はシミュレーションと比べ  $\theta$  が  $20^\circ$  のときで 5 dB ほど大きい。そこでこれらについての要因について、3.1.4 にて検討する。

### 3.1.4 共振周波数の揺らぎと挿入損失の要因検討

#### (A) 共振周波数の揺らぎについて

共振周波数の揺らぐ理由は、線形回路モデルでは理想的な状態を想定しているが、電磁界シミュレーション及び試作した可変共振器ではその理想的状態から外れているためである。理想的な状態から外れる要因として挙げられるのは以下の3点である。

1. 3つの可変容量の容量値が均一ではない
2. BWSW のオフ時のアイソレーションが低い
3. リングを形成する線路の特性インピーダンスが均一ではない

そこで、これらの要因がどのように共振周波数の揺らぎに影響を与えるかについて示す。

1. 3つの可変容量の容量値が均一ではない

図 3.16 に、3つの可変容量の容量値に不均一がある場合のモデルを示す。

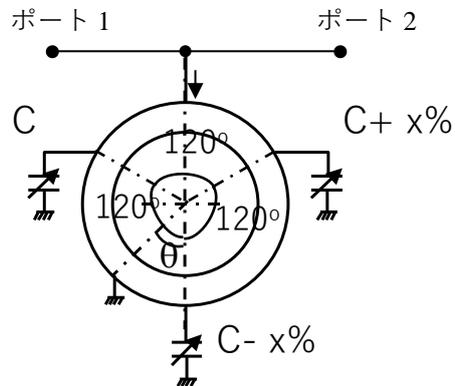


図 3.16 可変容量の容量値が不均一な場合のモデル

このモデルでは左側の可変容量の容量値を  $C$  とし、下側及び右側の可変容量をそれぞれ  $(C-x)\%$ 、 $(C+x)\%$  とすることで容量間に  $\pm x\%$  の不均一さを持たせている。このモデルを用い、線形回路シミュレータにより共振周波数を求めた。この容量値の不均一さと共振周波数の揺らぎの関係を図 3.17 に示す。

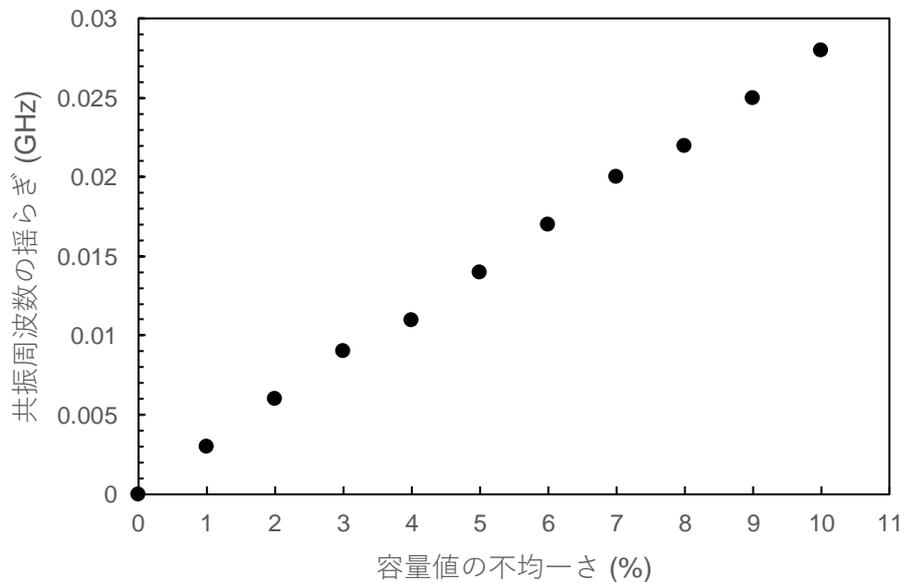


図 3.17 容量値の不均一さと共振周波数の揺らぎの関係

リング共振器の長さは 2 GHz の 1 波長，容量値  $C$  は 2 pF で，容量値が均一な場合の共振周波数は 1.52 GHz である．図 3.17 から，容量の不均一さが大きくなるほど共振周波数の揺らぎが大きくなっており，2%では 6 MHz，10%では 28 MHz の揺らぎがみられる．

## 2. BWSWSW のオフ時のアイソレーションが低い

オフ時の BWSW を純粋な容量素子であると仮定して，ある容量値の容量素子をポート 1 - ポート 2 間に接続して 2GHz における  $S_{21}$  をシミュレーションし， $S_{21}$  の絶対値を，オフ時にその容量値を持つ BWSW のアイソレーションとする．得られたアイソレーションを達成した容量値の容量素子をオフ状態の SW として用い，オン状態の SW は抵抗ゼロ，位相差ゼロの理想的な線路として用いた場合における，オン状態の BWSW 位置  $\theta$  を  $20^\circ$ ， $40^\circ$ ， $60^\circ$  と変化させた場合の共振周波数の揺らぎを線形回路シミュレータにてシミュレーションした結果を図 3.18 に示す．

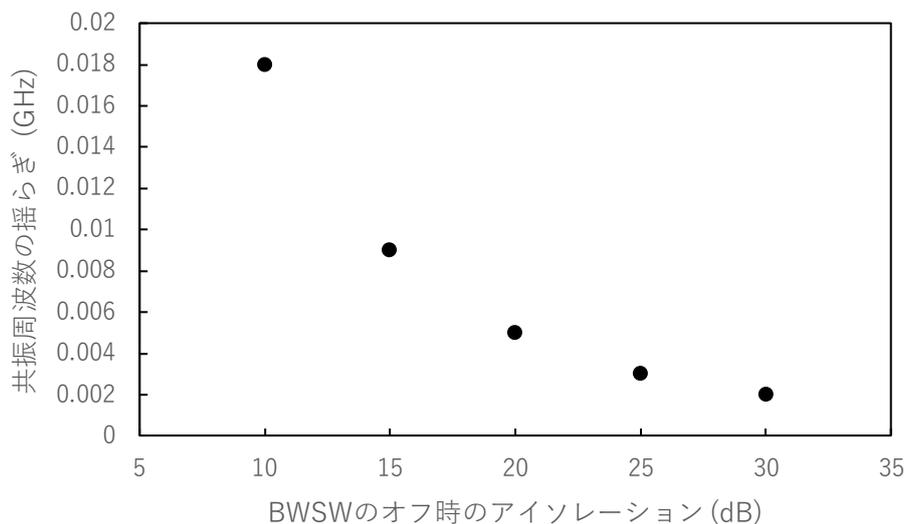


図 3.18 オフ時の BWSW のアイソレーションと共振周波数の揺らぎ

理想的な状態における共振周波数は 2 GHz である．これより，アイソレーションが低

くなるにつれ共振周波数の揺らぎは大きくなり、30 dB のアイソレーションがある場合には 2 MHz 程度の揺らぎであるが、10 dB では 18 MHz の揺らぎであった。

### 3. リングを形成する線路の特性インピーダンスが均一ではない

リング共振器の周方向の線路幅は基本的には均一であるが、図 3.12 からわかるように、入出力線路とリング共振器の接続部分は周方向に線路幅が広くなるように見える。この部分における特性インピーダンスの不均一が共振周波数に与える影響を、図 3.19 のモデルを用い、線形回路シミュレータを用いて評価した。接続部分の長さはリングの長さの  $1/50$  とし、その特性インピーダンスを  $Z'_0$  とする。 $\theta$  は  $20^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  と変化させ、図 3.20 にその結果を示す。

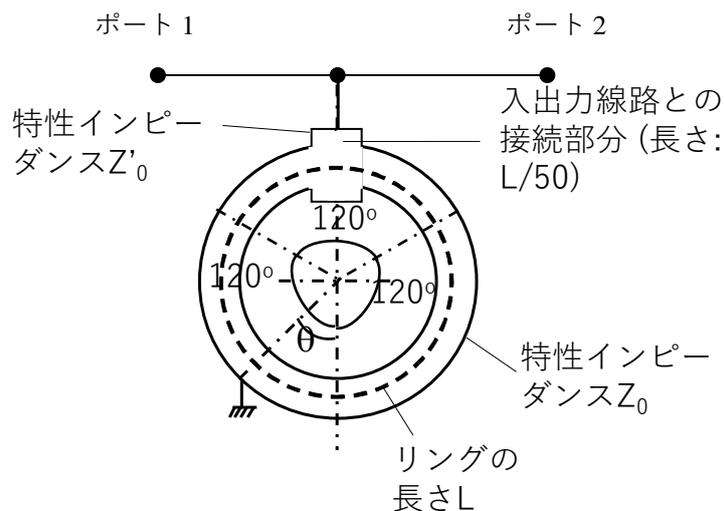


図 3.19 特性インピーダンスが不均一な共振器のモデル

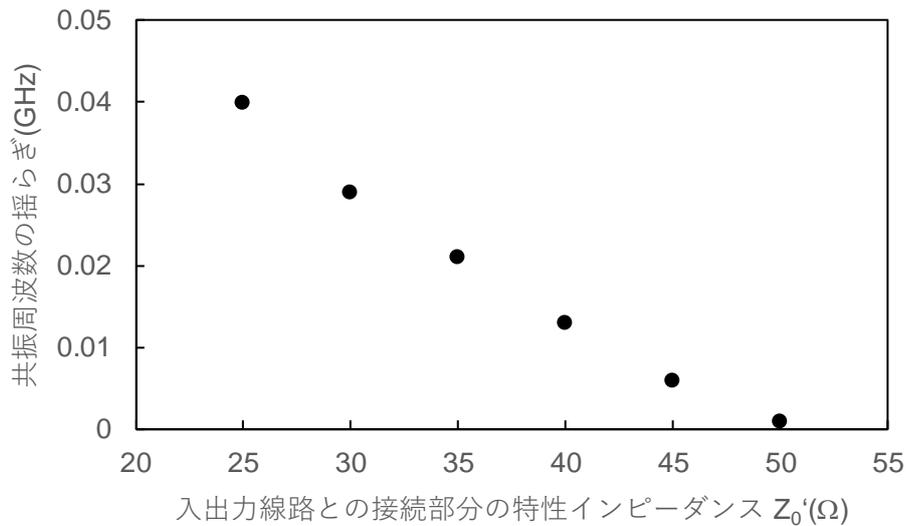


図 3.20 接続部分の特性インピーダンスと共振周波数の揺らぎの関係

$Z_0$  は  $50\Omega$  とする。このように、接続部分の特性インピーダンスが  $50\Omega$  から低下するにつれ揺らぎが大きくなっており、例えば  $30\Omega$  では  $30\text{MHz}$  近くの揺らぎがみられた。

以上 3 つの要因に関して共振周波数の揺らぎを評価した。1 の可変容量の不均一については、 $30\text{MHz}$  の揺らぎが発生するためには 10% の容量不均一が必要で、回路パターン作製のプロセス誤差で発生するレベルではない。このため、SW の実装、及び SW の特性のばらつきが疑われるが、 $30\text{MHz}$  の揺らぎは理想に近い電磁界シミュレーション結果でも観られており、1 が要因の可能性は低いものと思われる。2 の BWSW のアイソレーションの低さについては、GaAsFETSW のアイソレーションが  $2\text{GHz}$  あたりにおいて  $12\sim 15\text{dB}$  程度であるため、揺らぎがあったとしても  $10\text{MHz}$  程度と思われる。また、1 の場合と同様に、電磁界シミュレーションでも共振器周波数が揺らいでいることから、これも今回の共振周波数の揺らぎの主要因ではないものと思われる。最後に 3 の特性インピーダンスの不均一については、これは試作した共振器、電磁界シミュレーションの両方にて発生する事象であるため、可能性が高く、 $30\text{MHz}$  程度

のゆらぎは接続部分の特性インピーダンスのが  $35 \Omega$  の際に発生するが、この時の線路幅は使用したアルミナ基板を想定すると、およそ  $1.2 \text{ mm}$  で、図 3.13 のリングの線路幅が  $0.6 \text{ mm}$  であることから、十分に可能性があるものと思われる。

以上から (A) の共振周波数の揺らぎについては、3 の接続部分の特性インピーダンスの不均一が主たる要因ではないかと推察される。3 の影響を低減する一つの方策としては、可能な限り不均一な領域を小さくすることが挙げられる。現在特性インピーダンスが不均一な部分の長さは  $L/50$  としているが、例えばこれを半分の  $L/100$  とすることで、共振周波数の揺らぎは  $14 \text{ MHz}$  程度まで軽減できる。

#### (B) 挿入損失の要因

3.1.2 における共振周波数のアドミタンスの導出及び、BWSW のオン時の抵抗を想定した線形回路シミュレーション結果から、BWSW のオン時の抵抗は挿入損失へ影響を与えないことが分かっている。したがって挿入損失の要因としては、1) リング共振器自体の損失、2) SWC のオン時の抵抗が考えられる。そこで損失の要因を分析するため、まずリング共振器自体の損失の影響を評価する。図 3.10 の電磁界シミュレーションモデルにおいて、基板の誘電損失を  $5.0 \times 10^{-5}$  とし、入出力線路とリング共振器の線路には金の導電率を設定し、それ以外 (SWC, BWSW) の損失を無いものとした場合、SWC をオン状態とし、 $\theta$  を  $20^\circ$  とした場合の挿入損失を求めると、 $3 \text{ dB}$  の挿入損失となった。次に SWC のオン時の抵抗の影響について評価するため、図 3.21 に示す SWC のオン状態の抵抗を想定したモデルを用い、線形回路シミュレーションにより挿入損失を求め、抵抗値 ( $R_{\text{swc}}$ ) と損失の関係を求める。

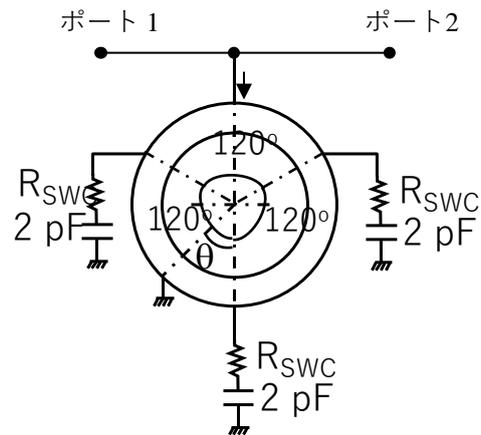


図 3.21 SWC のオン状態の抵抗を考慮したモデル

$\theta$  は最も狭帯域となる  $20^\circ$  とし、モデル中の線路は無損失とした。その結果を図 3.22 に示す。

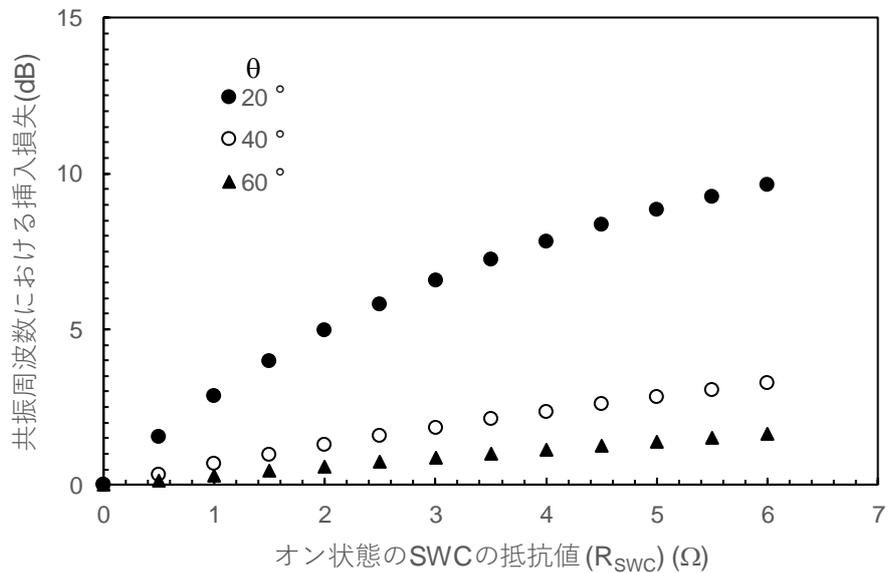


図 3.22 SWC のオン状態の抵抗値と挿入損失

表 3.1 から、SWC がオン状態で  $\theta$  が  $20^\circ$  のとき、電磁界シミュレーションによる挿入損失と測定結果の挿入損失とで差分が 6 dB 程度あった。SWC として用いた GaAs

FETSW の DC 抵抗を測定したところおよそ 2 から 2.5  $\Omega$  であり、図 3.22 から SWC が 2.5  $\Omega$  の時の挿入損失を見ると 6dB 程度であることから、SWC のオン時の抵抗の影響は妥当なものと思われる。

このように、SWC がオン状態の場合、 $\theta$  が  $20^\circ$  の際の損失 9 dB の内、リング共振器によるものが 3 dB、SWC のオン状態の抵抗によるものが 6 dB であることが分かった。共振器の低損失化を目指す場合、リング共振器、SWC のオン抵抗の両方において低損失化を図る必要がある。まずリング共振器の場合、入出力線路とリング共振器との接合部分において、接合部部位の長さを小さくする必要がある。例えば図 3.9 のモデルにおいて、SWC をオン状態とし、 $\theta$  を  $20^\circ$  とした場合において、誘電損失、導体損失のすべてを無いものとした場合の挿入損失は 0.9 dB あった。一方図 3.10 において、接合部の長さは 0.9 mm 程度あるが、この長さを 0.2 mm 程度にすることにより、誘電損失、導体損失のすべてを無いものとした場合の挿入損失は 0.2 dB と低減することができ、誘電損失、入出力線路及びリング共振器の線路の導電率を金のものとした場合、1.6 dB となった。この場合において、例えば挿入損失を 2 dB 以下としたいのであれば、オン状態の SWC の抵抗の影響を 0.4 dB 以下とするために、抵抗値はおよそ 0.2  $\Omega$  未満であることが望ましいと考える。

## 3.2 可変リング共振器を用いた中心周波数、帯域幅独立可変 BPF

3.1 節では提案する可変リング共振器が共振周波数と帯域幅を独立に可変可能であることを示した。本節では、可変リング共振器を用いて 3 次の BPF を構成し、中心周波数と帯域幅を独立に変更可能であることを示す。

### 3.2.1 可変リング共振器を用いた BPF の構成

ここまで、提案する可変リング共振器は共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な共振器であることを示した。そこでこの可変リング共振器を、図 3.2 に示す BPF の構成に適応した場合の具体的な回路構成とその特性を示す。

図 3.23 に可変リング共振器を 3 つ用いた 3 次の BPF の構成の概略を示す。

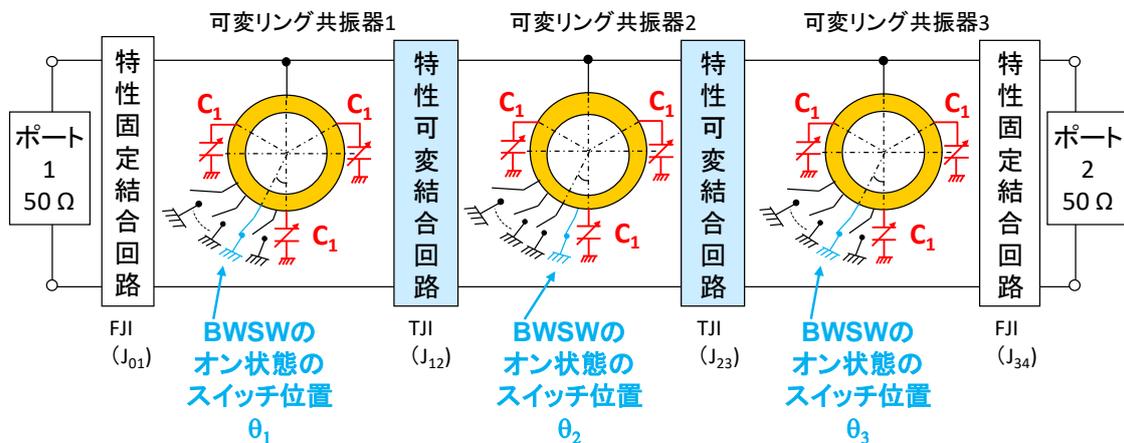


図 3.23 可変リング共振器を用いた 3 次の BPF

この BPF は、3 つの可変リング共振器を用いている。各共振器のリングの長さは同一の  $L$  とする。リングを形成している線路の特性インピーダンスは  $Z_0$  とする。各リングに接続されている可変容量はすべて同じ容量値  $C_1$  とする。オン状態の BWSW の位置を示す  $\theta$  は、可変リング共振器 1, 2, 3、においてそれぞれ  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  とする。ポート 1 及び 2 と可変リング共振器 1 及び 3 の間は、特性固定結合回路(J-インバータ)(FJI)を介して結合されている。FJI は図 3.24 に示すように、特性インピーダンスがポートアドミタンス  $G$  の逆数となる線路からなり、その長さは、可変フィルタにおいて想定されている最低中心周波数において  $90^\circ$  以上の長さがあれば良い。

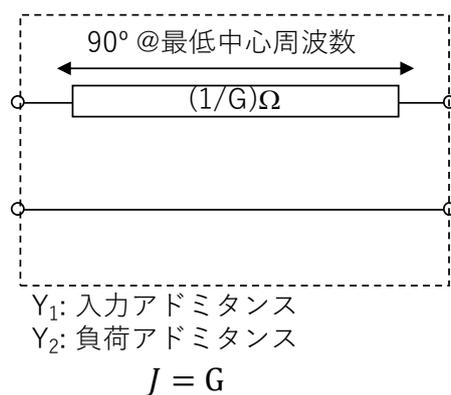


図 3.24 FII の構成

可変リング共振器間は特性可変結合回路(J-インバータ)(TJI)により結合され、図 3.25 の回路を用いる。

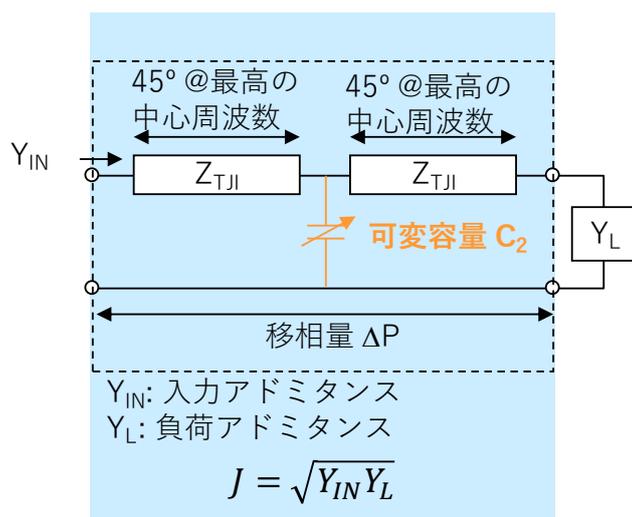


図 3.25 TJI の構成

TJI は特性インピーダンス  $Z_{TJI}$ 、長さが想定する最高の中心周波数で  $45^\circ$  の 2 本の線路からなり、線路間には容量値  $C_2$  の可変容量がシャントに接続されている。なお  $Y_L$  はのちに TJI のアドミタンスパラメータ  $J$  を得るために用いる負荷アドミタンスであり、実際のフィルタにおいては無いものである。 $\Delta P$  は TJI による移相量である。

### 3.2.2 可変リング共振器を用いた BPF の設計手順と理想的なフィルタ特性

図 3.23 の BPF の設計には，図 3.26 に示す 3 つの共振器を J-インバータで結合した BPF の従来の設計を適用できる[3.5].

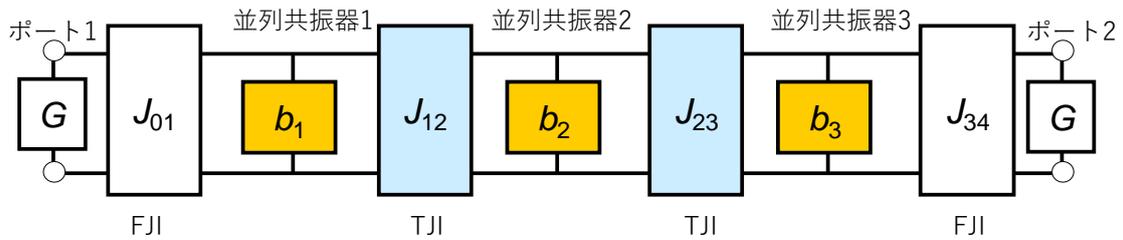


図 3.26 3 つの並列共振器を J-インバータで結合した BPF

各並列共振器は可変リング共振器に相当し，そのサセプタンススロープパラメータを  $b_k$  ( $k = 1, 2, 3$ ) とする．図に示すように，FJI のアドミタンスパラメータは  $J_{01}$  及び  $J_{34}$ ，TJI のアドミタンスパラメータは  $J_{12}$  及び  $J_{23}$  とする．以下に，ステップバイステップ形式にて，フィルタの設計手順を示す．なお図 3.23 のフィルタにおいて，ここではリングの長さ  $L$  は 5GHz の 1 波長とし，ポートアドミタンスを  $0.02 \text{ S}$  ( $=1/50\Omega$ ) とする．これに伴い，FJI の線路の特性インピーダンスは  $50 \Omega$  となる． $Z_0$  及び  $Z_{TJI}$  は特にポートアドミタンスと同一にする必要は無いが，ここでは  $50 \Omega$  として設計を進める．

手順 1. バタワース特性，チェビシェフ特性等の特性関数を決める．これにより原型低域フィルタの素子値， $g_0, g_1, g_2, g_3, g_4$  が定まる．ここではバタワース特性とし，フィルタの次数が 3 次であるから  $g_0 = g_4 = 1, g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2$  とする[3.5].

手順 2. 中心周波数，比帯域幅  $w$  を決める．ここでは  $5 \text{ GHz}$ ， $10\%$  とする．

手順 3. FJI 及び TJI のアドミタンスパラメータを得る．FJI は  $50 \Omega$  線路であるため，そのアドミタンスパラメータは図 3.24 の式， $J = G$ ，より  $0.02$  となる．TJI の

アドミタンスパラメータは、 $C_2$ の値によって変化する。 $C_2$ は所望の中心周波数において $90^\circ$ の移相量を得るために値を設定するため、まず図3.25の回路を用い図3.27のような、 $C_2$ と移相量 $\Delta P$ 、及びアドミタンスパラメータ $J$ の関係を得て、該当する $C_2$ と $J$ の値を見出す。図3.25において、 $Z_{TII}$ は $50\ \Omega$ 、2本の線路の長さはともに $5\ \text{GHz}$ において $45^\circ$ である。 $J$ は $Y_L$ を $0.02\ \text{S}$ に設定して、図3.25に記載の式、 $J = \sqrt{Y_{IN}Y_L}$ 、からTIIのアドミタンスパラメータ $J$ を求めた。

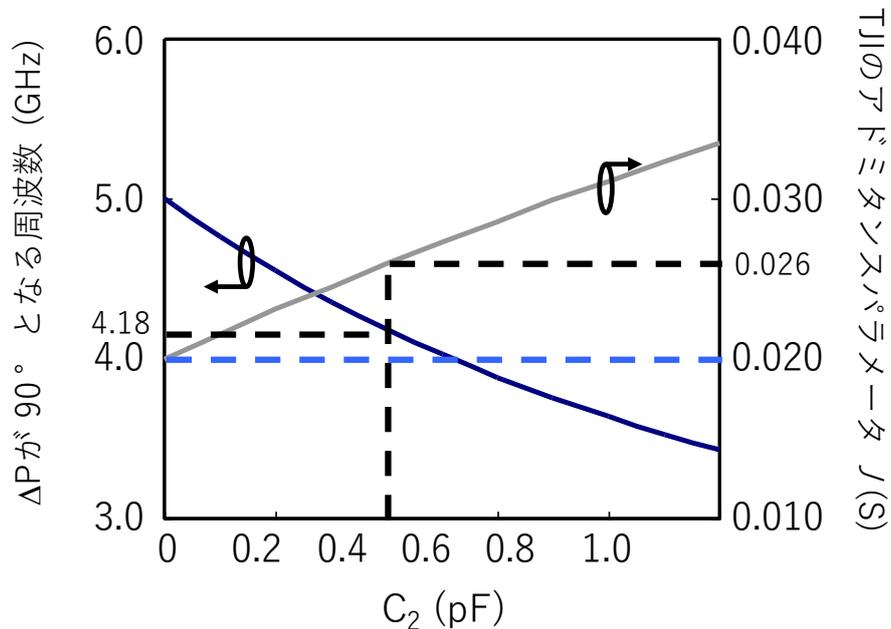


図 3.27  $C_2$ と移相量 $\Delta P$ 、アドミタンスパラメータ $J$ の関係

中心周波数は $5\ \text{GHz}$ に設定しているため、 $C_2$ は $0\ \text{pF}$ となる。このとき、 $J$ は $0.02$ が得られた。以上から、 $J_{01} = J_{34} = 0.02$ 、 $J_{12} = J_{23} = 0.02$ となる。

手順 4. 手順 3 で得られた FII, TII のアドミタンスパラメータ、手順 1 及び 2 で設定した、原型低域フィルタの素子値 ( $g_0, g_1, g_2, g_3, g_4$ ) 及び比帯域  $w$  を用い、下記の式を用いて、各共振器に求められるサセプタンススロープパラメータを導出

する[3.5].

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Gb_1w}{g_0g_1}} \quad (3.24), \quad J_{12} = w \sqrt{\frac{b_1b_2}{g_1g_2}} \quad (3.25), \quad J_{23} = w \sqrt{\frac{b_2b_3}{g_2g_3}} \quad (3.26), \quad J_{34} = \sqrt{\frac{Gb_3w}{g_3g_4}} \quad (3.27)$$

これより,  $b_1 = b_3 = 0.20$ ,  $b_2 = 0.40$  を得る.

手順 5. 共振周波数が 5 GHz となる  $C_1$  と 4 で求めたサセプタンススロープパラメータが得られるオン状態の BWSW の位置  $\theta$  を図 3.28 のモデルを用いて探す.

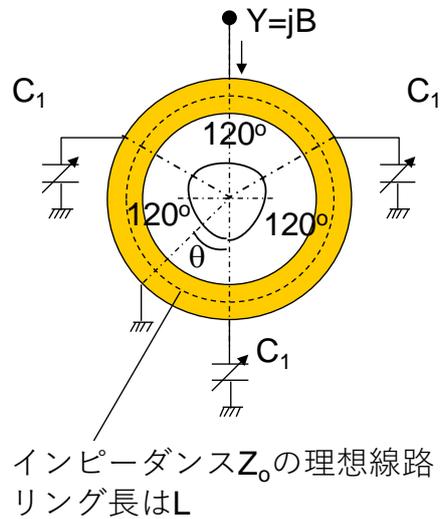


図 3.28 サセプタンススロープパラメータと  $\theta$  の関係を求めるためのモデル

このモデルは損失が無い理想線路と理想素子を用いているため, 入力アドミタンス  $Y$  は純虚数となり, サセプタンス  $B$  を用いて  $Y = jB$  で表される.  $Z_0$  が  $50\Omega$ , リング長を 1 GHz の 1 波長とすると,  $C_1 = 0$  pF の時  $B$  が 0 となる周波数が 5 GHz となることから  $C_1 = 0$  pF となる. この時の  $B$  の周波数特性は図 3.29 の通りとなる.

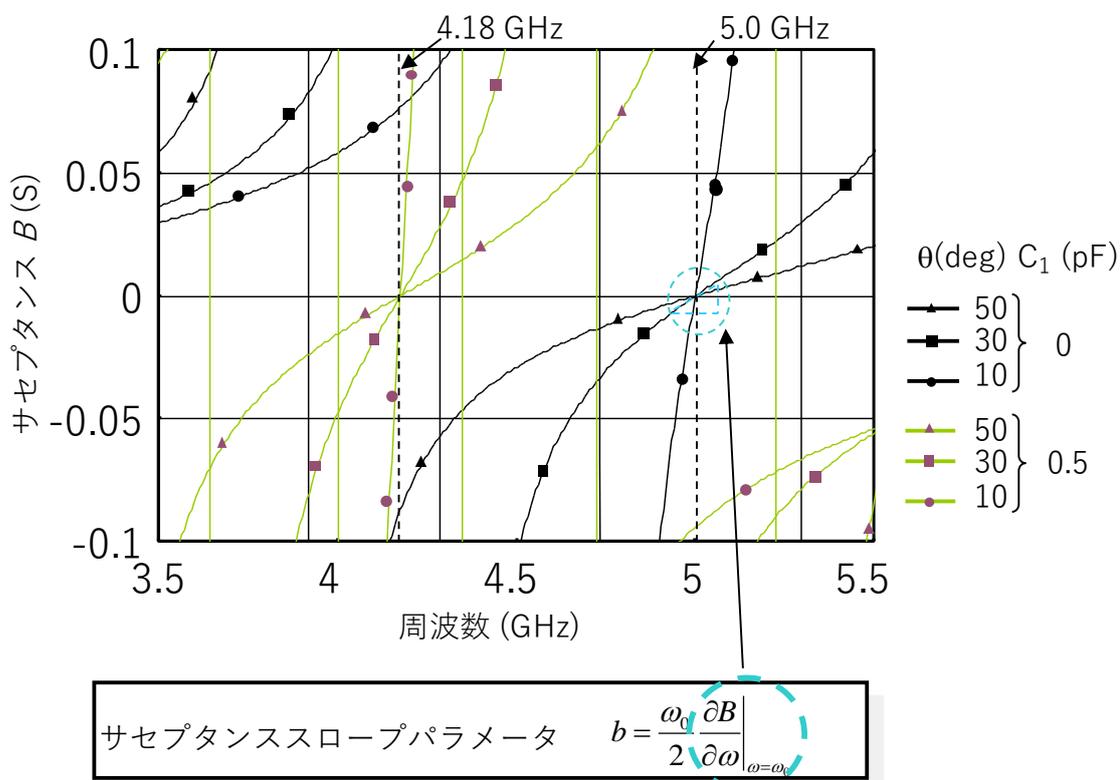


図 3.29 サセプタンス  $B$  の周波数特性

サセプタンススロープパラメータはサセプタンス  $B$  を角周波数で偏微分したものであるため、図中の水色の丸で示した共振周波数付近における線の傾きを求めて、サセプタンススロープパラメータを計算する。図 3.29 からサセプタンススロープパラメータと  $\theta$  の関係を求めたものを図 3.30 に示す。

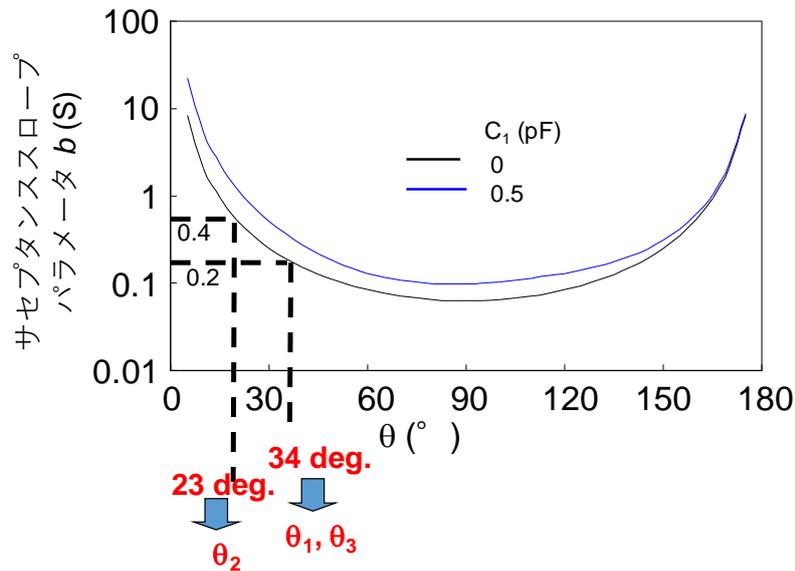


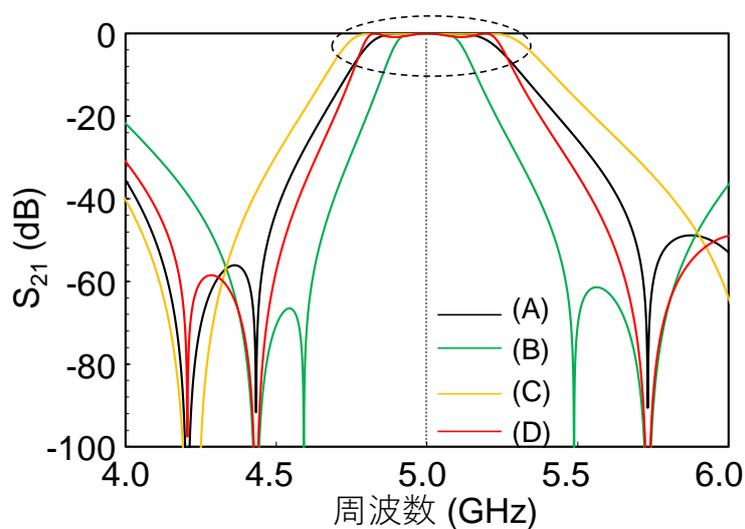
図 3.30 サセプタンススロープパラメータと  $\theta$  の関係

サセプタンススロープパラメータは、 $90^\circ$  で最小、 $0^\circ$  もしくは  $180^\circ$  付近で最大となる。これは  $90^\circ$  において帯域幅最大、 $0^\circ$  もしくは  $180^\circ$  付近で帯域幅最小となることを表している。なお、 $0^\circ$ 、 $180^\circ$  では共振器として動作しないため  $0^\circ$ 、 $180^\circ$  には設定しない。 $b_1$  及び  $b_3$  の目標値は 0.2 であるため、この図から  $\theta_1$ 、 $\theta_3$  は  $34^\circ$  と求められる。 $b_2$  の目標値は 0.4 のため、 $\theta_2$  は  $23^\circ$  となる。

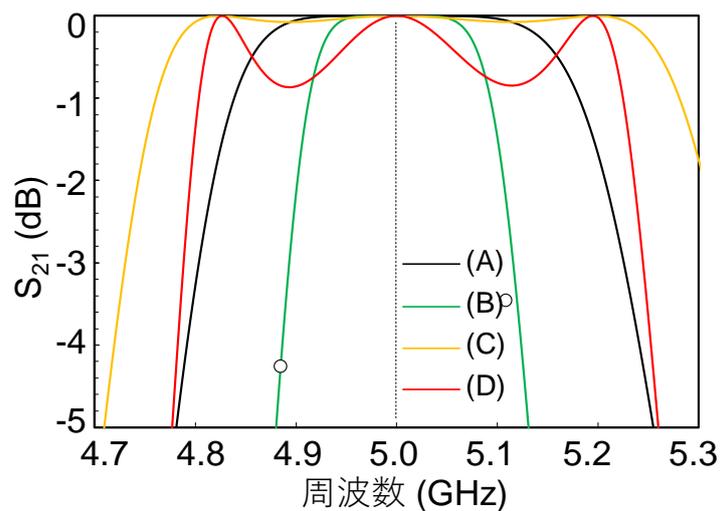
以上がフィルタの設計手順である。なお、特性関数、比帯域幅はそのままに中心周波数を 4.18 GHz にする場合は、まず  $C_2$  の値を手順 3 から求め、図 3.27 から  $C_2=0.4$  pF が求まる。またこの時の TJI のアドミタンスパラメータ  $J$  を図 3.27 から求めると、0.028 となる。FJI は  $50 \Omega$  の線路であるため、中心周波数を変えても 0.02 のままである。次に所望の特性、比帯域を得るためのサセプタンススロープパラメータを手順 4 の式 (3.24) から式 (3.27) により求める。次に  $C_1$  の値とサセプタンススロープ  $b$  の値を手順 5 から求め、 $b_1=b_3=0.20$ 、 $b_2=0.67$  と求まる。そして手順 5 から、 $C_1=0.5$  pF の時にサセプタンス 0 の周波数が 4.18 GHz となるため、 $C_1=0.5$  pF となる。 $C_1=0.5$  pF の時の  $b$  と

$\theta$  の関係を図 3.30 のように求め、図から所望のサセプタンススロープパラメータを得られる  $\theta$  として、 $\theta_1 = \theta_3 = 47^\circ$  ,  $\theta_2 = 26^\circ$  となる。

図 3.31 に、中心周波数を 5 GHz とし、様々な比帯域、特性関数にした場合の BPF の特性を線形回路シミュレーションにより得たものを示す。線路、回路素子は理想的とし、損失は考慮していない。



(a) 周波数特性 (4 GHz~6 GHz)



(b) (a) の点線の丸で囲んだ部分を拡大

図 3.31 可変リング共振器を用いたフィルタの周波数特性 (中心周波数 5 GHz)

図中の特性 (A) から (D) までの特性の概略, 原型低域フィルタの素子値, 上記手順により得られた  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $J_{01}$  から  $J_{34}$ ,  $b_1$  から  $b_3$ , そして  $\theta_1$  から  $\theta_3$  をまとめたものを表 3.2 に示す. これらより, この可変フィルタは帯域幅を変更することが可能であることがわかるが, 帯域幅変更時において, 共振周波数を変更するための可変容量  $C_1$  の値は変化していないことから, 提案する可変フィルタにおいては, 非常に容易に帯域幅のみ変更可能であることがわかる. また, この可変フィルタは, オン状態の BSWW の位置を変更するだけで, 通過帯域内の周波数特性において, バタワース特性, 0.1 dB リプルのチェビシェフ特性, 1 dB リプルのチェビシェフ特性の異なる特性関数の周波数特性を得ることも可能であることがわかる.

また中心周波数を 4.18 GHz にした場合の様々な周波数特性を図 3.32 に示す.

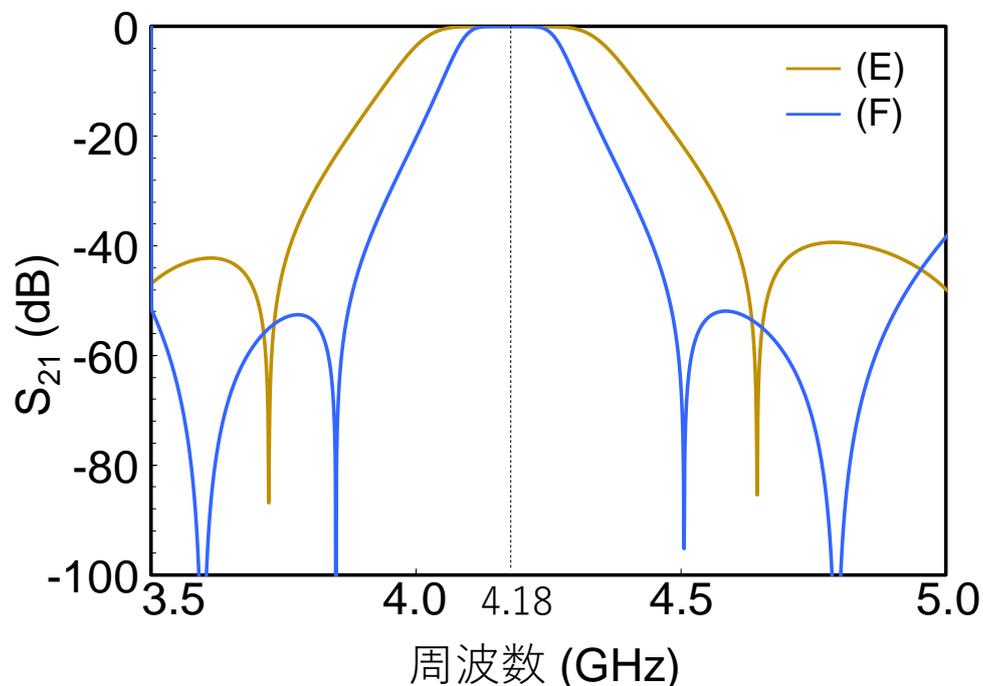


図 3.32 中心周波数 4.18 GHz における周波数特性

この時の特性 (E) 及び (F) における, 原型低域フィルタの素子値, 上記手順により得られた  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $J_{01}$  から  $J_{34}$ ,  $b_1$  から  $b_3$ , そして  $\theta_1$  から  $\theta_3$  をまとめたものも表 3.2 に示す.

表 3.2 図 3.31, 図 3.32 中の BPF 周波数特性まとめ

特性	中心 周波 数 (GHz)	比帯 域幅	特性関数	$g_0$ $g_4$	$g_1$ $g_3$	$g_2$	$C_1$ (pF)	$C_2$ (pF)	$J_{01}$ $J_{34}$ (S)	$J_{12}$ $J_{23}$ (S)	$b_1$ $b_3$ (S)	$b_2$ (S)	$\theta_1$ $\theta_3$ (°)	$\theta_2$ (°)
(A)	5.00	0.10	パタワース	1.000	1.000	2.000	0.0	0.0	0.020	0.020	0.20	0.40	34	23
(B)	5.00	0.05	パタワース	1.000	1.000	2.000	0.0	0.0	0.020	0.020	0.40	0.80	23	16
(C)	5.00	0.10	チェビシェフ (0.1dB リプル)	1.000	1.032	1.147	0.0	0.0	0.020	0.020	0.21	0.23	34	32
(D)	5.00	0.10	チェビシェフ (1 dB リプル)	1.000	2.024	0.994	0.0	0.0	0.020	0.020	0.40	0.20	23	34
(E)	4.18	0.10	パタワース	1.000	1.000	2.000	0.5	0.4	0.020	0.026	0.20	0.67	47	26
(F)	4.18	0.05	パタワース	1.000	1.000	2.000	0.5	0.4	0.020	0.026	0.40	1.35	33	19

このように, 可変リング共振器の  $C_1$  及び TJI の  $C_2$  を適切に設定することにより, 中心周波数を変更可能であることがわかると同時に, 中心周波数変更後においても, 各  $\theta$  の値を変更することにより帯域幅を変更することが可能で, なおかつ帯域幅変更の際に, 可変リング共振器の  $C_1$  を変更する必要が無く, 非常に容易に帯域幅のみを変更可能であることがわかる.

以上の理想的な線形回路シミュレーション結果より, 提案する可変リング共振器を用いた BPF は, 中心周波数と帯域幅を独立に変更可能であることが示された.

### 3.3.3 試作した可変リング共振器を用いた BPF の周波数特性

提案する可変リング共振器を用いた BPF を, アルミナ基板 (誘電率 9.4 厚さ 0.635 mm) 上に, マイクロストリップ線路構造を用いて試作した. 図 3.33 に試作した BPF を

示す。

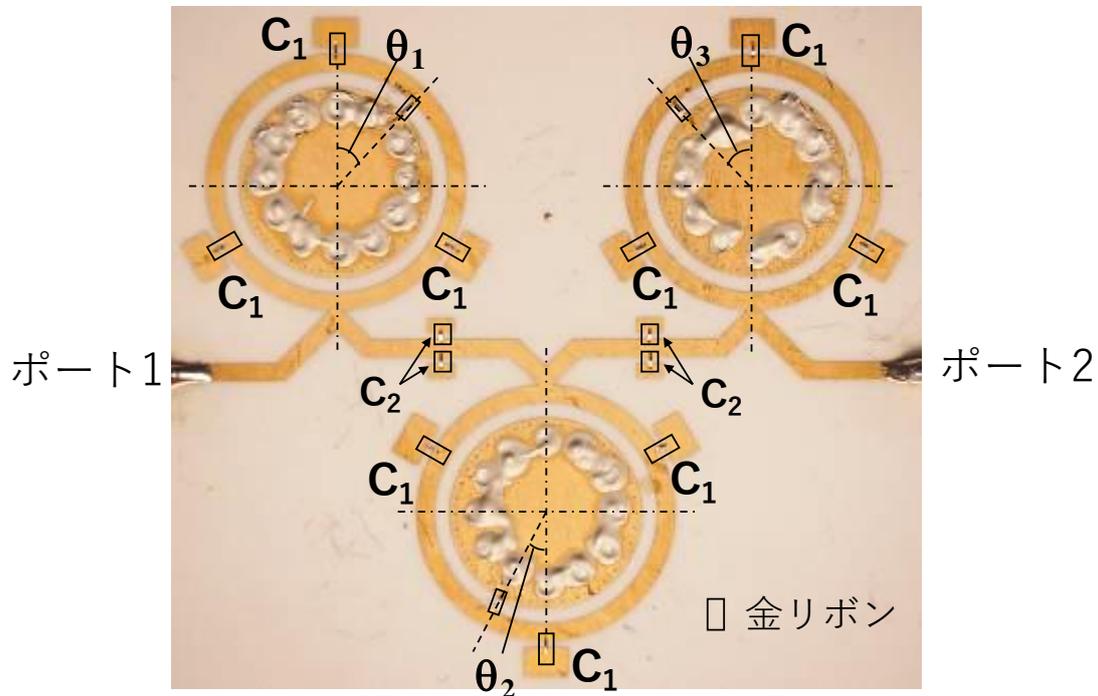
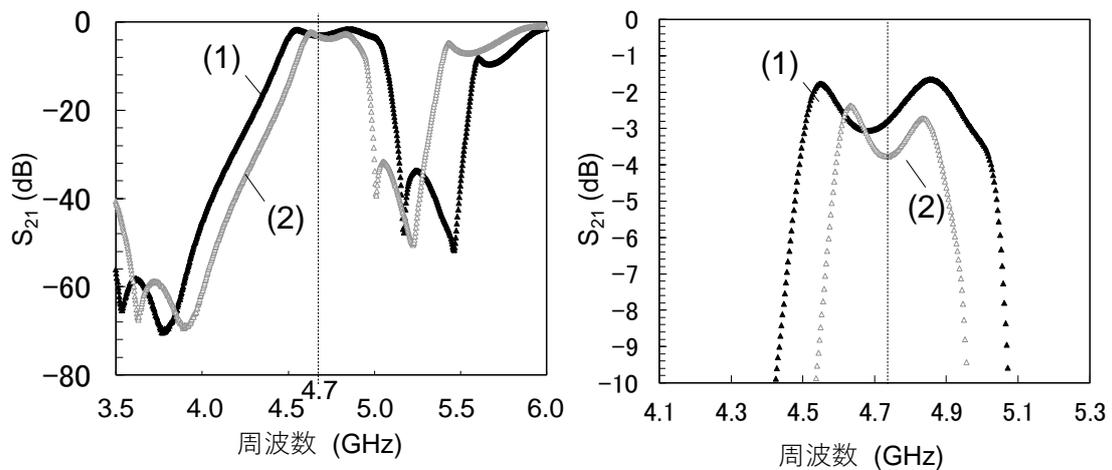


図 3.33 試作した可変リング共振器を用いた BPF

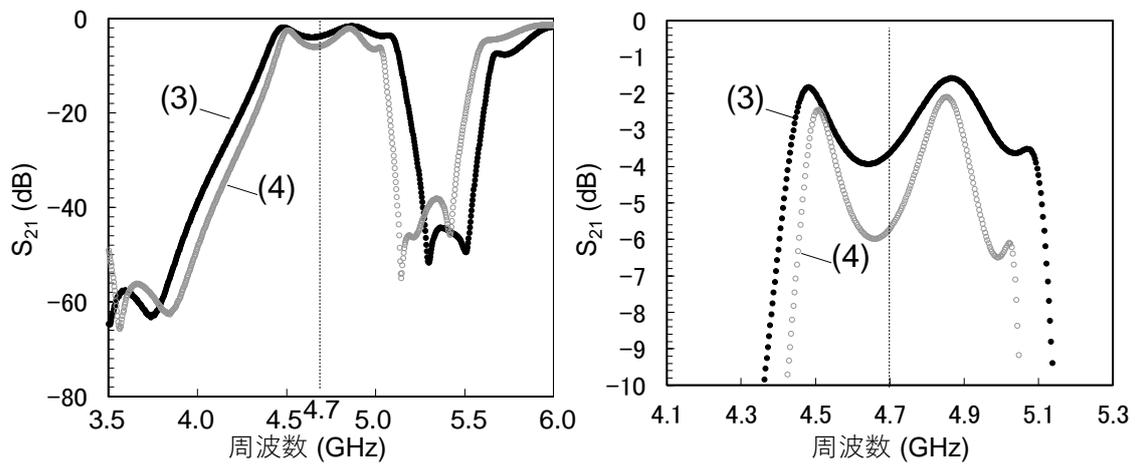
ポートから共振器までの線路及びリングを形成する線路の特性インピーダンスは  $50 \Omega$  とし、線路幅は  $0.6 \text{ mm}$  である。リングの直径は  $8.0 \text{ mm}$  である。リングの内側にある円は地導体として機能させるために複数のビアホールを設け、ビアホール内を導電性の銀ペーストで埋めることにより裏面の地導体と接続した。可変リング共振器の共振周波数を変更するための可変容量における容量値変化は、図中の  $C_1$  で示した容量パッチをリング共振器に接続するか否かによって代替する。 $C_1$  の大きさは  $1.5 \text{ mm} \times 1.0 \text{ mm}$  である。同様に TJI の移相量  $\Delta P$  を変更するための可変容量における容量値変化は、図中の  $C_2$  で示した伝送線路の上下両方にある容量パッチを共振器間の伝送線路に接続するか否かにより代替する。 $C_2$  の大きさは  $0.9 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$  で、共振器間の線路の長さは  $7.4 \text{ mm}$  である。これらの容量パッチと線路を接続する際には、 $100 \mu\text{m}$  幅の金リボンを用

いた。オン状態の BWSW の代わりに  $100 \mu\text{m}$  幅の金リボンを用い、リング共振器と地導体を接続する位置を変えることでオン状態の BWSW の位置を変えることの代替とした。

この BPF の周波数特性をネットワークアナライザにより測定した結果を図 3.34 に示す。



(a)  $C_1$  及び  $C_2$  未接続時 (帯域幅変更)。右側のグラフは通過帯拡大図。



(b)  $C_1$  及び  $C_2$  未接続時 (リップルの大きさ変更)。右側のグラフは通過帯拡大図。

図 3.34 試作したフィルタの周波数特性。右側のグラフは通過帯拡大図。

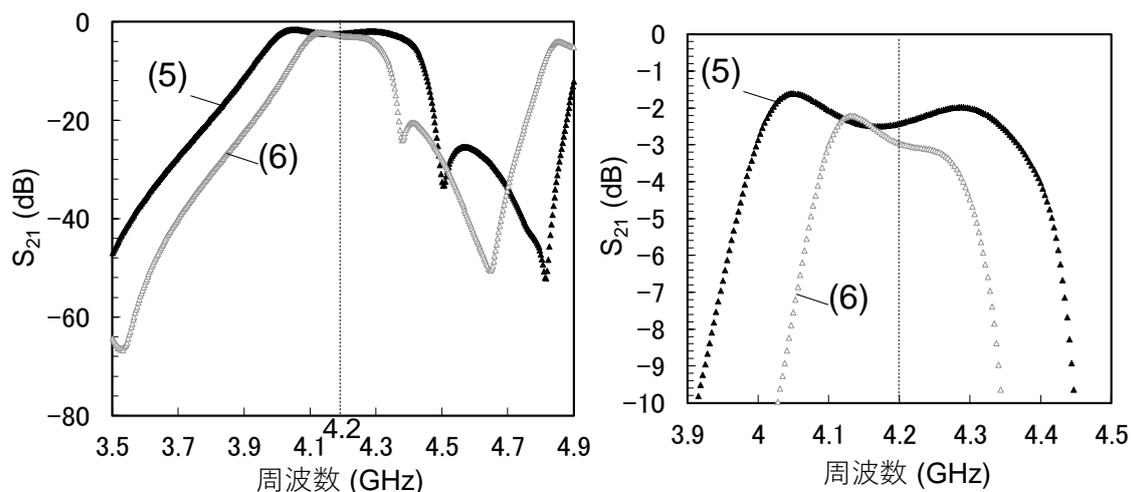
(c)  $C_1$  及び  $C_2$  接続時

図 3.34 試作したフィルタの周波数特性. 右側のグラフは通過帯拡大図(続き).

図 3.34 (a) 及び図 3.34 (b) は  $C_1$  及び  $C_2$  で示したパッチを線路に接続していないときのフィルタの特性, 図 3.34 (c) は  $C_1$  及び  $C_2$  で示したパッチを線路に接続したときのフィルタの特性である. 図中の (1) から (6) までの特性について,  $C_1$ ,  $C_2$  の接続状態,  $\theta_1$  から  $\theta_3$  の位置, 特性の概略を表 3.3 にまとめる.

表 3.3 試作した BPF の特性まとめ

特性	$C_1$ の状態	$C_2$ の状態	$\theta_1, \theta_3$ ( $^\circ$ )	$\theta_2$ ( $^\circ$ )	中心 周波数 (GHz)	比帯 域幅 (%)	リップルの大きさ ( (3), (4)のみ ) (dB)
(1)	未接続	未接続	36	26	4.76	12	—
(2)	未接続	未接続	26	19	4.75	7	—
(3)	未接続	未接続	36	34	4.76	14	2.4
(4)	未接続	未接続	26	36	4.74	12	4.4
(5)	接続	接続	43	28	4.19	12	—
(6)	接続	接続	34	20	4.20	6	—

特性 (1) 及び (2) において, 帯域幅がそれぞれ 12% と 7% と変化していることがわかる. その間, 可変リング共振器の共振周波数を調整するよう  $C_1$  の状態を変化させる

こともなく、中心周波数を 4.76 GHz 及び 4.75 GHz とほぼ同じ周波数を維持することができている。次に特性 (3) 及び (4) については、ここでは通過帯域内の特性関数をチェビシェフ特性とし、そのリップルの大きさを変更している。(3) においてはリップルが 2.4 dB、(4) においてはリップルが 4.4 dB と変化しているが、比帯域幅は 14% と 12% でほぼ同じとなっている。最後に特性 (5) 及び (6) においては、 $C_1$  及び  $C_2$  の状態を変更することにより中心周波数をそれぞれ 4.19 GHz、4.20 GHz と低域へと変化させている。さらに  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$  を変化させることにより、比帯域幅を 12% から 6% へ変化した。もちろんこの間において可変リング共振器の共振周波数の調整はしていない。

これらの試作フィルタの特性測定結果より、提案する可変リング共振器を用いることにより、中心周波数と帯域幅を独立に変更可能な BPF を形成可能であることを示した。

### 3.3 まとめ

本章では、リング共振器と SW からなる可変リング共振器を提案し、その周波数特性から、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能であることを、理論的及び実験的に示した。この可変リング共振器を用いた BPF の構成、及び所望の特性を得るための設計法を示し、理想的なシミュレーション結果及び試作したフィルタ回路の測定結果より、このフィルタが中心周波数と帯域幅を独立に変更可能であることを示した。

## 第4章 結合線路とSWによる2機能切替回路を用いた中心周波数, 帯域幅, 減衰特性を独立に変更可能なフィルタ

第4章では中心周波数と帯域幅を独立に変更可能であることに加え, 減衰特性を可変とする回路構成について検討する. 結合線路とSWを用い共振器としての機能, 伝送線路としての機能を切り替え可能な2機能切替回路を提案し, この2機能切替回路を共振器として用いた場合の特徴について述べる. 次いで2機能切替回路を用いた, 中心周波数, 帯域幅, 減衰特性を独立に可変とするフィルタの構成を示し, その特性について議論する.

### 4.1 減衰特性を可変とするフィルタの構成

#### 4.1.1 次数の変更による減衰特性の可変性

ここでは減衰特性を, 通過帯域の端部からある周波数離れたところでの不要な信号をどの程度抑圧できるか, というものとしてとらえるものとする. このため減衰特性が優れている, すなわちより多くの不要な信号を抑圧する場合のフィルタは, 帯域の端部より急峻に通過係数が減少していく特性を持っていると考えられる. 図4.1は, フィルタの次数と減衰特性の関係を示したものである[4.1].

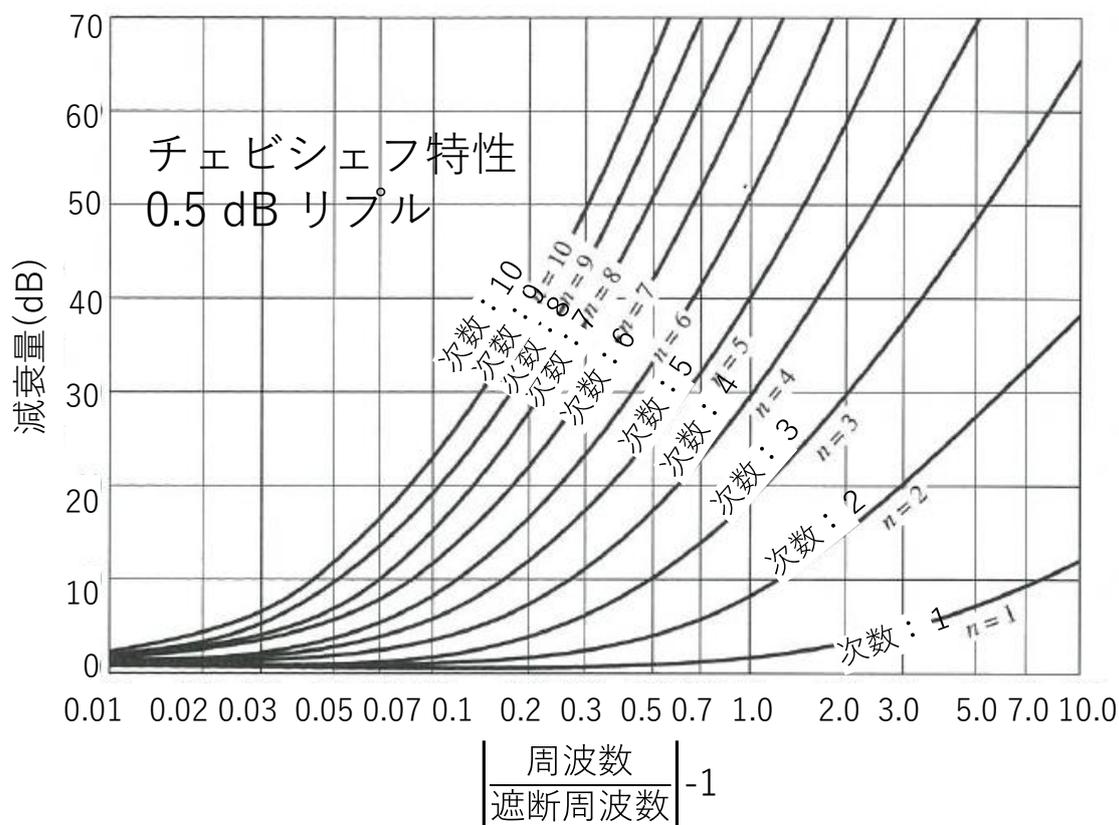
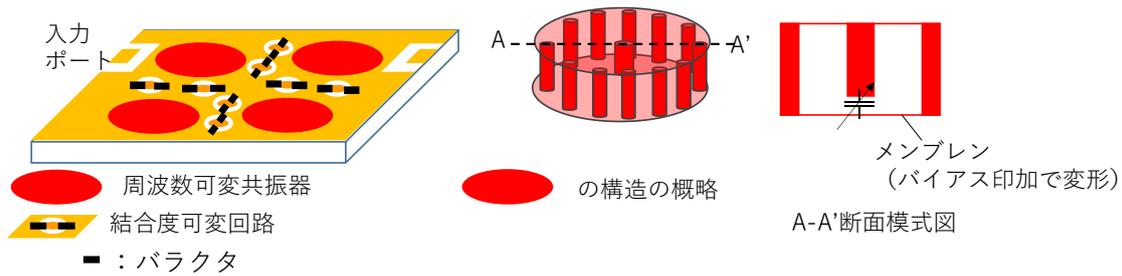


図 4.1 フィルタの次数と減衰特性の関係 [4.1]

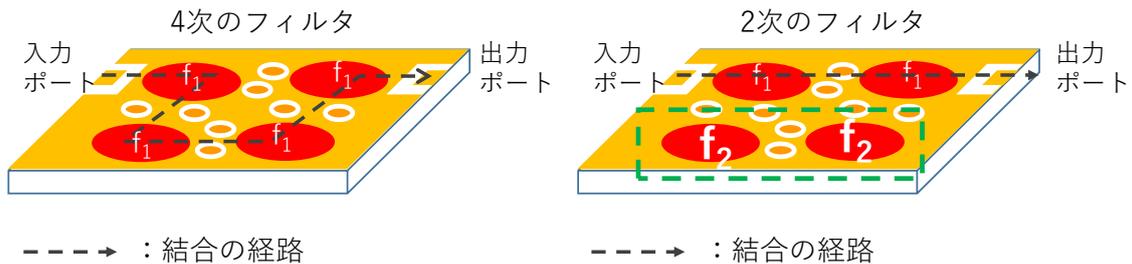
この図は 0.5dB のリップルを有するチェビシェフ特性のフィルタにおいて、遮断周波数（帯域端の周波数）からの離隔度合いを横軸に、縦軸に減衰量を示したものである。同じ遮断周波数からの離隔度合いにおける減衰量は、フィルタの次数に依存し、次数が増大するにつれて大きくなっている。これより減衰特性を可変とする場合、フィルタの次数を変更することが有効であると考えられる。そこで本章における減衰特性を可変とする手段として、フィルタの次数を可変とする方法について検討するものとする。

#### 4.1.2 これまでの次数を変更可能な BPF

これまでのフィルタの次数を可変とする BPF としては、平面回路ではないが、図 4.2(a) のようなものが挙げられる [4.2].



(a) フィルタの概略



(b) 4次のBPFとして動作する場合と2次のBPFとして動作する場合

図 4.2 次数を変更可能な BPF

この BPF はポスト壁導波路を用いた同軸共振器を用いており、この共振器は、その下部にある導電性の膜ブレンと中央のポスト間に直流電圧を印加することで膜ブレンが変形し、これに伴い膜ブレンと中央のポスト間の容量値が変化することで、共振周波数が変化する。このフィルタの次数の変更は、その共振器の共振周波数の変更によってなされる。例えば図 4.2 (b) の左側のように 4 次の BPF とする場合、4 つ全ての共振器の共振周波数を同じ  $f_1$  になるように設定することで共振器間を結合させる。一方 2 次の BPF とする場合、図 4.2 (b) の右側に示す緑の四角で囲んだ 2 つの共振器の共振周波数を上側の 2 つの共振器周波数とは違う周波数  $f_2$  とすることで、結合させないようにする。これにより残った上側 2 つの共振器のみが結合し、2 次の BPF となる。この BPF において次数を変更させた場合の周波数特性を図 4.3 に示す。

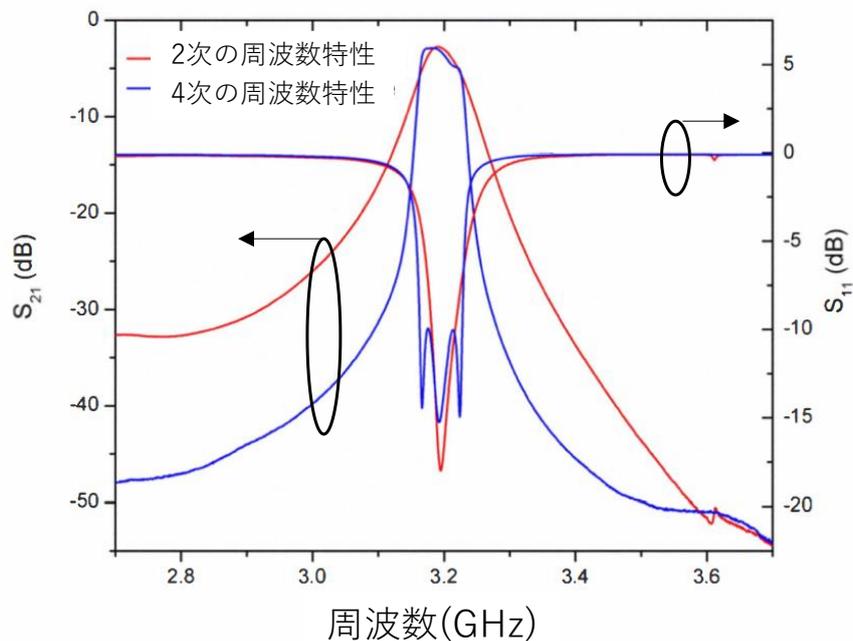


図 4.3 図 4.2 の BPF の周波数特性[4.2]

同じ帯域幅を持ちながら、減衰特性が次数によって変化していることが分かる。このように図 4.2 の BPF は減衰特性を次数の変更により可変としているが、この BPF の構成においては、次数の変更に制限がある。例えば 1 次の BPF とするため、図 4.2(a)において下側 2 つの共振器及び上側の入出力ポート間を結ぶ直線状にある 2 つの共振器の右側の 1 つの共振器を結合させないように共振周波数を設定すると、出力ポートと残る左側の共振器の距離が遠いため結合が小さくなり、通過帯の信号が通過しない。また 3 つの共振器を用いて 3 次の BPF を形成しする場合においては、3 つの共振器間の結合は問題がないが、入出力ポートと結合する共振器の内 1 つは必ず入出力ポートから距離が遠くなり、やはり通過帯の信号が通過しない。このように図 4.2 の BPF においては設定可能な次数に制限があることが分かる。

#### 4.1.3 次数を自在に変更可能な BPF の構成

ではより次数の設定自由度が高く、かつ中心周波数と帯域幅を変更可能な BPF の構

成について考えてみる。第2章において、共振周波数と帯域幅を可変とするリング共振器を用いた BPF の構成を示したが、このフィルタにおいて結合回路は  $90^\circ$  移相器であった。これは共振器自体に帯域幅変更機能があるため、結合回路には帯域幅を変更するための役割が不要となり、結合回路の端子間において  $90^\circ$  の位相差を保つだけで良くなったためである。この  $90^\circ$  移相器は単なる伝送線路を用いても問題がない。そこで次数の設定自由度が高く、かつ中心周波数と帯域幅を変更可能な BPF の構成として、図 4.4 に示すような、共振器と伝送線路の機能を切り替えることが可能な回路（以降 2 機能切替回路と呼称する）が複数従属に接続する構成を提案する。



図 4.4 2 機能切替回路を用いた BPF 構成

この構成を用いると、2 機能切替回路の機能を適宜切り替えることにより、自在に共振器の数を変更し、共振器間を伝送線路で結合させることができる。例えば、2 次の BPF は、2 つの共振器として機能する 2 機能切替回路と 3 つの伝送線路として機能する 2 機能切替回路を用いれば構成可能で、3 次のフィルタは、3 つ共振器として機能する 2 機能切替回路と 4 つの伝送線路として機能する 2 機能切替回路を用いれば構成可能である。このように  $N$  次のフィルタを構成する場合、 $N$  個の共振器として機能する 2 機能切替回路とこれらを結合する  $N+1$  個の伝送線路として機能する 2 機能切替回路で構成可能で、設定可能な次数の自由度が高い。また本章の目的は、次数の変更による減衰特性の可変だけではなく、中心周波数と帯域幅も独立に可変とすることにある。このため共振器として動作する際の 2 機能切替回路には、第 2 章の可変リング共振器と同様に、

共振周波数と帯域幅を独立に変更可能であることが求められ、伝送線路として機能する 2 機能切替回路には、中心周波数が変化した際にもその中心周波数において移相量が  $90^\circ$  となるよう、線路長が可変でなければならない。これらを満たす 2 機能切替回路として、4.2 において結合線路と SW を用いた回路を提案する。

## 4.2 結合線路と SW で構成された 2 機能切替回路

### 4.2.1 提案する 2 機能切替回路の構成

提案する 2 機能切替回路の構成について概略図を図 4.5 に示す。

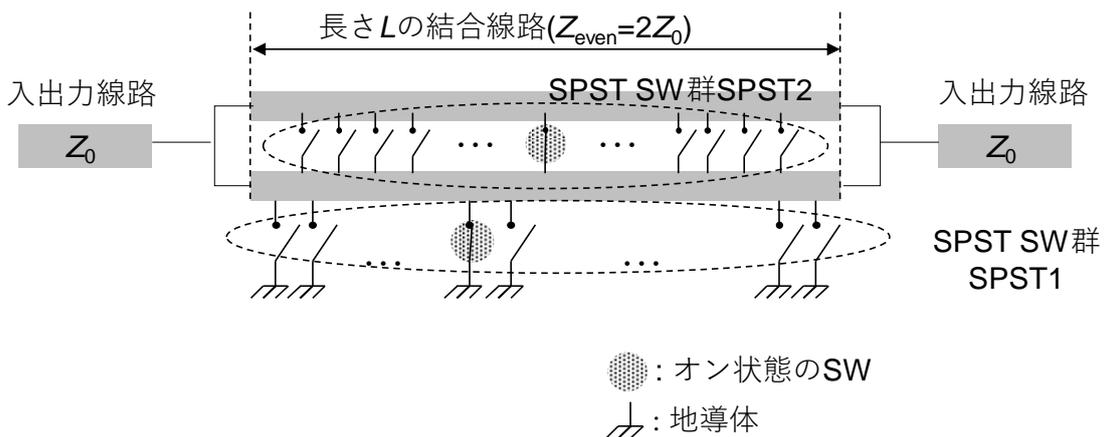


図 4.5 提案する 2 機能切替回路の構成

この回路は、近接配置され互いの端部が接続された 2 本の伝送線路から成る長さ  $L$  の結合線路と、2 本の伝送線路の内 1 本の伝送線路と地導体とを接続する SPST SW 群 (SPST1) と、2 本の伝送線路間に配置された SPST SW 群 (SPST2) から構成されている。なお結合線路の偶モードインピーダンス ( $Z_{\text{even}}$ ) は、結合線路の端部につながる入出力線路の特性インピーダンス ( $Z_0$ ) の 2 倍 ( $2Z_0$ ) とする。この 2 機能切替回路は、SPST1 及び SPST2 の状態により機能が変化する。これについて、図 4.6 を用いて説明する。

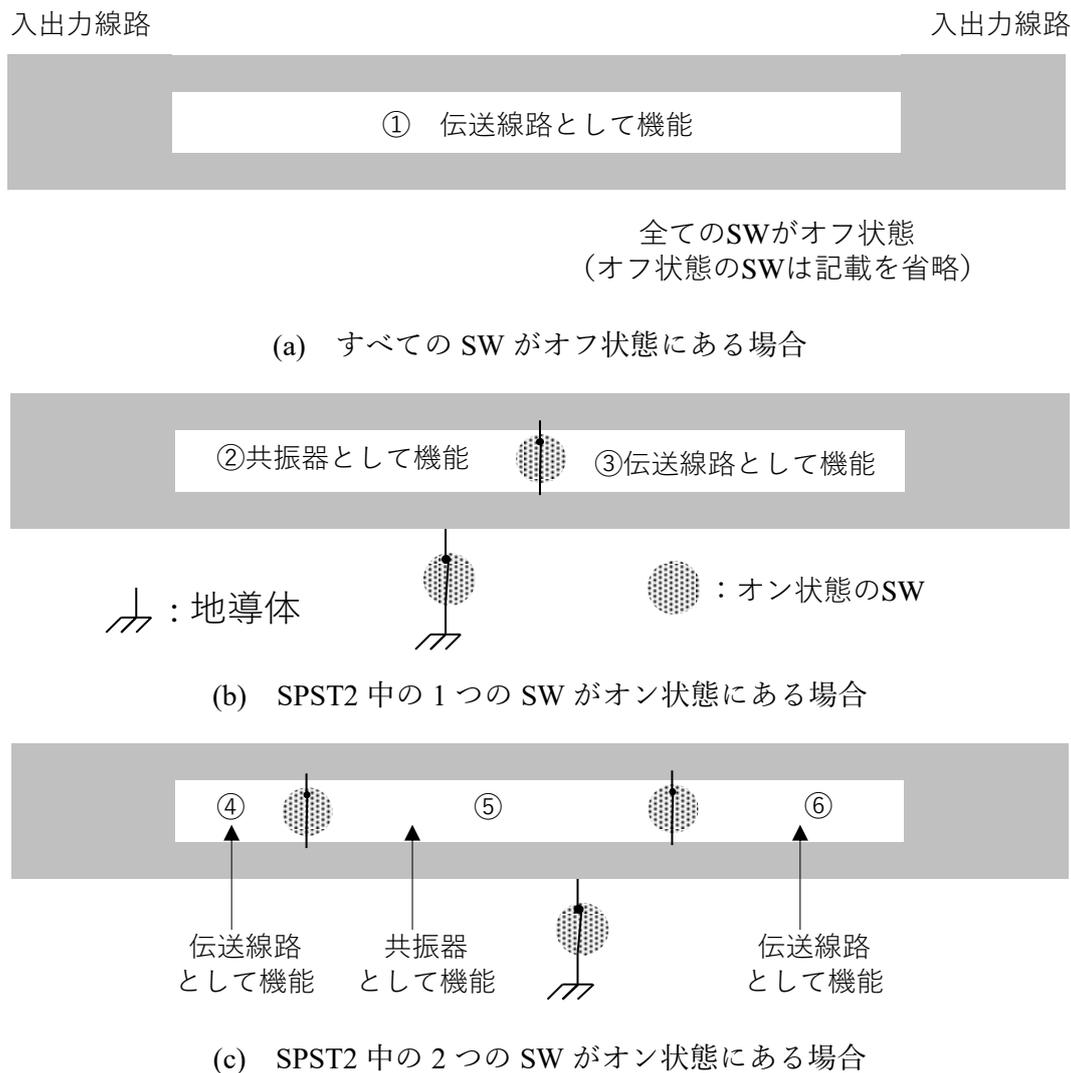


図 4.6 2 機能切替回路における SW の状態と機能

なおこの図では結合線路の端面は、入出力線路の端面に接するものとし、入出力線路の端面が、結合線路の上側及び下側線路を接続している。この回路を共振器として機能させる場合、結合線路を構成する 2 本の伝送線路に「閉じた領域」を作る必要がある。例えば図 4.6(a)は結合線路とその両端にある入出力線路によって閉じた領域(①で示す)が作られている。また図 4.6(b)の場合は、結合線路と、入出力線路と、SPST2 中にあるオン状態の 1つの SW により閉じた領域が左右に 2つ作られている(それぞれ②、③で示す)。さらに図 4.6(c)の場合は、SPST2 中にオン状態にある SW が 2つあるが、

その結果閉じた領域が図のように合計3つ作られている(それぞれ④, ⑤, ⑥で示す). このうち2つは結合線路, 入出力線路, 及び1つのオン状態にある SPST2 中の SW で形成され, もう1つは結合線路と2つのオン状態にある SPST2 中の SW で形成されている. この閉じた領域中に, SPST1 の内1つの SW がオン状態にある場合, この閉じた領域は共振器として機能する. 例えば②, ⑤の領域がこれに該当する. 一方この回路を伝送線路として機能させる場合, ①, ③, ④, ⑥で示された領域のように, 閉じた領域内において SPST1 中にある SW を1つもオン状態にしなれば良い. この時これらの閉じた領域は, 特性インピーダンスが  $Z_{\text{even}}$  の伝送線路が2本並列に接続されている状況となり, 特性インピーダンスが  $Z_{\text{even}}/2$ , すなわち  $Z_0$  の伝送線路として機能することは容易に考えられる. そこで次節以降において, 共振器として機能する場合に焦点を当てて説明する.

#### 4.2.2 共振器として機能する場合の特徴

共振器として機能している場合の周波数特性について, 簡略化した図 4.7 のモデルを用いて線形回路シミュレーションした結果を示す.

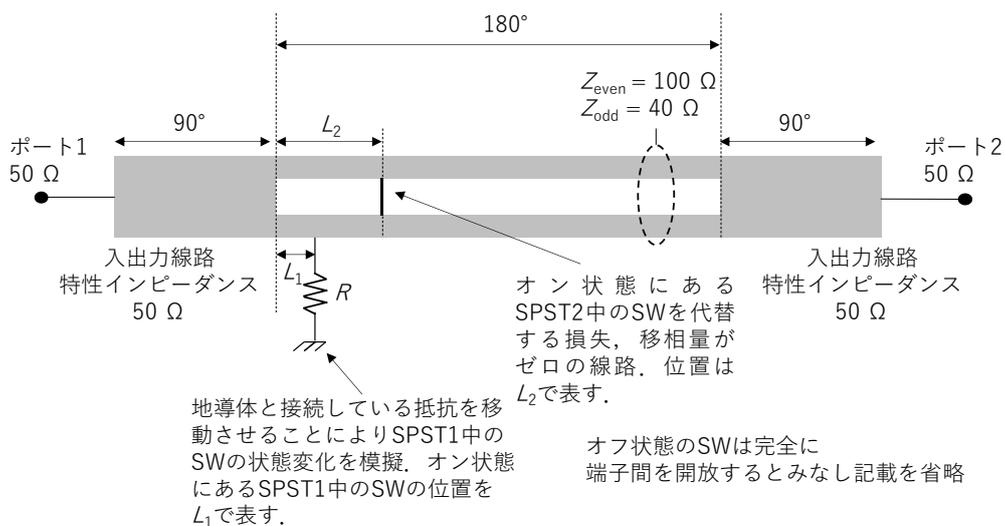
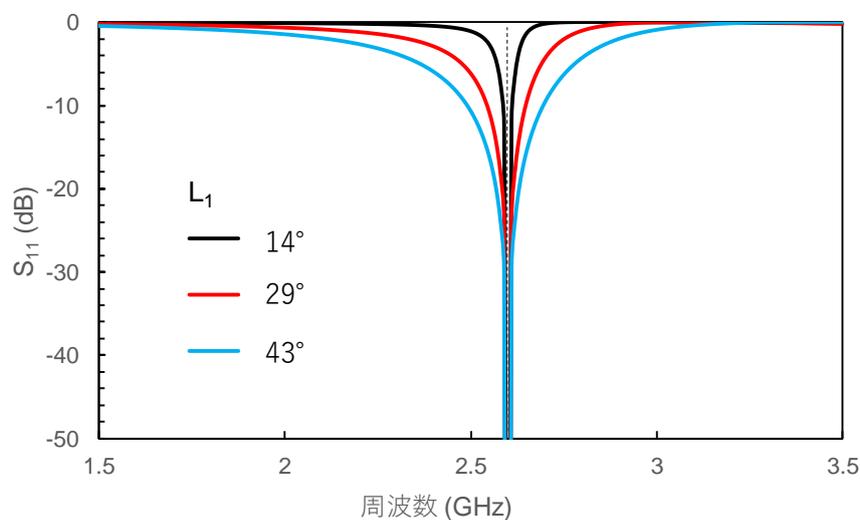
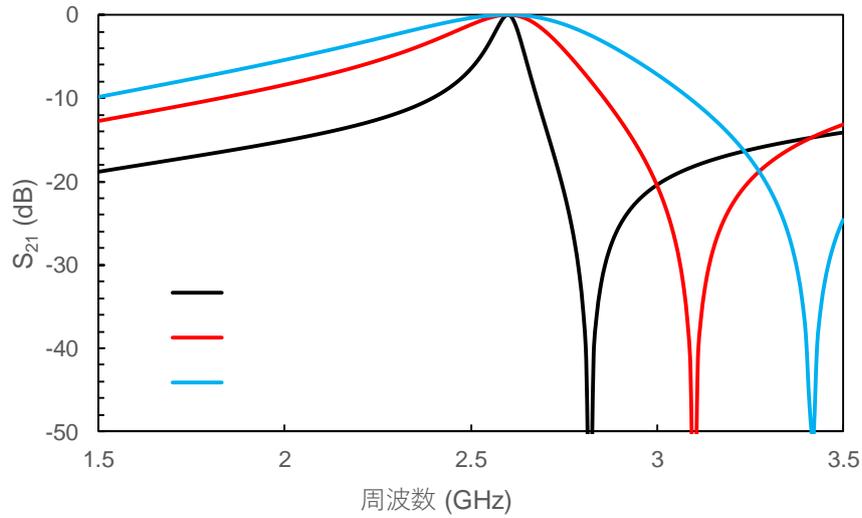


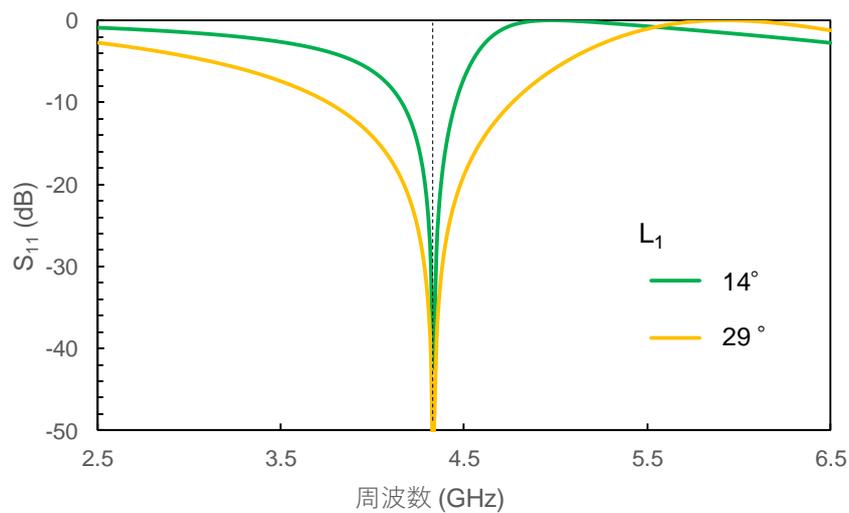
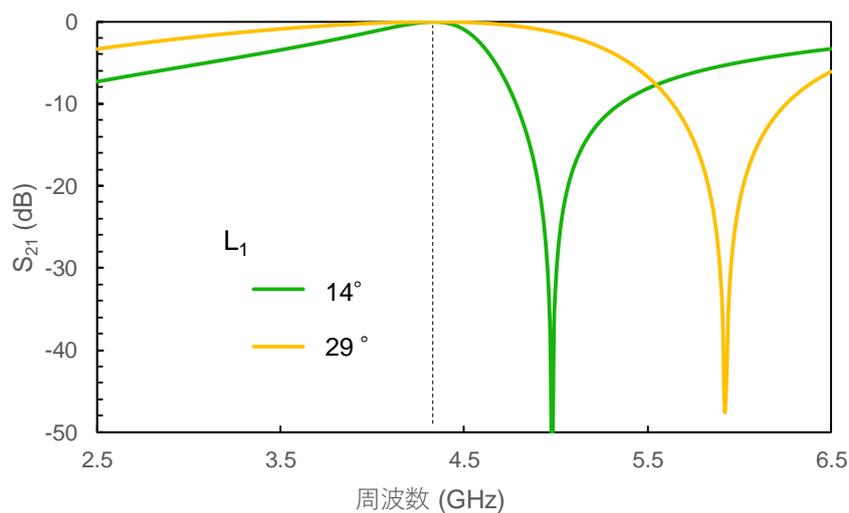
図 4.7 共振器として機能する場合の線形回路シミュレーションモデル

入出力線路の特性インピーダンス及び各ポートのインピーダンスは  $50 \Omega$  とする。結合線路の偶モードインピーダンスはこれより  $100 \Omega$  とする。奇モードインピーダンスは、 $40 \Omega$  とする。共振器として動作する閉じた領域は、ポート 1 側の入出力線路、結合線路、SPST2 中の 1 つの閉じた SW で形成するものとし、そのオン状態の SW の位置を  $L_2$  とする。SPST1 中の 1 つのオン状態にある SW の位置は、 $L_1$  とする。なおシミュレーションにおける  $L_1$  及び  $L_2$  は  $2.6 \text{ GHz}$  における電気長を用いて表し、入出力線路の長さ及び結合線路長さも同様である。結合線路の全長は  $2.6 \text{ GHz}$  における半波長 ( $180^\circ$ ) とする。よってこのシミュレーションにおける  $L_2$  の最大値は  $180^\circ$  となる。抵抗 (抵抗値  $R \Omega$ ) は SPST1 の内オン状態にある SW のオン抵抗を模したものである。なおここでは結合線路も SW も理想的であるものとし、これらの損失は無いもの (抵抗値  $R$  については  $0 \Omega$  に設定) とする。

(a)  $S_{11}$  特性図 4.8 周波数特性シミュレーション結果 ( $L_2 = 180^\circ$ )

(b)  $S_{21}$  特性図 4.8 周波数特性シミュレーション結果( $L_2 = 180^\circ$ ) (続き)

この共振器はポート 1 とポート 2 の間に直列に接続されているため、ここではこの共振器が直列共振している状態を共振と呼ぶこととする。この場合の共振周波数は  $S_{11}$  が最小、 $S_{21}$  が最大となる周波数である。 $L_2$  が  $180^\circ$  すなわち 2.6 GHz における半波長の場合、図 4.8 から共振周波数が 2.6 GHz となっていることがわかる。 $L_1$  を変化させると、共振周波数は 2.6 GHz のまま変わらないが、減衰極の周波数が変化し、これに伴い帯域幅が変化していることがわかる。

(a)  $S_{11}$  特性(b)  $S_{21}$  特性図 4.9 周波数特性シミュレーション結果( $L_2=108^\circ$ )

次に  $L_2$  が  $108^\circ$  の場合は、図 4.9 に示す様に、共振周波数が 4.3 GHz と高くなっている。この状態で  $L_1$  を変化させた場合、先ほどと同様に共振周波数は 4.3 GHz で変化せず、帯域幅が変化していることがわかる。各シミュレーション結果における  $L_1$  及び  $L_2$  の条件、主要な特性（共振周波数、帯域幅、減衰極が現れる周波数）を表 4.1 にまとめる。

表 4.1 線形回路シミュレーション結果のまとめ

$L_2$ (deg.)	180			108	
$L_1$ (deg.)	14	29	43	14	29
共振周波数 (GHz)	2.6	2.6	2.6	4.3	4.3
比帯域幅 (%)	3	12	23	8	28
減衰極の周波数 (GHz)	2.8	3.1	3.4	5.0	5.9

これらのシミュレーションの結果, 提案する 2 機能切替回路を共振器として機能させた場合, 第 2 章の可変リング共振器と同様に, 共振周波数と帯域幅を独立に変化可能であることが見て取れる. このように共振周波数と帯域幅が独立に変更可能である理由について, 共振器として機能させた場合の回路の入力インピーダンスを用いて説明する. 回路の入力インピーダンスを導出するため, 図 4.10 のモデルを用いる.

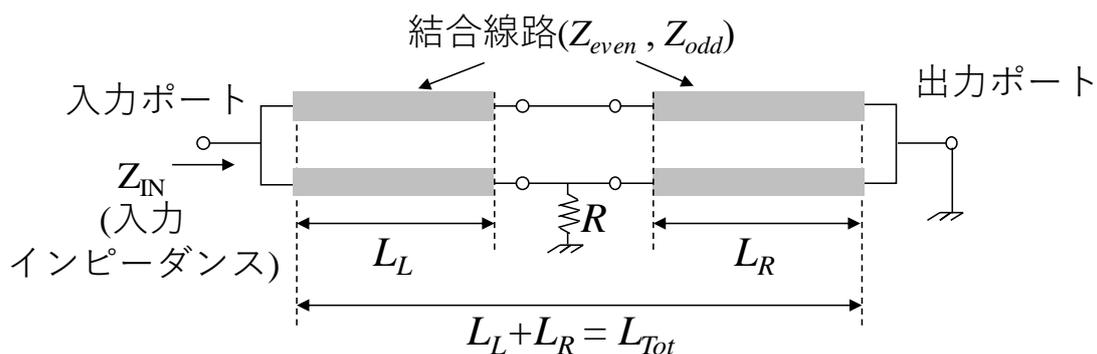


図 4.10 共振器として動作している際の 2 機能切替回路のモデル

結合線路は同じ偶モード・奇モードインピーダンスを持つ 2 対の結合線路に分割し, 結合線路の偶モードインピーダンスを  $Z_{even}$  とする. また奇モードインピーダンスは  $Z_{odd}$

とする。左側の結合線路は図 4.7 のモデルにおいて、SPST1 の内オン状態にある SW からポート 1 側の結合線路を表し、その長さは  $L_L$  とする。右側の結合線路は、SPST1 の内オン状態にある SW からポート 2 側に SPST2 の内オン状態にある 1 つの SW までの結合線路を表し、その長さを  $L_R$  とする。図 4.7 の 2 つの結合線路の長さを  $L_{Tot}$  とし、 $L_L$  が変化しても不変とする。 $L_R$  は  $L_{Tot}-L_L$  で表される。 $L_L$  は図 4.7 のモデルにおいて  $L_1$  に相当し、 $L_{Tot}$  は  $L_2$  に相当する。計算を単純にするため、出力ポートは地導体に接続するものとする。結合線路間にある抵抗は SPST1 の内のオン状態にある 1 つの SW のオン抵抗を表し、その抵抗値を  $R$  とする。このモデルの入力インピーダンス  $Z_{IN}$  を、結合線路を用いたバランの入力インピーダンスを求めた[4.3]を参考に理想的な結合線路のインピーダンス行列とキルヒホッフの法則を用いて求める。このため、各端子の電圧、電流を明示した図 4.11 のモデルに置き換える。

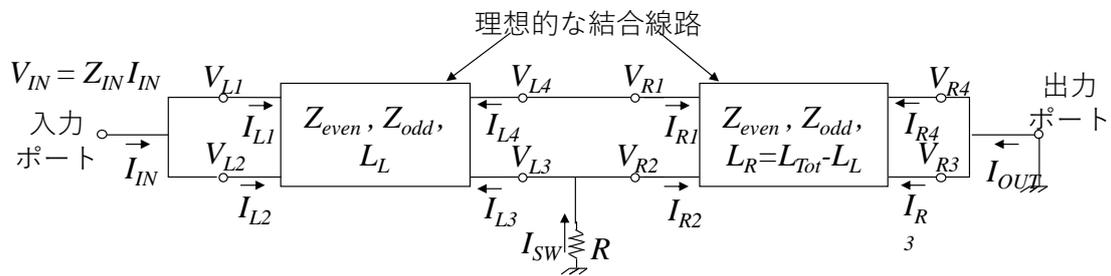


図 4.11  $Z_{IN}$  導出のためのモデル

各端子における電圧、電流は図 4.11 に示す通りとする。まず左側の結合線路の端子における電圧、電流の関係は以下のように表される[4.4].

$$\begin{pmatrix} V_{L1} \\ V_{L2} \\ V_{L3} \\ V_{L4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{L1} & Z_{L2} & Z_{L3} & Z_{L4} \\ Z_{L2} & Z_{L1} & Z_{L4} & Z_{L3} \\ Z_{L3} & Z_{L4} & Z_{L1} & Z_{L2} \\ Z_{L4} & Z_{L3} & Z_{L2} & Z_{L1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{L4} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

ここで、インピーダンス行列の各要素は以下の通りである。

$$Z_{L1} = -j \frac{1}{2} (Z_{even} + Z_{odd}) \cot \beta L_L \quad (4.2)$$

$$Z_{L2} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} - Z_{odd})\cot \beta L_L \quad (4.3)$$

$$Z_{L3} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} - Z_{odd})\csc \beta L_L \quad (4.4)$$

$$Z_{L4} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} + Z_{odd})\csc \beta L_L \quad (4.5)$$

なお  $\beta$  は位相定数である。また同様に、右側の結合線路の端子における電圧、電流の関係は以下のように表される。

$$\begin{pmatrix} V_{R1} \\ V_{R2} \\ V_{R3} \\ V_{R4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{R1} & Z_{R2} & Z_{R3} & Z_{R4} \\ Z_{R2} & Z_{R1} & Z_{R4} & Z_{R3} \\ Z_{R3} & Z_{R4} & Z_{R1} & Z_{R2} \\ Z_{R4} & Z_{R3} & Z_{R2} & Z_{R1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R3} \\ I_{R4} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

ここで、インピーダンス行列の各要素は以下の通りである。

$$Z_{R1} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} + Z_{odd})\cot \beta(L_{Tot} - L_L) \quad (4.7)$$

$$Z_{R2} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} - Z_{odd})\cot \beta(L_{Tot} - L_L) \quad (4.8)$$

$$Z_{R3} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} - Z_{odd})\csc \beta(L_{Tot} - L_L) \quad (4.9)$$

$$Z_{R4} = -j\frac{1}{2}(Z_{even} + Z_{odd})\csc \beta(L_{Tot} - L_L) \quad (4.10)$$

各端子における電圧の関係から、以下の式が得られる。

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{IN} = Z_{IN}I_{IN} \quad (4.11)$$

$$V_{L4} = V_{R1} \quad (4.12)$$

$$V_{L3} = V_{R2} = -RI_{SW} \quad (4.13)$$

$$V_{R3} = V_{R4} = 0 \quad (4.14)$$

また、キルヒホッフの法則から、以下の式が得られる。

$$I_{IN} = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.15)$$

$$I_{L4} = -I_{R1} \quad (4.16)$$

$$I_{SW} = I_{L3} + I_{R2} \quad (4.17)$$

$$I_{OUT} = I_{R3} + I_{R4} \quad (4.18)$$

式(4.1)から(4.18)を連立方程式として解くと、入力インピーダンス  $Z_{IN}$  は以下のように得られる。

$$Z_{IN} = \frac{Z_{even}(e^{j2\beta L_{Tot}} - 1)f_N(L_{Tot}, L_L)}{f_D(L_{Tot}, L_L)} \quad (4.19)$$

ここで、 $f_N(L_{Tot}, L_L)$  と  $f_D(L_{Tot}, L_L)$  は以下のように表させる。

$$f_N(L_{Tot}, L_L) = -(Z_{even} + Z_{odd})(e^{j2\beta L_L} - e^{-j2\beta L_{Tot}} + e^{-j2\beta(L_{Tot} - L_L)} - 1) + 4R(1 -$$

$$e^{-j2\beta L_{Tot}}) \quad (4.20)$$

$$f_D(L_{Tot}, L_L) = -16\{\sin\beta(L_{Tot} - L_L)(Z_{even}\cos\beta L_L\sin\beta L_{Tot} + Z_{odd}\cos\beta L_{Tot}\sin\beta L_L) + jR\sin 2\beta L_{Tot}\} \quad (4.21)$$

さて、式(4.19)において、 $Z_{IN}$ がゼロになるのは、共振器が直列共振をしている場合である。このとき $Z_{IN}$ の分子を見てみると、3つの因数の積の形で表される。このうち、2番目の因子である $(e^{j2\beta L_{Tot}} - 1)$ は、 $\beta L_{Tot} = \pi$ の時にゼロとなる。ここから位相定数 $\beta$ を $\lambda/2\pi$ と置けば、

$$L_{Tot} = \frac{\pi}{\beta} = \frac{\pi}{\frac{2\pi}{\lambda}} = \frac{\lambda}{2} \quad (4.22)$$

となり、すなわち閉じた領域の結合線路の全長が半波長となる周波数で共振する。一方この共振条件は、SPST1中におけるオン状態のSWの位置 $L_L$ に依存しないため、オン状態のSWの位置を変えても共振周波数は変わらない。これは線形回路シミュレーションから得た周波数特性と同じ結果である。

次に減衰極が $L_L$ に応じて変化することについて、図4.12のモデルを用いて説明する。

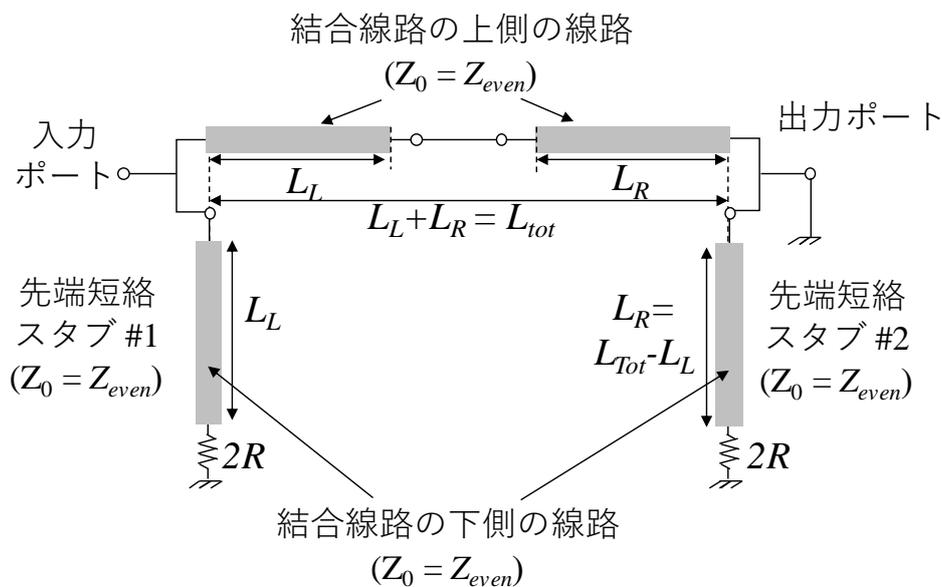


図 4.12 減衰極の変化説明用モデル

このモデルは、図 4.10 における結合線路の下側の線路を、SPST1 の内オン状態にある SW のところで開き、それぞれ抵抗値  $2R$  の抵抗で地導体と接続することで、先端短絡スタブ#1 及び#2 としたものである。このモデルにおいて、各先端短絡スタブが半波長共振器として動作すると、入力及び出力ポートにおいてインピーダンスが、 $R$  が  $0 \Omega$  の際にはゼロ、有限の値であったとしても極小となり、各ポートの反射係数が 1 に近くなる。この結果、各スタブ長さ、 $L_L$  及び  $L_R(=L_{Tot}-L_L)$  が半波長となる周波数及びその整数倍 (0 を除く) の周波数において  $S_{21}$  は極小、すなわち減衰極となる。この周波数は、 $L_L$  に応じて変化するため、SPST1 の内オン状態の SW の位置が変われば、減衰極の周波数も変化し、結果として帯域幅が変化する。例えば図 4.7 のモデルにおいては、電気長の定義される周波数が 2.6 GHz であることから、減衰極の現れる周波数 (GHz) は、先端短絡スタブ#1 によるものを  $f_{\#1}$ 、先端短絡スタブ#2 によるものを  $f_{\#2}$  とすると、 $n(=1, 2, \dots)$  を用いて以下の式から求められる。

$$f_{\#1} = n \frac{180 \cdot 2.6}{L_L} \quad (4.23)$$

$$f_{\#2} = n \frac{180 \cdot 2.6}{L_{Tot} - L_L} \quad (4.24)$$

これらより、図 4.7 のモデルにおいて、式(4.22)から求まる共振周波数と、式(4.23)及び式(4.24)から求まる減衰極が現れる周波数を、表 4.2 にまとめる。

表 4.2 式(4.22)から得た共振周波数と式(4.23)及び式(4.24)から得た減衰極の周波数

$L_{Tot}(=L_2) (^{\circ})$		180				108	
$L_L(=L_1) (^{\circ})$		14	29	43	70	14	29
式(4.21)から得た 共振周波数 (GHz)		2.6	2.6	2.6	2.6	4.3	4.3
$f_{\#2}$ (GHz)	$(n=1)$	2.8	3.1	3.4	4.3	5.0	5.9
	$(n=2)$	5.6	6.2	6.8	8.5	10.0	11.8
$f_{\#1}$ (GHz)	$(n=1)$	33.4	16.1	10.9	6.7	33.4	16.1

これより、式(4.21)から得た共振周波数は表 4.1 の共振周波数と一致していることがわかる。また減衰極の周波数については、 $f_{\#2}$  は、表 4.1 にある減衰極の周波数とよく一致していることがわかるが、 $f_{\#1}$  は図 4.8 及び図 4.9 に示す周波数特性の周波数範囲より高い周波数となっている。参考のため、 $L_1$  と  $L_2$  が  $70^\circ$  及び  $180^\circ$  の場合における周波数特性を 9 GHz まで見たものを図 4.13 に示す。

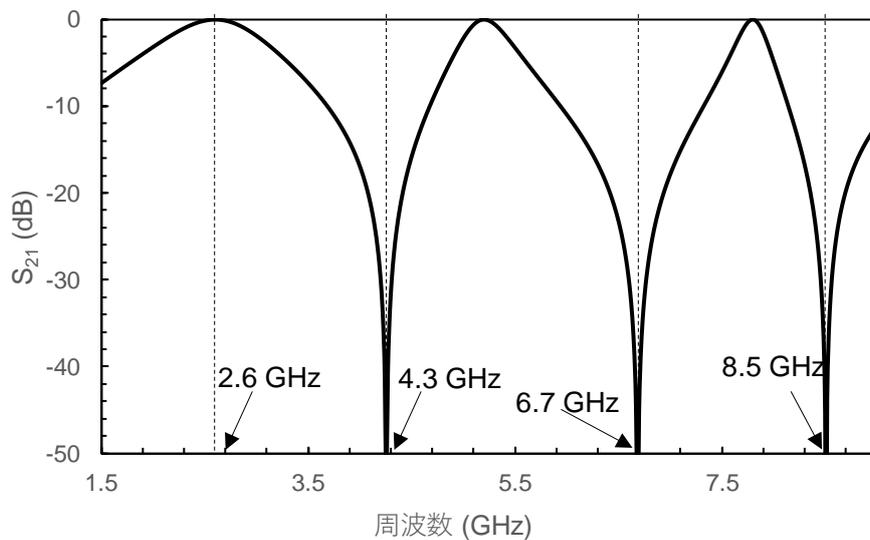


図 4.13  $L_1$  と  $L_2$  が  $70^\circ$  及び  $180^\circ$  における  $S_{21}$  特性 (1.5 GHz から 9 GHz まで) .

減衰極は 4.3 GHz, 6.7 GHz, 8.5 GHz に表れているが、4.3 GHz 及び 8.5 GHz は  $f_{\#2}$  の  $n=1$  及び 2 の時の周波数に、6.7 GHz は  $f_{\#1}$  の  $n=1$  の時の周波数に一致する。図 4.12 のモデルでは、結合線路上側の線路と下側の線路は完全に分離され、両線路間の結合は無いものとしているが、これらの計算結果から、減衰極の周波数を求める場合には、図 4.12 のモデルで十分であることがわかった。

さて式(4.21)に示す共振条件は、 $L_{\text{Tot}}$  のみにより定まり  $L_L$  は関与しないことをこれまで述べたが、SPST1 の内オン状態にある SW の抵抗値  $R$  にも無関係である。このため、この SW のオン抵抗値が高いとしても、共振周波数におけるインピーダンスはゼロとな

り、共振器の内部において損失が生じない。これについて、図 4.7 のモデルにおいて、抵抗値  $R$  を  $1 \Omega$  から  $5 \Omega$  に変化させた場合の  $S_{21}$  の線形回路シミュレーション結果を図 4.14 に示す。

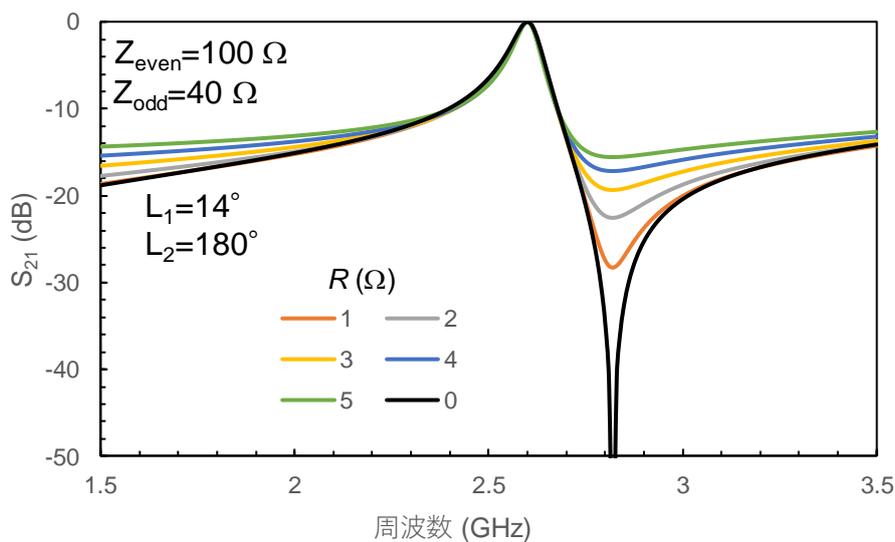


図 4.14 SPST1 内のオン状態にある SW のオン抵抗を考慮した場合の特性

このように、 $R$  が  $0$  から  $5 \Omega$  になった場合も、 $2.6 \text{ GHz}$  における挿入損失は  $0 \text{ dB}$  のままであることがわかる。一方、減衰極における減衰量は、抵抗値の増大に伴い低下していることがわかる。これは図 4.12 の減衰極の周波数を求めるためのモデルにおいて、先端短絡スタブに接続された抵抗の抵抗値により、先端短絡スタブが半波長共振器として動作する周波数において、スタブと上側の伝送路との接続部分のインピーダンスがゼロにならず、信号を全反射しなくなり、信号が一部透過するようになったためである。

以上から、提案する 2 機能切替回路を共振器として機能させた場合、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な共振器として動作することを、線形回路シミュレーション及び共振器の入力インピーダンスの導出結果から説明した。

#### 4.2.3 試作した2機能切替回路の特性

ここではアルミナ基板（比誘電率 9.4 厚さ 0.635 mm）上に試作した提案する2機能切替回路の特性について述べる．図 4.15 に試作した2機能切替回路の写真を示す．

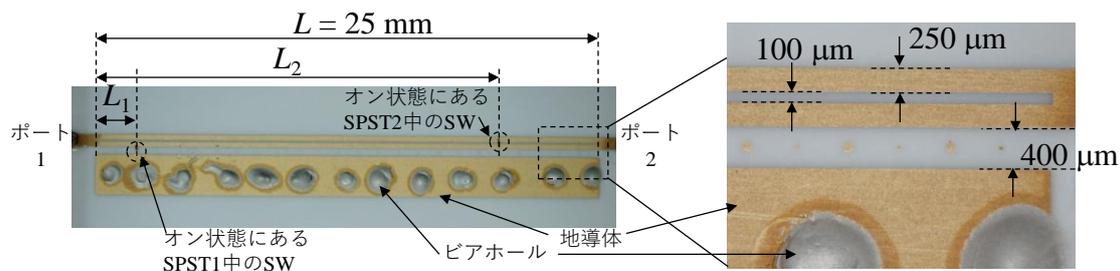


図 4.15 アルミナ基板上に試作した2機能切替回路

導体は  $5\mu\text{m}$  厚の金薄膜で，マイクロストリップ線路構造を用いた．結合線路の線路間のギャップは  $100\mu\text{m}$ ，各線路の幅は  $250\mu\text{m}$  とした．結合線路全体の長さ  $L$  は  $25\text{mm}$  である．結合線路の下部にある矩形の導体は，基板の表面において地導体として用いるものであり，導電性の銀ペーストを充填したビアホールを介して裏面の地導体と接続されている．この表面の地導体と結合線路の下部の線路との間には  $400\mu\text{m}$  のギャップを設けた．基本的な動作特性を確認するため，オン状態にある SPST1 もしくは SPST2 中の SW は，金リボンにて代替し，オフ状態にある場合は金リボンが無いものとした．まずこの回路全体を伝送線路として動作させた場合の特性を図 4.16 に示す．この場合は，すべての SW がオフ状態にあるものとする．

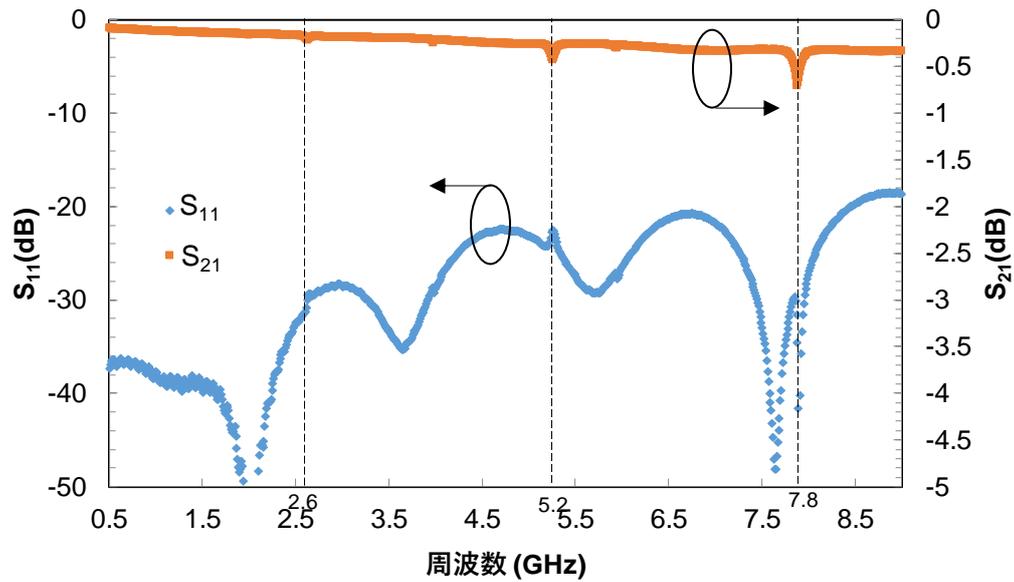


図 4.16 図 4.15 の回路全体を伝送線路として動作させた場合の周波数特性

0.5 GHz から 9 GHz まで、概ね反射損が 20 dB 以上あり、伝送線路として問題のない特性が得られた。挿入損失は 1, 3, 5, 7, 9, GHz でそれぞれ 0.1 dB, 0.2 dB, 0.3 dB, 0.3 dB, 0.3 dB であった。途中 2.6 GHz, 5.2 GHz, 7.8 GHz と 2.6 GHz の整数倍の周波数に弱い減衰極がみられるが、これは結合線路が完全に上下対象となっていないため発生した共振モードである。図 4.17 は、図 4.15 の回路電流分布を MoM による電磁界シミュレーションを用いて求めたものである。

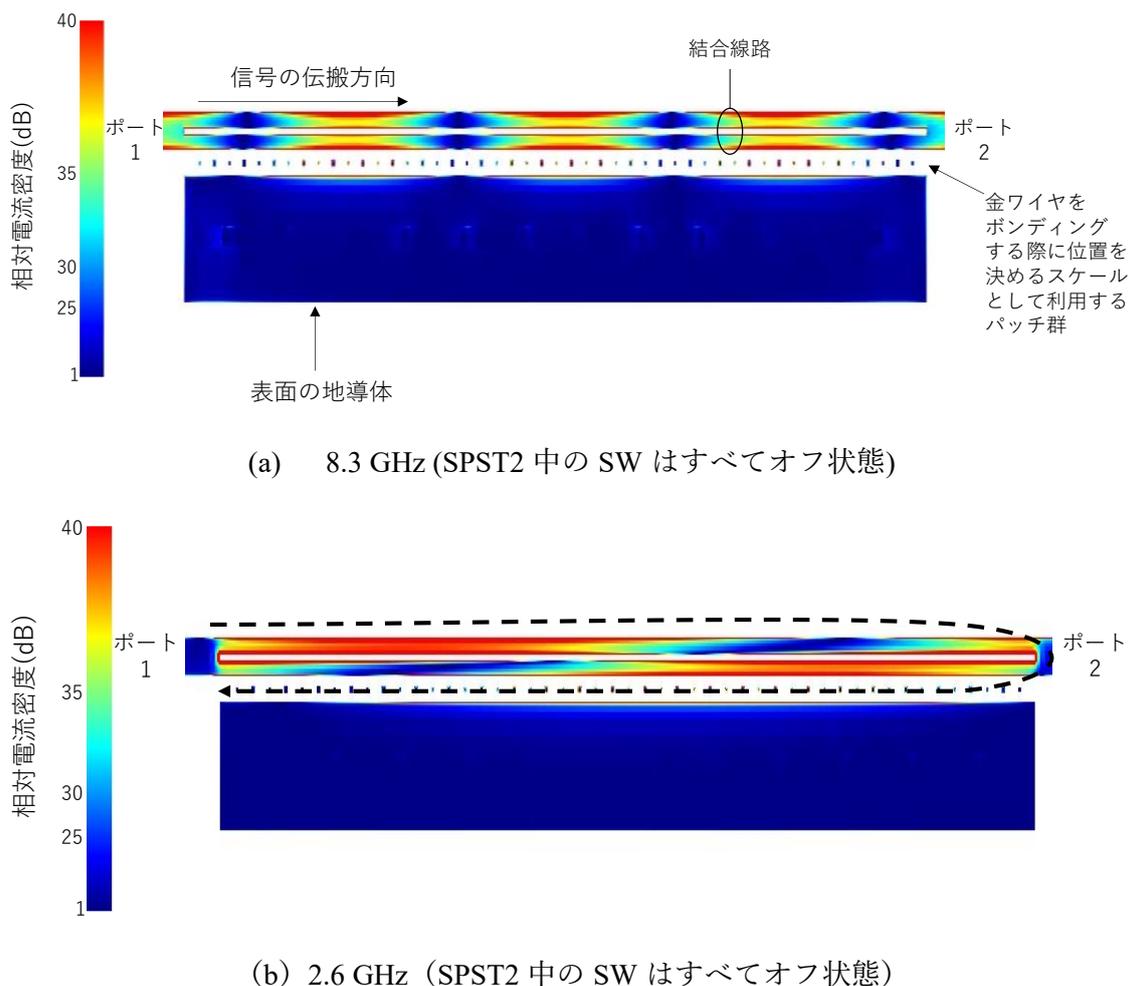
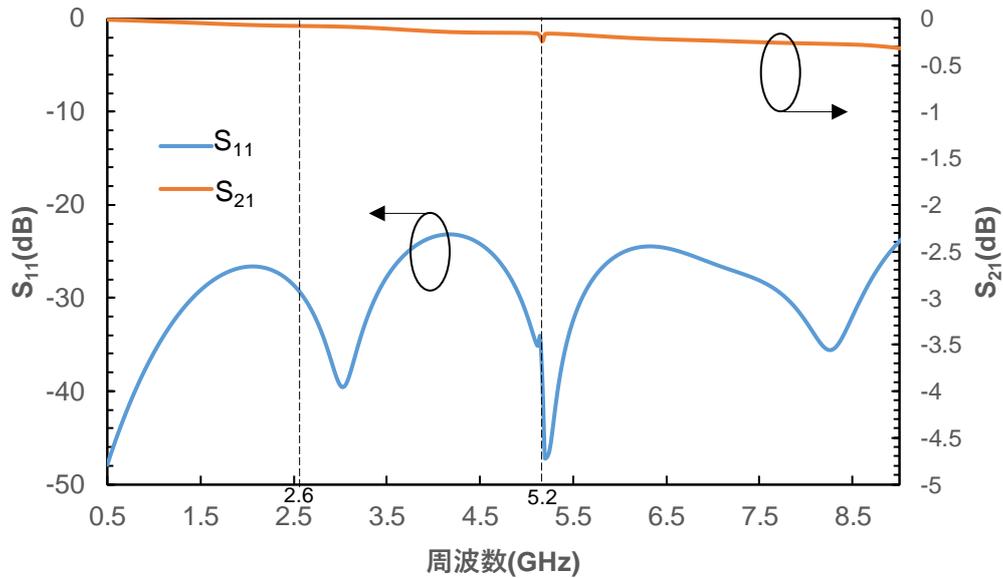


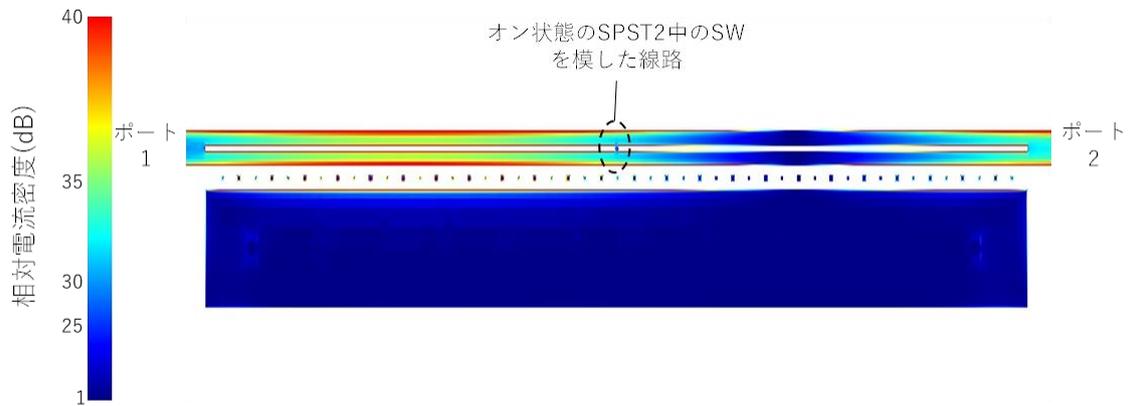
図 4.17 伝送線路として機能する 2 機能切替回路の結合線路部分における電流分布

図 4.17(a)は 8.3 GHz における分布で、図 4.17(b)は減衰極が見られた 2.6 GHz における分布である。なお電流分布の視認性を向上させるため、図を上下方向に拡大している。(a)では結合線路の上側及び下側線路において電流の分布は両者同じであるが、(b)では上側線路と下側線路で電流分布が異なることがわかる。また(a)では電流の流れる方向は上側線路と下側線路で同じ方向であるのに対し、(b)では上側線路と下側線路で逆方向に流れている。これは丁度図 4.17(b)の点線で示した、結合線路と入出力線路で形成されたループに従って電流が流れているようであり、このループにより減衰極が発生しているのではないかと推察される。この減衰極を消すためには、適切な場所において SPST2 の

中 SW をオン状態にし、結合回路の上下の伝送線路間の電位をそろえることが有効である。図 4.18 に、 $L_2=12.5\text{ mm}$  の場所に SPST2 中のオン状態の SW を模した  $100\text{ }\mu\text{m}$  幅の線路を設けた場合のシミュレーション結果を示す。



(a) 周波数特性



(b) 電流分布

図 4.18  $L_2=12.5\text{ mm}$  に  $100\text{ }\mu\text{m}$  幅の線路を設けた際のシミュレーション結果

図 4.18(a)は周波数特性で、図 4.18(b)は先ほど減衰極が見られた  $2.6\text{ GHz}$  における電流分布である。周波数特性において、 $2.6\text{ GHz}$  先ほど見られた  $S_{11}$  のピークが見られないこ

とがわかる。また図 4.18(b) の電流分布では、図 4.17(b)で見られた結合線路上側と下側の伝送線路における電流分布の不一致が無くなり、同一の電流分布となっていることから、SPST2 中のオン状態の SW を模した  $100\mu\text{m}$  幅の線路により結合回路の上下の伝送線路間の電位が揃えられ、その結果として  $2.6\text{GHz}$  の共振減衰極が消失したものと考えられる。一方  $5.2\text{GHz}$  の減衰極は存在しているが、これは SPST2 中のオン状態の SW を模した  $100\mu\text{m}$  幅の線路を設けたことにより前述の閉じた領域におけるループの長さが半分となったためと思われる。このように、減衰極の現れる周波数はループの長さに依存すると思われるため、この減衰極の影響を無くすには、ループの長さを短くするなどして、すなわち SPST2 の SW を多数オン状態にするなどして、減衰極を関係のない周波数に現れるようにすることが有効と思われる。

以上から、閉じた領域内においてすべての SPST1 中の SW がオフ状態にあれば、2 機能切替回路を伝送線路として機能させることが可能であることを確認した。

次に、2 機能切替回路を共振器として機能させた場合の特性を示す。まず  $L_2=25\text{mm}$ 、すなわち SPST2 の全 SW がオフ状態にある場合の特性について図 4.19 に示す。

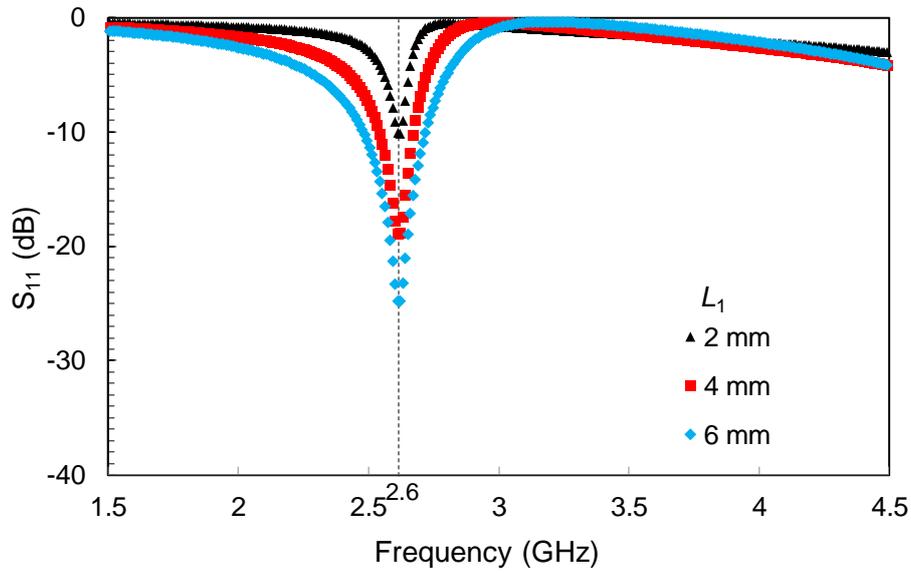
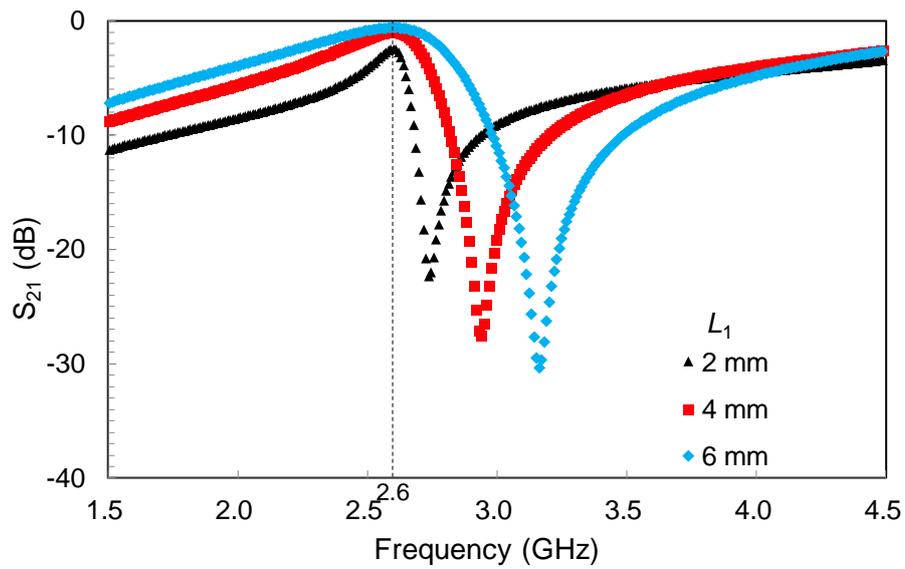
(a)  $S_{11}$ (b)  $S_{21}$ 

図 4.19 共振器として機能している 2 機能切替回路の  $S_{11}$  及び  $S_{21}$  の周波数特性 ( $L_2=25$  mm)

この図から  $L_2 = 25$  mm の場合, 2.6 GHz で共振していることが分かる. そして  $L_1$  の値を 6 mm, 4 mm, 2 mm と小さくするに従い, 減衰極が 3.2 GHz, 2.9 GHz, 2.7 GHz と低域にシフトし, 帯域幅は 30%, 19%, 9% と狭くなっている. この間, 共振周波数は

2.6 GHz で一定である。

次に  $L_2 = 20$  mm, 15 mm, 10 mm における  $S_{21}$  の周波数特性を図 4.20 に示す。

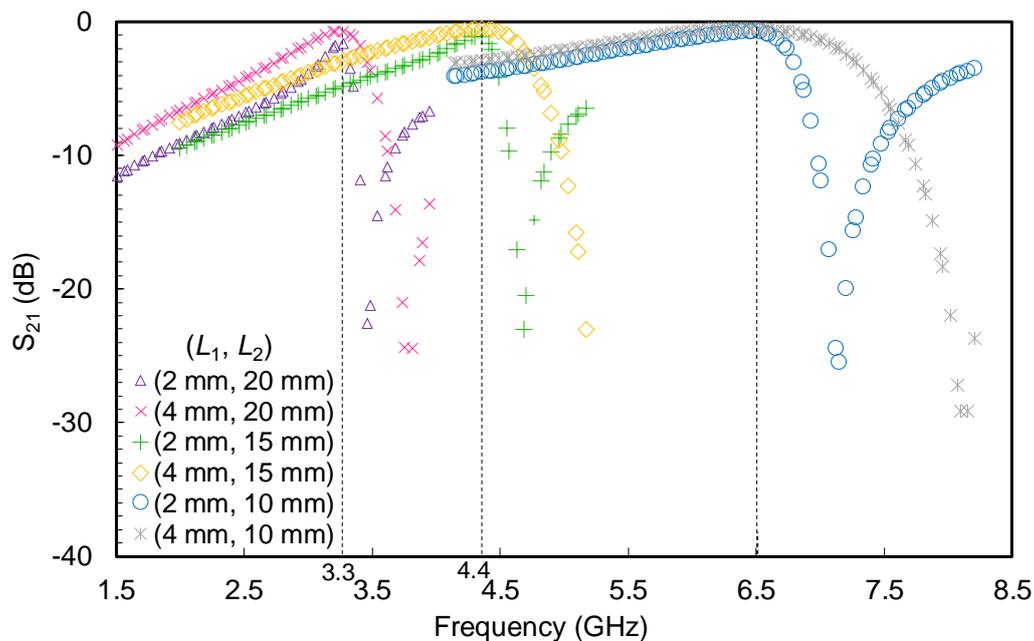


図 4.20 共振器として機能している 2 機能切替回路の  $S_{21}$  特性( $L_2 = 20$  mm, 15 mm, 10 mm)

$L_2$  が 20 mm と値が小さくなった場合、共振周波数が 3.3 GHz へと高くなっている。以降  $L_2$  が 15 mm, 10 mm と小さくなるにつれて、共振周波数は 4.4 GHz, 6.5 GHz と高くなっていった。 $L_1$  は 2 mm の場合と 4 mm の場合があり、同じ  $L_2$  において、2 mm の場合と 4 mm の場合とを比較すると、4 mm に比べ 2 mm の場合は帯域幅が狭くなるが、共振周波数はほぼ一定である。図 4.19 及び図 4.20 のそれぞれの状態における主要な特性を表 4.3 にまとめる。

表 4.3 共振器として機能させた 2 機能切替回路の主要な特性

$L_2$ (mm)	25			20		15		10	
$L_1$ (mm)	2	4	6	2	4	2	4	2	4
共振周波数 (GHz)	2.6	2.6	2.6	3.3	3.3	4.4	4.4	6.5	6.3
比帯域幅 (%)	9	19	30	14	27	23	39	37	55
共振周波数における挿入損失 (dB)	2.5	1.0	0.6	1.7	0.7	1.1	0.5	0.8	0.5

このように、提案する 2 機能切替回路を共振器として機能させた場合、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な共振器となることを理論的及び実験的に確認した。

#### 4.2.4 共振器として機能させた 2 機能切替回路の挿入損失の分析

図 4.14 で示したように、共振器として機能する 2 機能切替回路において、オン状態にある SPST1 の SW の抵抗は共振周波数における挿入損失に影響を与えない。このため、挿入損失の要因は、1)結合線路によるもの、2)オン状態にある SPST2 の SW の抵抗、が考えられる。

まず結合線路による損失を評価する。図 4.15 と同じ形状、寸法の電磁界シミュレーションモデルを用意し、結合線路は厚さ  $5\mu\text{m}$  の金で形成するものとし、基板のアルミナの誘電損失を  $5 \times 10^{-5}$  とする。オン状態の SW を  $0\ \Omega$  の抵抗とみなす。 $L_2 = 10\ \text{mm}$ 、 $L_1 = 2\ \text{mm}$  とした場合の共振周波数における損失のシミュレーション結果は、 $0.7\ \text{dB}$  であった。

次に SPST2 の SW の抵抗について評価する。こちらでは、入出力線路、結合線路、基板の損失はないものとし、オン状態の SPSTSW の抵抗を  $0\ \Omega$  から  $5\ \Omega$  まで変化させた場合の共振周波数における挿入損失をシミュレーションにより求める。図 4.21 に結果を示す。

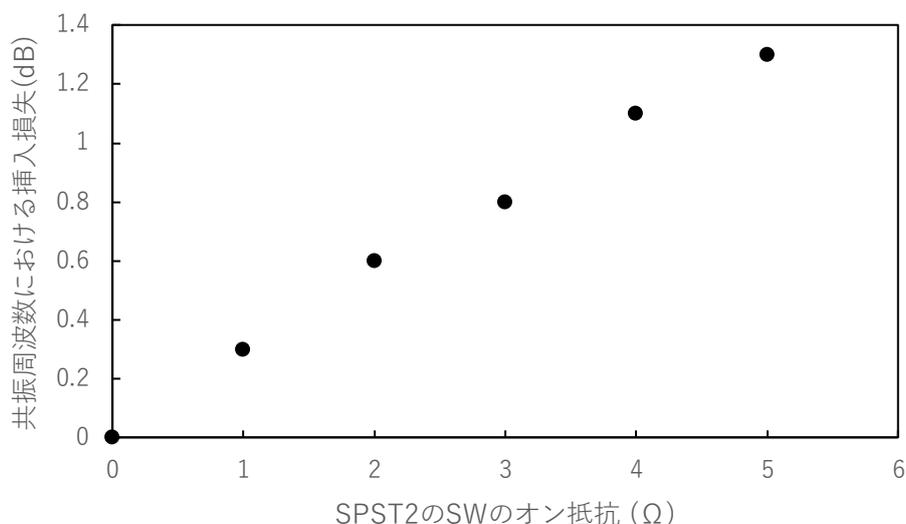


図 4.21 オン状態にある SPST2 の SW の抵抗と挿入損失の関係

これより、例えば第 2 章及び第 3 章で用いた GaAs FETSW(オン時の抵抗が約  $2.5\Omega$ )を SPST2 の SW として用いた場合、 $L_2=10\text{ mm}$ 、 $L_1=2\text{ mm}$  の条件においては、結合線路の損失  $0.7\text{ dB}$  とオン状態にある SPST2 の SW の抵抗による損失  $0.8\text{ dB}$  から合計  $1.5\text{ dB}$  程度の損失が見込まれる。例えばこの条件において合計の損失を  $1\text{ dB}$  以下としたい場合には、SPST2 の SW による損失を  $0.3\text{ dB}$  以下とするため、おおよそ SW のオン抵抗を  $1\Omega$  以下にすることが望ましい。

#### 4.3 結合線路と SW による 2 機能切替回路を用いた中心周波数・帯域幅・減衰特性独立可変フィルタ

4.1 節において、伝送線路と共振器の機能を切り替えることができる 2 機能切替回路を用いることで、次数を変更可能な BPF を形成可能であることを示し、4.2 節において、提案する結合線路と SW からなる 2 機能切替回路が伝送線路としての機能と共振器としての機能を切り替え可能であることを示した。本節ではこの結合線路と SW からなる

2 機能切替回路を用いて BPF を構成し、中心周波数、帯域幅、減衰特性を独立に変更可能であることを示す。

#### 4.3.1 BPF の構成と次数の変更方法

結合線路と SW からなる 2 機能切替回路を用いて次数を 1 次から 2 次へと変更する例を 1 ステップずつ示す。この 2 機能切替回路の場合、前節で述べた通り共振器は直列共振器として機能するため、結合回路には K-インバータを用いる[4.1]。K-インバータとしては中心周波数において  $90^\circ$  移相する伝送線路を用いる。そこでまず 1 次の BPF の場合、1 つの共振器と 2 つの K-インバータを、2 機能切替回路を用いて形成する。

図 4.22 にその概略図を示す。

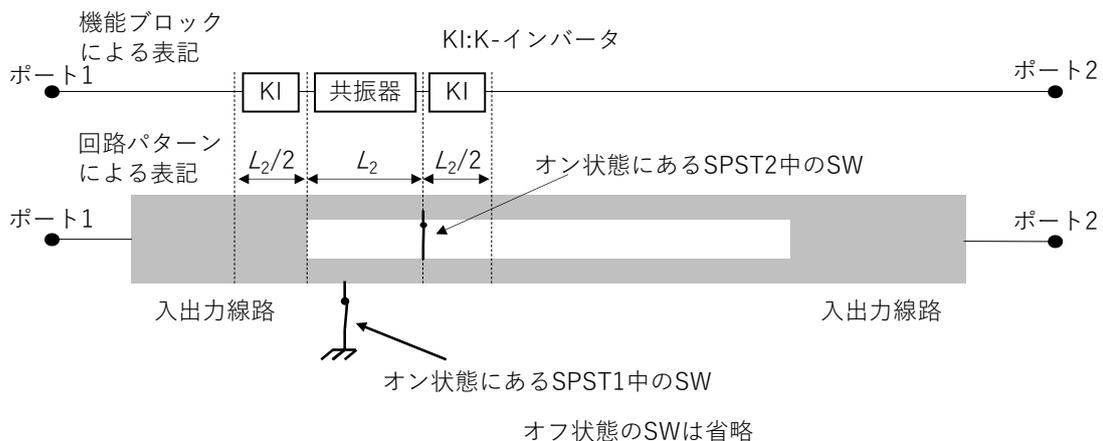


図 4.22 提案する 2 機能切替回路を用いた 1 次の BPF の概略図

まず共振器は、長さ  $L_2$  の閉じた領域を左側の入出力線路と 1 つのオン状態にある SPST2 中の SW により形成し、そこにオン状態にある SPST1 中の SW を 1 つ設ける。この共振器は  $L_2$  が半波長( $180^\circ$ )となる周波数で共振する。次に K-インバータは  $90^\circ$  移相の伝送線路であるが、左側の K-インバータは入出力線路がその役割を果たすが、長さは  $L_2/2$  だけ必要である。共振器の共振周波数が中心周波数を決めるが、その周波数は

$L_2$  を半波長とする周波数であるため、 $L_2/2$  の長さにより中心周波数で  $90^\circ$  の位相量がある。右側の K-インバータは伝送線路として機能する 2 機能切替回路がその役割を担う。共振器の右端を決めるオン状態にある SPST2 中の SW より右側には、結合線路、オン状態にある SPST2 中の SW、右側の入出力線路からなる閉じた領域があり、この領域にはオン状態にある SPST1 中の SW はないため、伝送線路として機能する。この領域の長さが  $L_2/2$  以上あれば K-インバータとしての役割を果たす。このように、SW の状態を適切に変えることで 1 つの共振器と 2 つの K-インバータを実現し、1 次の BPF が形成できる

次に 2 次の BPF を構成する。図 4.23 に 2 次の BPF の概略を示す。

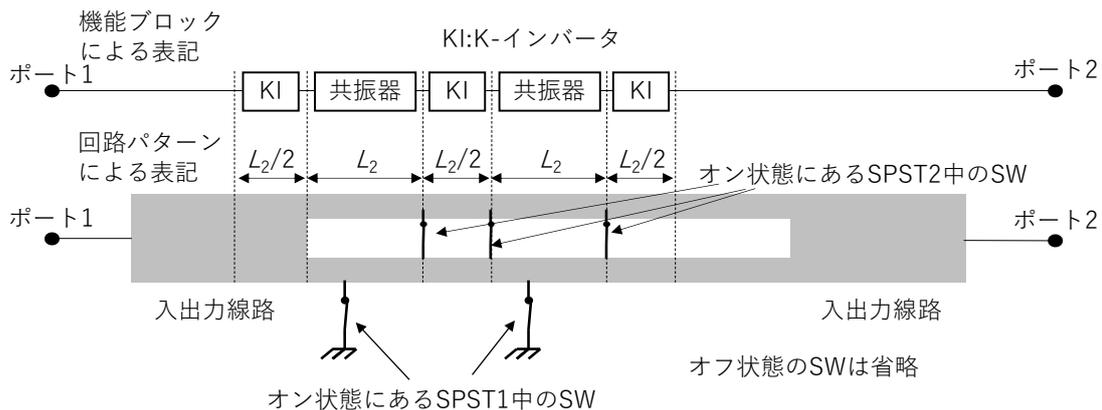


図 4.23 提案する 2 機能切替回路を用いた 2 次の BPF の概略図

この BPF は図 4.22 の 1 次の BPF の右側に新たに共振器と K-インバータを形成したものである。左側の共振器の右側にある K-インバータは、結合線路と 2 つのオン状態にある SPST2 中の SW で閉じた領域を形成し、その長さは  $L_2/2$  である。この部分では SPST1 中の SW はすべてオフ状態であり、 $90^\circ$  移相の伝送線路として機能するため、K-インバータとしての役割を果たす。右側の共振器は、結合線路と 2 つのオン状態にある SPST2 中の SW で長さ  $L_2$  の閉じた領域を形成し、その領域中にオン状態にある SPST1

を1つ設けることで形成する。最後に一番右側の K-インバータは、残りの伝送線路として機能する長さ  $L_2/2$  以上の閉じた領域がその役割を担う。このように、SW の状態を適切に変えることにより、共振器と K-インバータを追加し、2 次の BPF を形成可能である。3 次や 4 次以上の BPF の場合も同様の手順により形成可能で、この構成を用いれば高い自由度で次数を変更可能である。

#### 4.3.2 提案構成を用いた BPF の理想特性

提案する BPF の構成を用いることで、中心周波数、帯域幅、減衰特性を独立に変更可能であることを示すため、理想的な結合線路及び SW を用いて提案構成による BPF を形成し、線形回路シミュレーションを実施した。シミュレーションに用いた 2 次の BPF のモデルを図 4.24 に示す。

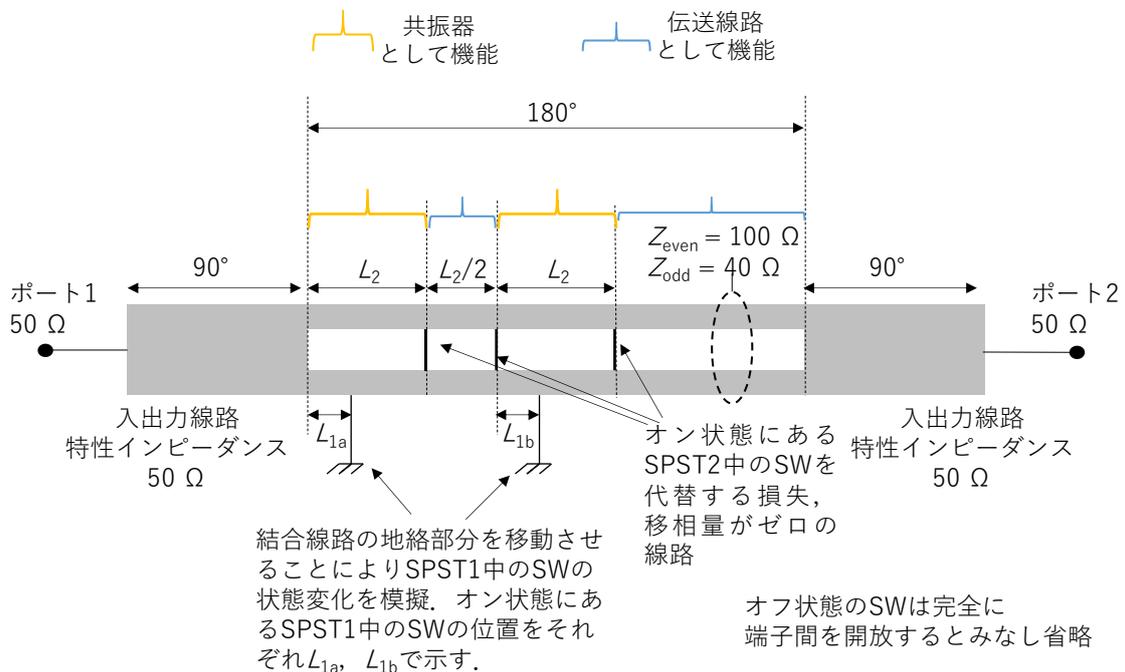


図 4.24 提案構成を用いた 2 次のフィルタのシミュレーションモデル

各線路の線路長は、2.6 GHz における電気長で示す。入出力線路の特性インピーダンス

は、接続されるポートインピーダンスと等しい  $50 \Omega$  とし、長さは  $90^\circ$  とする。結合線路の全体の長さは  $180^\circ$  とし、偶モードインピーダンス  $Z_{\text{even}}$  は入出力線路の特性インピーダンスの 2 倍の  $100 \Omega$  とし、奇モードインピーダンス  $Z_{\text{odd}}$  は  $40 \Omega$  とする。オン状態の SW は、オフ状態においては完全に端子間を開放できるものとして省略し、オン状態の SW は移相量及び抵抗がゼロの線とみなす。SPST1 中の SW の状態変化については、結合線路の地絡部分の移動により模擬するものとする。各共振器として機能する閉じた領域の長さは  $L_2$  とし、共振器間の K-インバータとして機能する閉じた領域の長さは  $L_2/2$  とする。共振器として機能する閉じた領域には必ず 1 つのオン状態にある SPST1 中の SW があり、その位置を表すため  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  を用いる。 $L_{1a}$  は、図 4.23 に示すように、左側の入力出力線路の端面からオン状態の SPST1 中の SW までの距離で、 $L_{1b}$  は共振器間の K-インバータとしての役割を果たす領域の右側側面にあるオン状態の SPST2 中の SW から、オン状態の SPST1 中の SW までの距離である。 $L_{1a}$ 、 $L_{1b}$ 、 $L_2$  についても、すべて  $2.6 \text{ GHz}$  における電気長で表すものとする。

図 4.25 にこの BPF の周波数特性を示す。

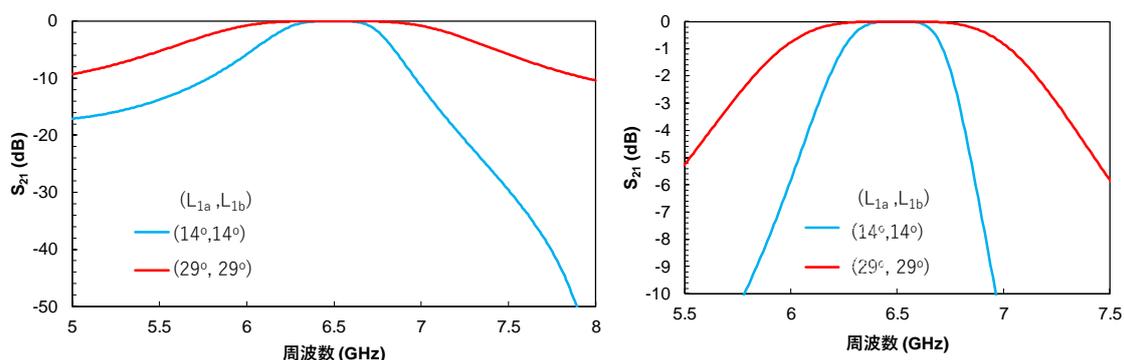
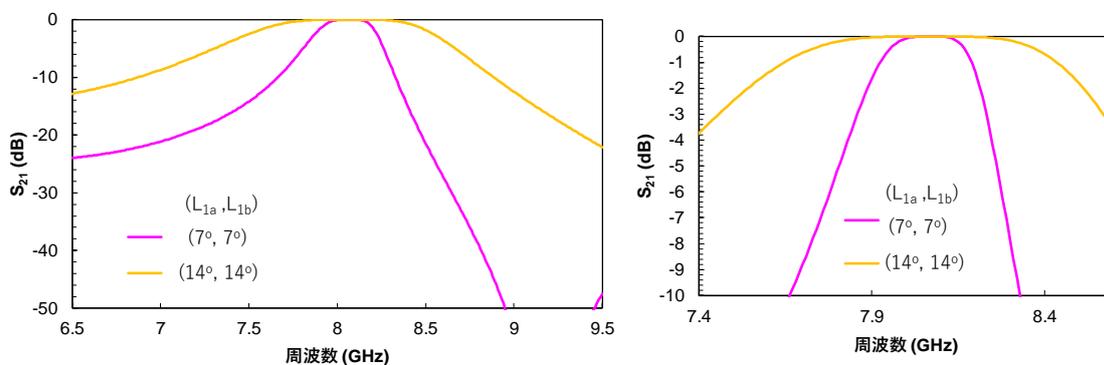
(a)  $L_2 = 72^\circ$  の時(b)  $L_2 = 58^\circ$  の時

図 4.25 提案構成を用いた 2 次の BPF の理想的特性。右のグラフは通過帯付近を拡大したもの。

図 4.25(a)は  $L_2$  が  $72^\circ$  の時の  $S_{21}$  特性である。  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  が  $14^\circ$  の場合における比帯域幅は 10%、  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  が  $29^\circ$  の場合における比帯域幅は 24%で、 SPST1 中のオン状態にある SW の位置に応じて帯域幅を変更可能であることがわかる。中心周波数は 6.46 GHz 及び 6.49 GHz とほぼ 6.5 GHz であり、中心周波数を一定にしつつ帯域幅を変更可能であることがわかる。

図 4.25(b)は  $L_2$  が  $58^\circ$  の時の  $S_{21}$  特性である。中心周波数がおよそ 8 GHz と  $L_2$  の減少により高域側に変化している。  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  を  $7^\circ$  から  $14^\circ$  に変更することにより、先ほどと同様に帯域幅が 5%から 14%に変化しているのに対し、中心周波数はそれぞれ 8.05

GHz 及び 8.01 GHz とほぼ一定である。

このように提案構成の BPF は、 $L_2$  の値を変更することで中心周波数を変更可能で、 $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  の値により、中心周波数を一定にしつつ帯域幅を変更可能であることがわかった。次に次数を変更し、減衰特性を変化させた場合について述べる。なお本節では、減衰特性を図 4.26 に示すように、通過帯域内の最も大きい  $S_{21}$ (図中の  $a$  (dB))から、帯域端の周波数（ここでは  $S_{21}$  が  $a-1$ (dB)となる中心周波数より低域側の周波数  $f_{a-1}$  とする）から 500 MHz 低い周波数 ( $f_{a-1}-500$  MHz) における  $S_{21}$ (図中の  $b$  (dB))を差し引いた値  $a-b$  で表し、 $a-b$  (dB/500 MHz)と記載するものとする。帯域端を低域側に限定した理由は、高域側には減衰極があり減衰特性が次数ではなく、減衰極の影響を多分に受けるためである。

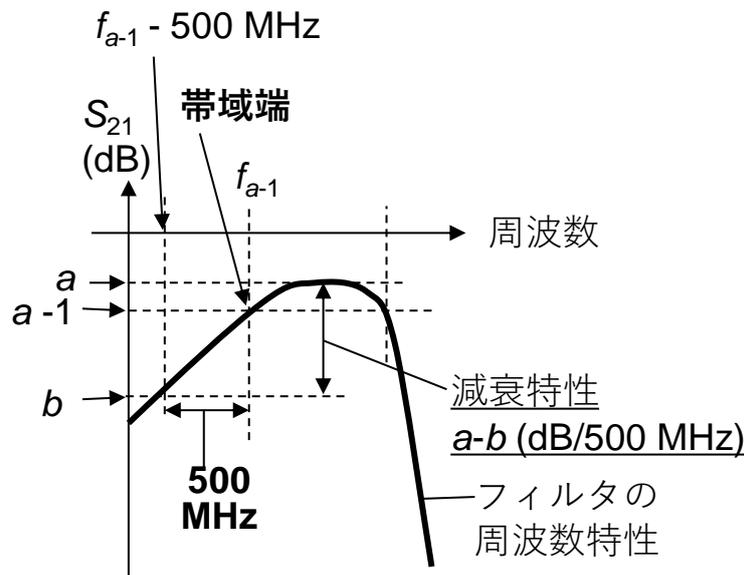


図 4.26 本節における減衰特性の定義

減衰特性を可変であることを示すため、2 次のフィルタの特性と 1 次のフィルタの特性を示す。両フィルタの比較にあたっては、共に中心周波数は同じとし、なおかつ帯域端の周波数  $f_{a-1}$  も共に同じとなるように 1 次のフィルタの  $L_{1a}$  を設定した。なお 1 次の

フィルタとしては、図 4.24 にある 2 次のフィルタモデルにおいて、結合線路上にある左側の共振器として機能する領域は残し、他は伝送線路として機能するように SW を設定した図 4.27 に示すモデルを用いた。

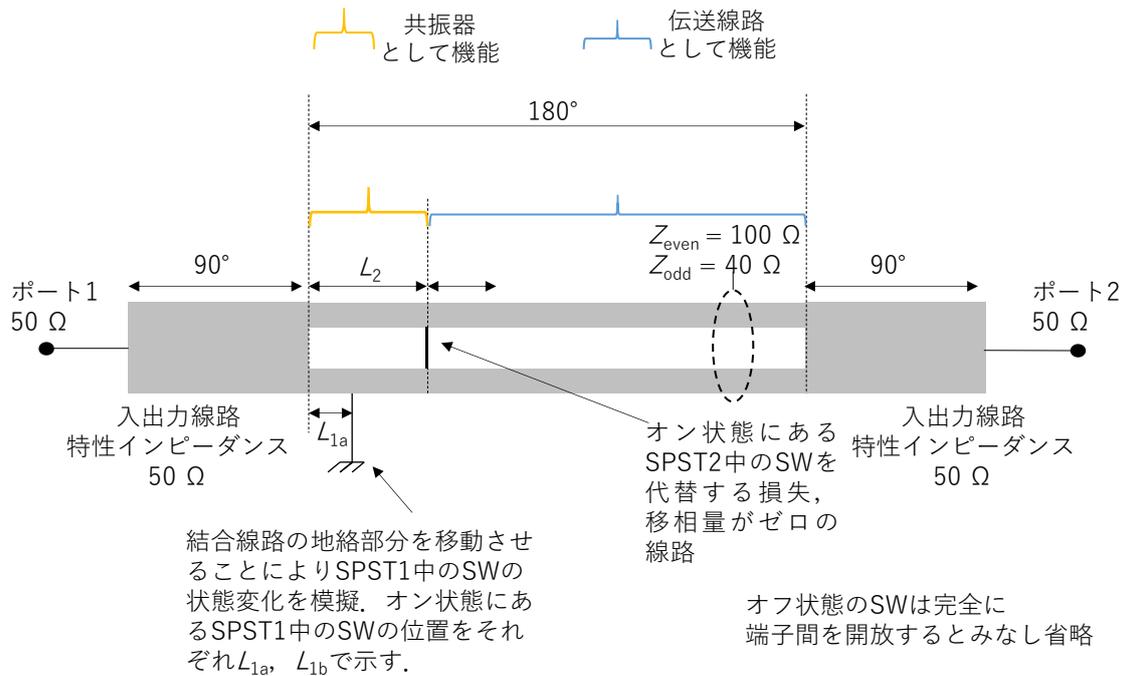
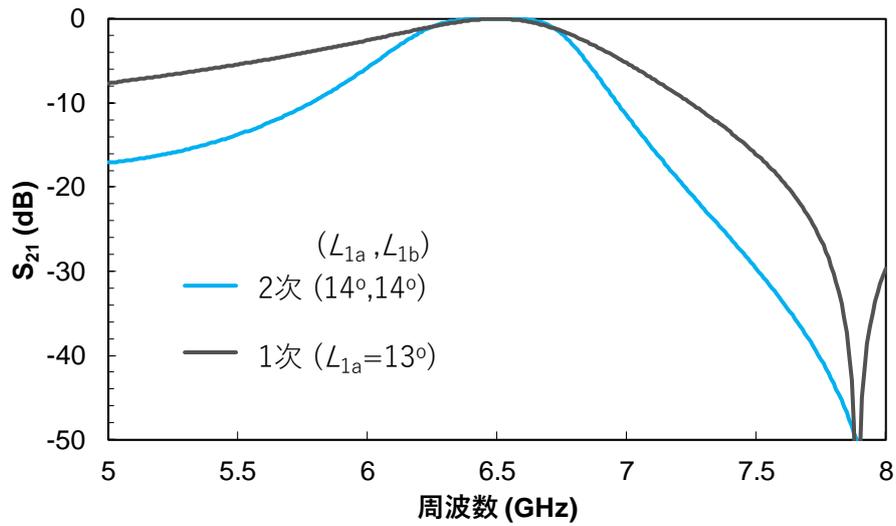
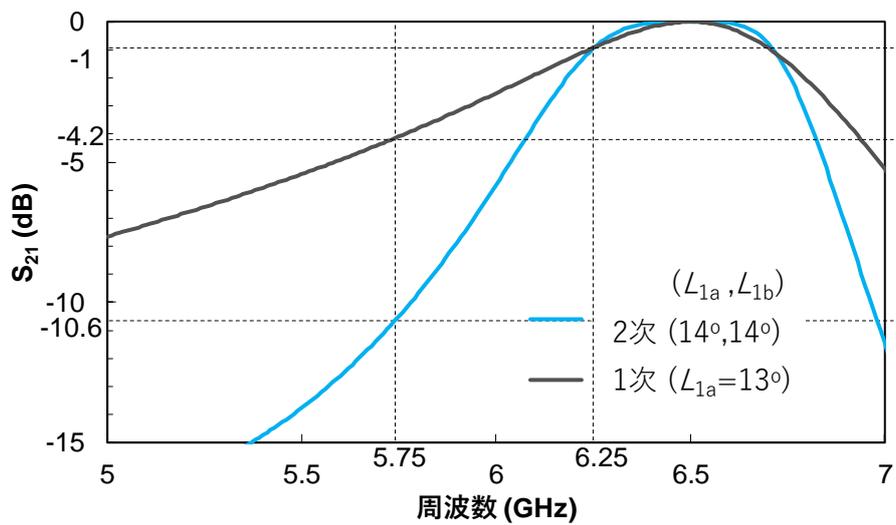


図 4.27 1 次の BPF のモデル

図 4.28 に  $L_2=72^\circ$  とした 2 次の BPF と 1 次の BPF の周波数特性を示す。



(a) 周波数特性



(b) 周波数特性 (通過帯付近を拡大したもの)

図 4.28 2 次の BPF と 1 次の BPF の比較 ( $L_2 = 72^\circ$ )

$f_{a-1}$  は 6.25 GHz である。そこから 500 MHz 低い周波数は 5.75 GHz で、この周波数における 1 次の BPF の  $S_{21}$  は、-4.2 dB、2 次の BPF の  $S_{21}$  は -10.6 dB である。両 BPF の通過帯の  $S_{21}$  の最大値は 0 dB であるため、1 次の BPF の減衰特性は 4.2 dB/500 MHz、2 次の BPF の減衰特性は 10.6 dB/500 MHz となり、フィルタ次数で異なる減衰特性を得た。このように提案する構成の BPF は、次数を変更することにより減衰特性を変更可能である。

ることが分かる。

以上により，提案する構成の BPF は中心周波数，帯域幅，減衰特性を独立に変更可能であることを示した．次に提案する構成の BPF の特性について，試作した回路を測定した結果を示す．

#### 4.3.3 試作した BPF の特性

提案する BPF は図 4.15 に示すアルミナ基板上にマイクロストリップ線路構造を用いて作製した 2 機能切替回路を用いて形成した．2 次の BPF を形成した際の SPST1 及び SPST 中のオン状態の SW の位置は図 4.24 に示すとおりとし，1 次の BPF を形成した場合の SPST1 及び SPST2 中のオン状態の SW の位置は図 4.27 に示すとおりである．

2 次の BPF の周波数特性について，図 4.29 に示す．測定結果の SW は理想的な特性を取得した際の電気長を 25 mm を 2.6 GHz の  $180^\circ$  として実際の長さに変換したものである．

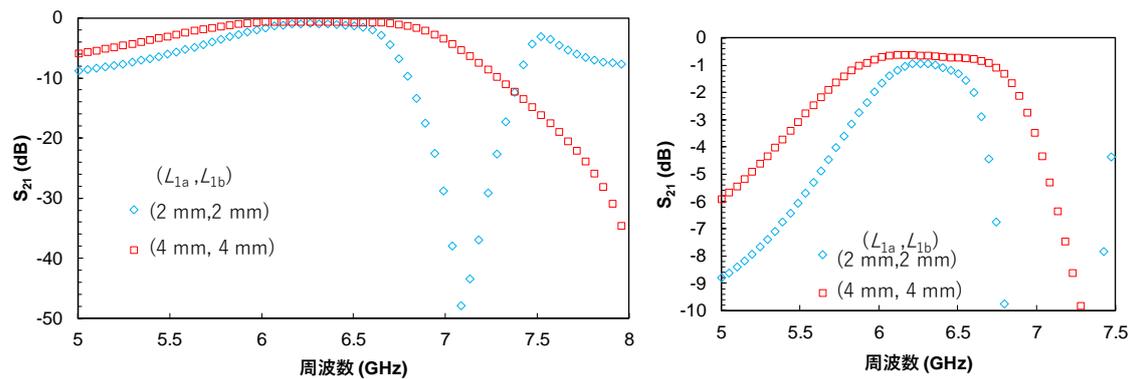
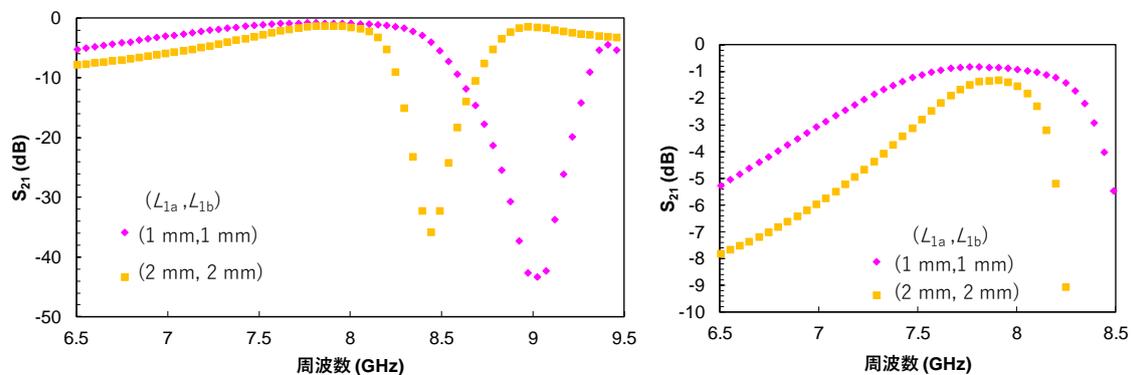
(a)  $L_2 = 10$  mm.(b)  $L_2 = 8$  mm

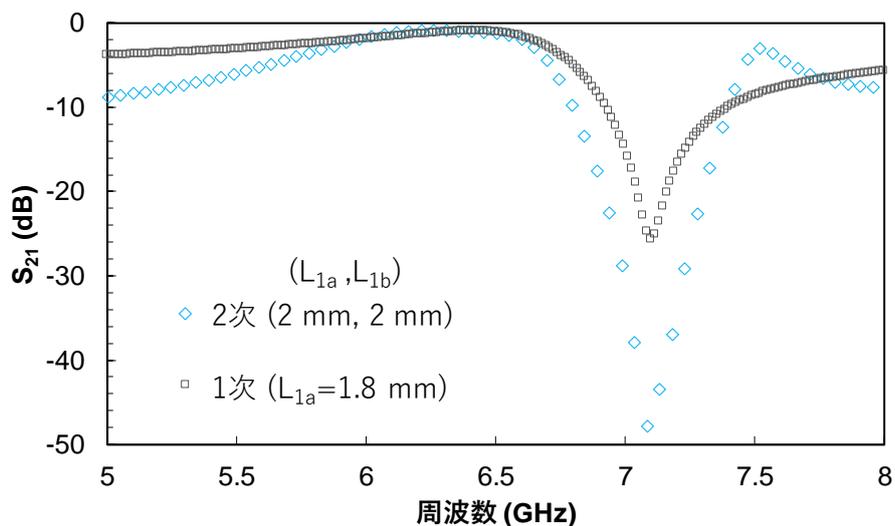
図 4.29 提案構成を用いた BPF の特性測定結果. 右のグラフは通過帯付近を拡大した  
もの.

図 4.29(a)は  $L_2$  が 10 mm の時の  $S_{21}$  特性である.  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  が 2 mm の場合における比帯域幅は 15%,  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  が 4 mm の場合における比帯域幅は 26% で, SPST1 中のオン状態にある SW の位置に応じて帯域幅を変更可能である. 中心周波数は 6.20 GHz 及び 6.21 GHz とほぼ 6.2 GHz で一定であり, 中心周波数を一定にしつつ帯域幅を変更することができる.

図 4.29(b)は  $L_2$  が 8 mm の時の  $S_{21}$  特性である. 中心周波数がおよそ 7.7 GHz と  $L_2$  が 10 mm の時より高域側にシフトしている.  $L_{1a}$  及び  $L_{1b}$  を 1 mm から 2 mm に変更すると比帯域幅は 12% から 21% に変化し, 中心周波数はそれぞれ 7.74 GHz 及び 7.63 GHz と

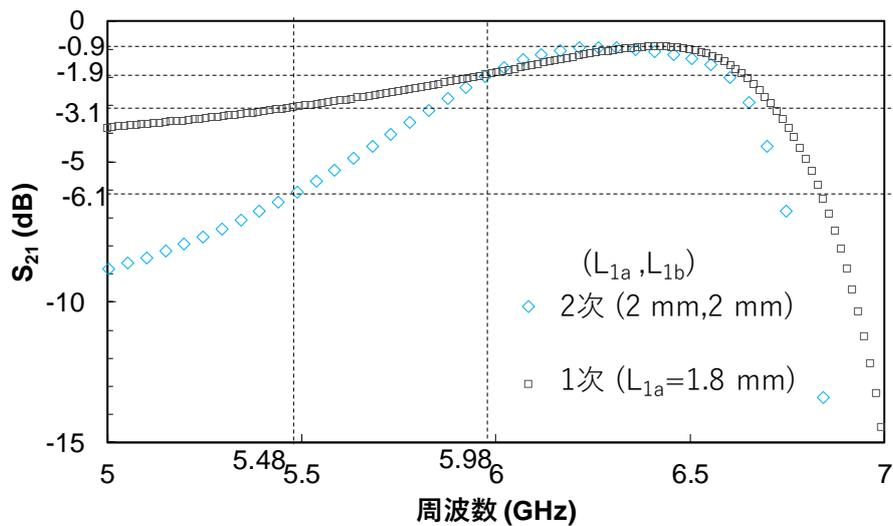
ほぼ一定とすることができた。なお測定した特性と理想特性を比較すると、通過帯より低域側において測定した特性は理想特性に比べ減衰が緩慢で、一方通過帯の高域側においては測定した特性は理想特性に比べ減衰が急峻である。これは、理想特性をシミュレーションした際には、オン状態にある SPST1 中の SW は端子間の位相差が  $0^\circ$  としたが、測定時にオン状態にある SPST1 中の SW として用いた金リボンは  $400 \mu\text{m}$  の長さがあり、 $2.6 \text{ GHz}$  において  $3^\circ$  の位相差があるためである。この位相差により減衰極が低域側に移動し、フィルタの特性の形状を変形したものである。また中心周波数において理想特性と測定した特性で異なっているのは、オン状態にある SPST2 中の SW の代替として用いた金リボンのボンディング位置が本来の位置からずれていることと、シミュレーションでは考慮していなかったこのリボンの長さの影響によるためと考えられる。

次に次数を変更し、減衰特性を変化させた場合について述べる。図 4.30 に  $L_2 = 10 \text{ mm}$  とした 2 次のフィルタと 1 次のフィルタの周波数特性を示す。



(a) 周波数特性

図 4.30 2 次の BPF と 1 次の BPF の比較 ( $L_2 = 10 \text{ mm}$ )



(b) 周波数特性 (通過帯付近を拡大)

図 4.30 2 次の BPF と 1 次の BPF の比較 ( $L_2=10$  mm) (続き)

$f_{a-1}$  は 5.98 GHz である。そこから 500 MHz 低い周波数は 5.48 GHz で、この周波数における 1 次のフィルタの  $S_{21}$  は、-3.1 dB、2 次のフィルタの  $S_{21}$  は -6.1 dB である。両フィルタの通過帯の  $S_{21}$  の最大値は -0.9 dB であるため、1 次の BPF の減衰特性は 2.2 dB/500 MHz、2 次の BPF の減衰特性は 5.2 dB/MHz となり、測定結果においてもフィルタ次数で異なる減衰特性を得た。理想特性にくらべ測定した特性は減衰特性が小さくなっている。これはオン状態にある SPST1 の内の SW として用いたリボンの長さによる影響である。

以上、提案する構成の BPF は中心周波数、帯域幅、減衰特性を独立に変更可能であることを試作した BPF を測定した結果から実験的にも示した。

#### 4.3.4 提案する構成の BPF において低域側に減衰極を形成する方法

ここまで提案する構成の BPF は中心周波数、帯域幅、減衰特性を独立に変更可能であることを示したが、示したすべての周波数特性においては、中心周波数の高域側のみ減衰極があり、低域側には無いため、高域側の通過特性は急峻に変化するにもかかわらず

らず、低域側はなだらかな変化となっている。これは、BPFを構成している共振器として機能する2機能切替回路において、共振周波数の高域側にもみ減衰極が形成されるためである。提案する構成のBPFにおいて低域側にも急峻な特性を与えるためには、低域側にも減衰極を形成する必要がある。本節では、共振器として機能する2機能切替回路において、低域側にも減衰極を生成するための回路構成と周波数特性を示す。

図4.31に低域側にも減衰極を形成するための回路構成を示す。

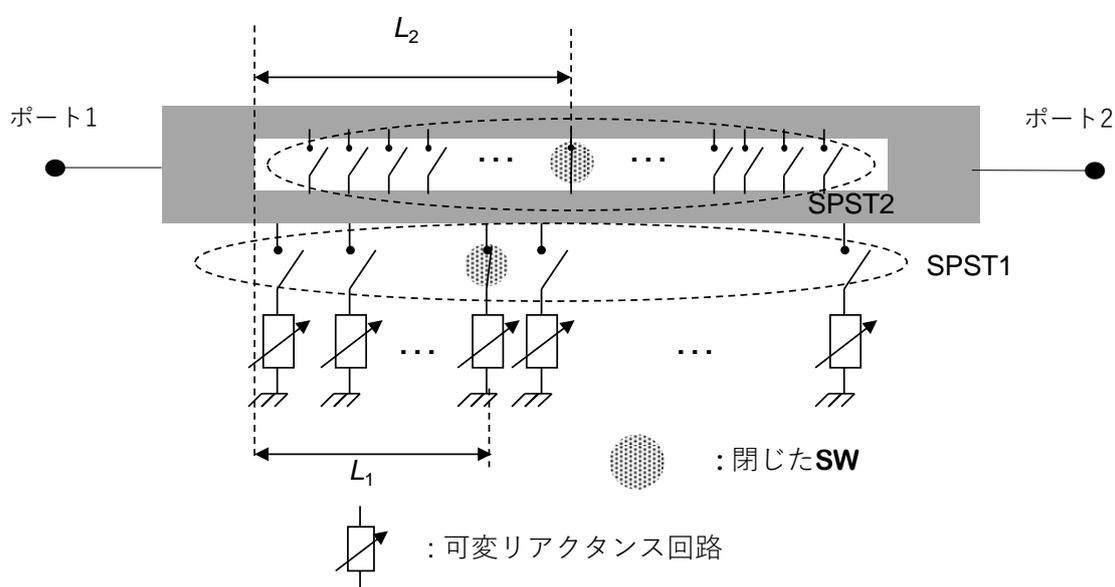


図 4.31 低域側にも減衰極を形成する回路構成

基本的な構成は図4.5と変わらないが、SPST1と地導体の間に可変リアクタンス回路を設けている。この回路においても共振器として機能させるためには、結合線路とオン状態にあるSPST2中のSWにより形成された閉じた領域に、オン状態にあるSPST1中のSWを1つ設ける必要がある。そして可変リアクタンス回路により減衰極を低域側にも生成させるとともに、低域側及び高域側に生成された減衰極の周波数を、可変リアクタンス回路の特性に応じて変化させることが可能である。図4.32に可変リアクタンス回路として可変容量を用いた場合の線形回路シミュレーションモデルを示す。

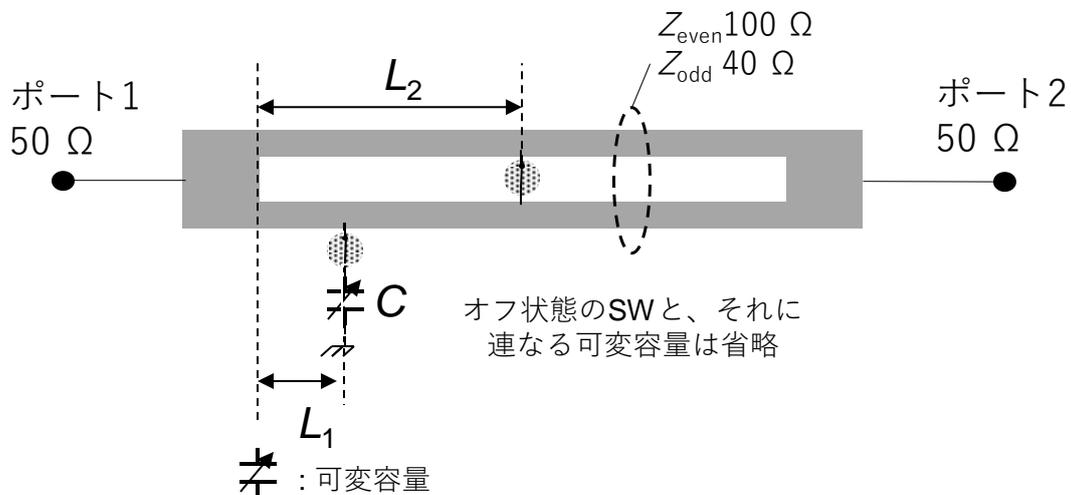


図 4.32 可変リアクタンス回路として可変容量を用いたモデル

このモデルの周波数特性を線形回路シミュレーションモデルから求めたものを図 4.33 に示す。

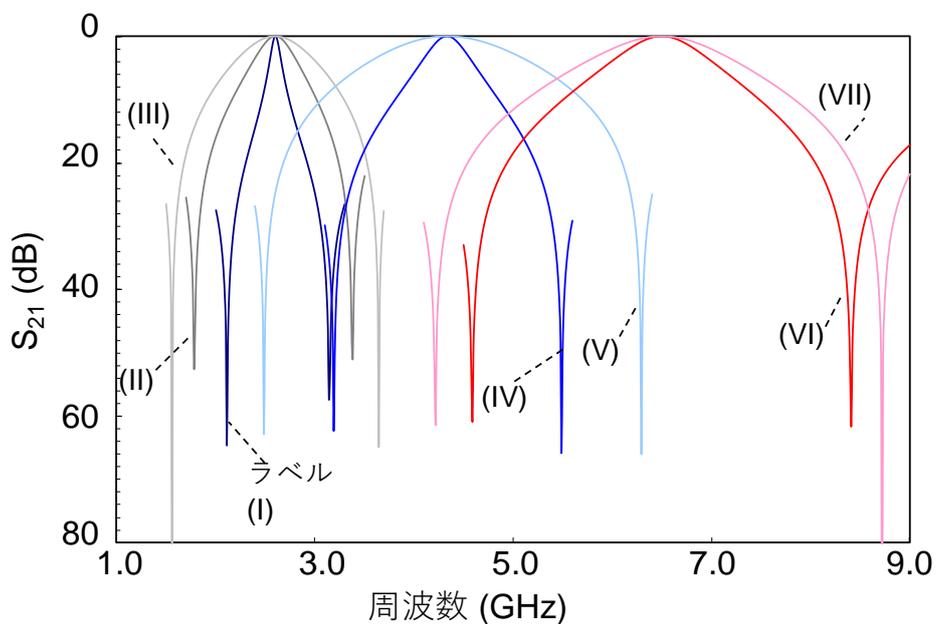


図 4.33 図 4.32 のモデルの周波数特性

この周波数特性の代表的特性とシミュレーション条件を表 4.4 にまとめる。

表 4.4 図 4.33 の周波数特性の代表的特性とシミュレーション条件

$L_2$ (°)	180			108		72	
$L_1$ (°)	14	29	43	14	29	11	14
C (pF)	12.0	9.0	9.0	5.5	5.5	3.5	3.5
共振周波数(GHz)	2.6	2.6	2.6	4.3	4.3	6.5	6.5
比帯域 (%)	4	15	27	10	32	13	19
図4.32中のラベル	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)

このように、可変容量を用いることにより、共振周波数の低域側にも減衰極が生成されていることが分かる。また、 $L_1$ を変化させた際に、比帯域幅は変化しているが、共振周波数は一定のままである。このように、可変容量を SPST1 と地導体の間に設けたとしても、元々共振器として機能する場合の 2 機能切替回路が有していた、共振周波数と帯域幅を独立に変化させることが可能、という特徴は保持されている。

以上から、共振器として機能させた 2 機能切替回路において、SPST1 と地導体の間に可変リアクタンス回路を設けることで、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能としながらも、共振周波数の低域側と高域側の両方に減衰極を生成可能であることを示した。

### 4.3 まとめ

本章では、共振器としての機能、伝送線路としての機能を切替ることが可能な、結合線路と SW からなる 2 機能切替回路を提案した。共振器として機能する場合、共振周波数と帯域幅を独立に変更可能な可変共振器として動作可能であることを、理論的及び実験的に示した。この 2 機能切替回路を用いることで、フィルタの次数を自在に変更可能であることを示し、中心周波数、帯域幅、減衰特性を独立に変更可能な BPF を構成可能であることを理想的なシミュレーション結果及び試作した BPF の測定結果より示した。

また中心周波数の高域側と低域側において、減衰極の有無により通過特性の変化度合いが異なることを解消するため、共振器として機能する2機能切替回路において、SPST1と地導体の間に可変リアクタンス回路を設ける回路構成を示し、これにより共振周波数の高域側と低域側の両方に減衰極を生成することが可能であることを示した。

## 第 5 章

### 結論及び今後の展望

第 5 章では、これまで得られた知見から、本論文の結論を述べるとともに、今後の展望を示す。

#### 5.1 結論

本論文においては、移動体通信用の平面回路帯域通過フィルタにおいて、SW を用いて複数特性（周波数、帯域幅、減衰量）を変更できる、複数特性可変技術を開発した。これは、以下に示す 3 つのフィルタの開発とそれに関わる知見から得たものである。

- 1) 中心周波数を可変とするフィルタとして、くし歯形の構造と SW を用いた共振器を用いることを提案し、バンドに対応する多数の SW を用いた場合に適した構成であることを確認した。
- 2) 中心周波数と帯域幅を独立して可変とするフィルタとして、可変リング共振器を用いることを提案し、SW により直列と並列の共振周波数を個別に変更することが可能であることを示した。
- 3) 中心周波数と帯域幅に加え減衰量を独立して可変とするフィルタとして、結合線路と SW により共振機能と伝送機能を切り替える 2 機能切替回路を用いることを提案し、フィルタ次数も変更可能であることを示した。

## 5.2 今後の展望

本論文では平面回路と SW を用いた特性を可変とする BPF について述べてきた。現在携帯電話の端末において利用されている BPF もしくは DUP は、SAW もしくは BAW といった弾性波を用いたデバイスである。これは、弾性波を用いた BPF が、平面回路を用いたフィルタに比べ小型でありながら高い Q 値を有しているためである。特に DUP は FDD 方式において用いられ、上りの周波数帯と下りの周波数帯が近接していることから、特に高い Q 値が必要であり、弾性波を用いたデバイスの利用が適している。また基地局に目を向けてみると、利用されている BPF もしくは DUP は誘電体ブロックや空洞共振器を利用した大型の BPF である。これらが利用される要因としては、基地局から送信される信号の電力が数 10 W にもなることから、この送信電力に耐えられるものでなければならないことが挙げられる。

平面回路による特性可変 BPF を、現在の携帯電話で用いられている 2~3 GHz の周波数帯に適用する場合、耐電力、損失、及び大きさの観点から既存のデバイスからの置き換えは困難といえる。しかしながら 5G 以降において利用が検討されている 20 GHz 以上の周波数帯においては、これまでの 2~3 GHz の周波数帯に比べ平面回路による特性可変フィルタの適用可能性が高くなるであろうと考える。

端末に関して言えば、弾性波を用いたデバイスにおける損失は周波数の 2 乗に比例するため、高 SHF 帯やミリ波帯での利用は技術的な困難度合いが高いと考えられるためである[5.1]。平面回路を用いる場合、周波数の上昇は回路の小型化を意味する。20 GHz における共振器の寸法は、2 GHz における共振器に比べ、長さは 10 分の 1 程度になる。このため、現在の弾性波デバイスほどではないにしても回路が小型化し、なおかつ 1 つの回路で複数の周波数帯に対応できれば、適用可能性が高くなるのではないかと推察する。

基地局に関しては、周波数の上昇に伴い自由空間伝搬損が増大することから、現在の基地局のように鉄塔の頭頂部にアンテナを設置して送信する形態だけでなく、Wi-Fiのアクセスポイントのように利用者の近くから送信する形態の利用が進むのではないかと考える。このため送信電力は数10Wではなく数W程度となり、平面回路とSWを用いたBPFでも耐電力の観点から問題が無くなると推察される。

このように高SHF帯やミリ波帯において、平面回路を用いた特性を可変とするBPFの適用可能性が高いと考え、本論文にて開発した可変BPFをどのように発展すべきかについて検討してみる。本論文にて開発した特性可変化技術を、図5.1のようにまとめる。

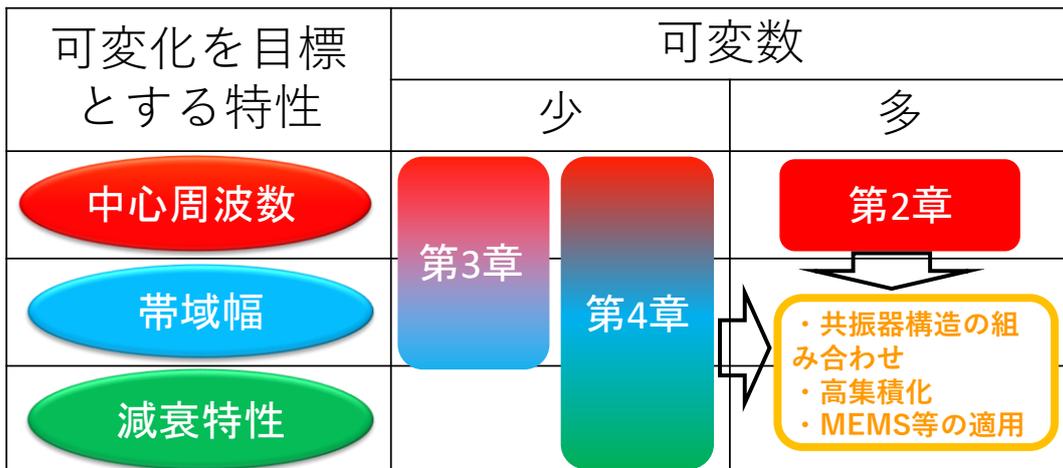


図 5.1 本論文にて達成した特性可変化技術と今後の研究方向性

このように可変化する特性と、可変数を評価軸として考えた場合、複数の特性を可変としながら、その可変数を多くすることが可能な可変BPFを目指すことが、今後の研究の方向性として見えてくる。第2章の可変BPFは多数の中心周波数を得ることが可能であるが、これを発展させる場合、帯域幅と減衰特性を可変化するためのフィルタ構成を検討する必要があるが、既に述べたように中心周波数と帯域幅を変更させる場合、これらを独立に変更することに課題がある。一方第3章の可変BPFは中心周波数と帯域

幅を独立に変更可能だが、可変数は少ない。この可変 BPF において可変数を増大させるためには、中心周波数と帯域幅の変更に関わる部位の可変数を増やすことが必要である。まず帯域幅の可変数を増やすためには、BWSW の数を増やす必要がある。限られた面積に搭載する BWSW の数を増やすためには高集積化が必要であることから、IC の製造技術の適用が有効となろう。次に中心周波数の数を増やすためには、可変リング共振器の可変容量の可変数と共振器間の可変移相回路に用いる可変容量の可変数を増やすことが必要である。可変容量の容量数の増大とは、当該回路部分のリアクタンスの可変数を増大させることと等価であるが、リアクタンスの可変数を増大させるには、第 2 章の共振器における可変構造の検討と同じ議論がある。すなわち、限られた SW を効率的に可変数増大につなげるために、 $N$  個の SW を並列に並べ、お互いが独立に機能し状態数が  $2^N$  となるようにする必要がある。また SW のオフ状態のアイソレーションはリアクタンスの変化量に影響を与えるため、アイソレーションの小さい SW でも大きな可変数を得るため、くし歯形線路構造が有効である。周波数が高くなるにつれ、高いアイソレーションを得ることが困難となるため、高い周波数での利用を考えると、図 5.2 に示すような第 2 章のくし歯形線路構造と SW からなる可変方法を第 3 章の可変 BPF に適用する方法が有効と考える。

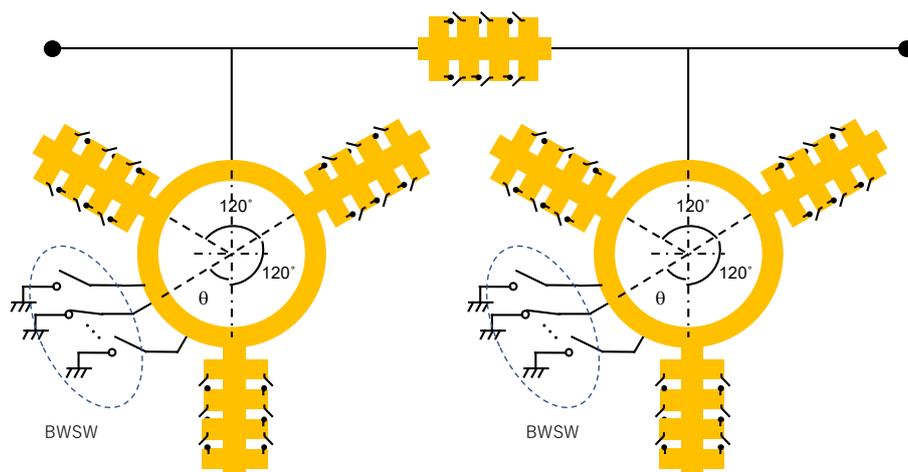


図 5.2 くし歯形線路構造を適用した第 3 章の可変 BPF

第 4 章の可変 BPF の可変数は、まさに SW の数によって決まるため、SW の集積化が必須である。また、高い周波数での利用を考えた場合、中心周波数と帯域幅の独立可変には、結合線路の長さ方向に渡り線路のインピーダンスが均一であることを前提としているため、SPST2 の SW には高いアイソレーションが必要と推察される。この SPST2 の SW は [5.2] のようにシャント SW を用いるような構成は適用できず、オフ時には容量値の低い容量とみなせる SW 構造が必要である。このような SW 構造の場合、本質的に周波数が高くなるにつれ、高いアイソレーションを得ることが難しい。そこで機械的に SW 接点を開放することで高いアイソレーションを得られ、なおかつ IC の製作技術により集積化が可能な SW として MEMS(Micro Electromechanical Systems)技術を用いた MEMS RF SW[5.3]の適用が有効と考える。MEMS RF SW はスイッチングスピードにおいて半導体 SW より劣っているが、周波数帯の切り替えは頻繁に発生するものではないため、これは問題にならない。一方機械構造を有し SW 部が物理的に動くため、半導体 SW に比べ信頼性に課題があるが、今後の研究開発による信頼性の向上に期待したい。

### 5.3 結び

本論文では BPF の中心周波数, 帯域幅, 減衰特性を独立に変更可能とする可変化技術について述べてきた. 低域通過, 高域通過, 帯域削減等フィルタの用途にとどまらず, その特性を自在に変更可能な可変フィルタは, いわば「夢のフィルタ」として長い間研究され, その可変化方法も様々なものが存在する. そのような様々な可変フィルタの中においても, 本論文で述べた多数の中心周波数を得るもの, 中心周波数, 帯域幅, 減衰特性の内複数の特性を独立に変更可能とするものは非常にユニークなもので, 特性を変化させるという「機能」の観点からはこれまでの可変フィルタの研究においても特筆すべきものであると考える. しかしながら, 本論文でも触れているとおり, 「機能」を実現するために必要なスイッチのオン状態の損失は通過帯における損失増大という「性能」低下の要因であり, 今後の研究によるスイッチの損失低減が待たれる. このように可変フィルタの研究は, 「機能」の追加による「性能」劣化との「闘い」でもあるといえる. 前述の通り, これまで多くの可変フィルタが研究されているにもかかわらず, 移動体通信の端末や基地局において可変フィルタが利用されていないことは, この分野において「闘い」が継続中であることを意味する. 本論文で示した特性可変化技術がこの「闘い」に勝利するための何らかの手助けになるのであれば, 研究者として非常に幸いである.

## 参考文献

### 第 1 章

- [1.1] 桑原守二, デジタル移動通信 第 2 版 第 3 刷, 科学新聞社, 1998 年 6 月.
- [1.2] 服部武, 諸橋知雄, 藤岡雅宣, 3G Evolution のすべて HSPA モバイルブロードバンド技術と LTE 基本技術, 丸善, 2009 年 11 月.
- [1.3] Global Mobile Trend 2017, GSMA intelligence, Sep. 2017
- [1.4] Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022, Cisco, Feb. 2019
- [1.5] 国際標準化仕様 3GPP TS25.104
- [1.6] 国際標準化仕様 3GPP TS36.104
- [1.7] 国際標準化仕様 3GPP TS37.105
- [1.8] 国際標準化仕様 3GPP TS38.104
- [1.9] IT メディアホームページ  
[http://image.itmedia.co.jp/l/im/mobile/articles/1503/11/l\\_yo\\_z311.jpg](http://image.itmedia.co.jp/l/im/mobile/articles/1503/11/l_yo_z311.jpg)
- [1.10] Qorvo 社ホームページ  
<https://www.qorvo.com/applications/network-infrastructure/wireless/base-stations#ba0034>
- [1.11] B.E. Carey-Smith, P.A. Warr, M.A. Beach, T. Nesimoglu, “Wide tuning-range planar filters using lumped-distributed coupled resonators”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 2, pp. 777-785, Feb. 2005.
- [1.12] C. Rauscher, “Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 573-577, Feb. 2003.
- [1.13] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, J. Brank, “6-15 GHz RF MEMS tunable filters,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Long Beach, USA, pp. 919-922, June 2005.
- [1.14] C. Schuster, A. Wiens, M. Schüßler, C. Kohler, J. Binder, R. Jakoby, “Hairpin bandpass

filter with tunable center frequency and tunable bandwidth based on screen printed ferroelectric varactors,” Proc. 46<sup>th</sup> European Microwave Conference, London, UK, pp. 1425-1428, Oct. 2016

- [1.15] H. Inoue, X. Mi, T. Fujiwara, O. Toyoda, S. Ueda, F. Nakazawa, “A novel tunable filter enabling both center frequency and bandwidth tunability,” Proc. 42<sup>nd</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands, pp. 269-272, Nov. 2012.

## 第 2 章

- [2.1] 上野供希, 試作で学ぶ高周波フィルタの設計法, 総合電子出版社, 2002 年 1 月.
- [2.2] B.E. Carey-Smith, P.A. Warr, M.A. Beach, T. Nesimoglu, “Wide tuning-range planar filters using lumped-distributed coupled resonators”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 2, pp. 777-785, Feb. 2005.
- [2.3] A.B. Yu, A.Q. Liu, Q.X. Zhang, “Tunable MEMS LC resonator with large tuning range,” Electronics Letters, vol. 41, no. 15, pp. 855-875, July 2005.
- [2.4] C.D. Nordquist, C.L. Goldsmith, C.W. Dyck, G.M. Kraus, P.S. Finnegan, F. Austin IV, C.T. Sullivan, ”X-band RF MEMS tuned combline filter,” Electronics Letters, vol. 41, no. 2, pp. 76-77, Jan. 2005.
- [2.5] S. Sabbagh, K. Mafinezhad, “4-6.3 GHz microwave tunable filter employing RF MEMS switches,” 6<sup>th</sup> International Symposium on Telecommunications, Teheran, Iran, pp. 37-41, Nov. 2012.
- [2.6] 小林禧夫, 鈴木康夫, 古神義則, マイクロ波誘電体フィルタ, 電子情報通信学会, 2007 年 3 月
- [2.7] R. Faraji-Dana, Y.L. Chow, “The current distribution and AC resistance of a microstrip structure,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 38, no. 9, pp. 1268-1277, Sept. 1990.
- [2.8] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, Artech house, 1980.
- [2.9] D.M. Pozar, Microwave Engineering Fourth Edition, Wiley, 2012.

## 第 3 章

- [3.1] C. Rauscher, “Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width,”

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 573-577, Feb. 2003.

- [3.2] C. Lugo Jr., J. Papapolymerou, "Single switch reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth using a dual-mode triangular patch resonator," 2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long Beach, USA, pp. 779-782, June 2005.
- [3.3] C-C. Yu, K. Chang, "Transmission-line analysis of a capacitively coupled microstrip-ring resonator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 11, pp. 2018-2024, Nov., 1997.
- [3.4] D.M. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*, Wiley, 2012.
- [3.5] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Artech House, 1980.

#### 第 4 章

- [4.1] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Artech house, 1980.
- [4.2] H. H. Sigmarsson, J. Lee, D. Peroulis, W. J. Chappell, "Reconfigurable-order bandpass filter for frequency agile systems," 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, USA, pp. 1756-1759, May 2010.
- [4.3] 寺嶋一真, 藤井憲一, 高木直, 坪内和夫, 亀田卓, 末松憲治, "N 本結合伝送線路でなる 2 GHz 帯超小型 CMOS オンチップバラン," *信学技報*, MW2016-103, pp. 63-68, 2016 年 10 月.
- [4.4] 藤澤和男, *改版マイクロ波回路 31 版*, コロナ社, 1997 年 1 月

#### 第 5 章

- [5.1] S. Mahon, "The 5G effect on RF filter technologies," *IEEE Trans. Semiconductor Manufacturing*, vol. 30, no. 4, Nov. 2017.
- [5.2] H.-E. Liu, X. Lin, H.-Y. Chang, Y.-C. Wang, "10-MHz-to-70-GHz ultra-wideband low-insertion-loss SPST and SPDT switches using GaAs PIN diode MMIC process," *Proc. 2018 Asia-Pacific Microwave Conference*, Kyoto, Japan, pp. 1217-1219, Nov. 2018.
- [5.3] J. Iannacci, "RF-MEMS technology: an enabling solution in the transition from 4G-LTE to 5G mobile applications," *IEEE Sensors 2017*, Glasgow, UK, Nov. 2017. DOI: 10.1109/ICSENS.2017.8234190.



## 付録

## 略語表

1G	1st Generation	第 1 世代移動通信システム.
2G	2nd Generation	第 2 世代移動通信システム.
3G	3rd Generation	第 3 世代移動通信システ
3GPP	3rd Generation Partnership Project	第 3 世代パートナーシップ・プロ ジェクト
4G	The Fourth Generation	第 4 世代移動通信システム
5G	The Fifth Generation	第 5 世代移動通信システム
ANT	Antenna	アンテナ
BAW	Bulk Acoustic Wave	バルク弾性波
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
BW	Bandwidth	帯域幅
DUP	Duplexer	アンテナ共用器
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧州電気通信規格協会
FEM	Finite Element Method	有限要素法
FET	Field Effect Transistor	電界効果トランジスタ
FDD	Frequency-Division Duplex	周波数分割二重化
GaAs	Gallium Arsenide	ガリウム砒素
GSM	Global System for Mobile Communications	ETSI が標準化した 2 G
GSMA	GSM Assosiation	携帯電話通信事業者の団体
CPW	Coplanar-Waveguide	平面内導波路
ITU	International Telecommunication Union	国際電気通信連合
ITU-R	International Telecommunication Union- Radiocommunication Sector	ITU の無線通信標準化部門
LNA	Low Noise Amplifier	低雑音増幅器
LTE	Long Term Evolution	3GPP で規定している 4 G
LTE-A	LTE-Advanced	LTE との互換性を維持しつつ帯域 幅を拡大した 4 G
MEMS	Micro Electromechanical Systems	微小電気機械システム
MoM	Method of Moment	モーメント法

PDC	Personal Digital Cellular	日本で標準化された第2世代移動通信方式
PA	Power Amplifier	電力増幅器
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	直交振幅変調
RF	Radio Frequency	無線周波
SAW	Surface Acoustic Wave	表面弾性波
SHF	Super High Frequency	3GHz – 30 GHz の高周波
SIW	Substrate Integrated Waveguide	基板埋め込みタイプの導波路
SPST	Single-Pole Single-Throw	単極単投
SW	Switch	スイッチ
TDMA	Time Division Multiple Access	時分割多元接続
TDD	Time Division Duplex	時分割二重
US-TDMA	US Time Division Multiple Access Standard	米国で標準化された TDMA を用いた 2G
VGA	Variable Gain Amplifier	可変利得増幅器
WLAN	Wireless Local Network	無線ローカルネットワーク

## 本論文に関わる業績

### 学術論文

- [1] K. Kawai, D. Koizumi, H. Okazaki, S. Narahashi, “Tunable resonator employing comb-shaped transmission line and semiconductor switches,” IEICE Trans. Electron., vol. E98-C, no. 8, pp. 795-802, Aug. 2014.
- [2] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, N. Suematsu, “Resonant frequency and bandwidth tunable ring resonator using GaAs FET SPST switches,” IEICE Trans. Electron., vol. E102-C, no. 5, pp. 388-398, May 2019.
- [3] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, M. Motoyosih, N. Suematsu, “Theoretical analysis of center frequency and band width tunable resonator employing coupled line and switches,” IEICE Trans. Electron., vol. E102-C, no. 8, pp. 612-621, Aug. 2019.

### 国際会議(査読付き)

- [1] K. Kawai, D. Koizumi, H. Okazaki, S. Narahashi, “Tunable resonator employing comb-shaped transmission line and switches,” Proc. 35<sup>th</sup> European Microwave Conference, Paris, France, pp. 193-196, Oct. 2005.
- [2] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Center frequency and bandwidth tunable filter employing tunable comb-shaped transmission line resonators and J-inverters,” Proc. 36<sup>th</sup> European Microwave Conference, Manchester, UK, pp. 649-652, Sep. 2006.
- [3] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Ring resonators for bandwidth and center frequency tunable filter,” Proc. 37<sup>th</sup> European Microwave Conference, Munich, Germany, pp. 298-301, Oct. 2007.
- [4] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Tunable ring resonator filter for duplexer,” Proc. 38<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands, pp. 603-606, Oct. 2008.
- [5] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Center frequency, bandwidth, and transfer function tunable bandpass filter using ring resonator and J-inverter,” Proc. 39<sup>th</sup> European Microwave Conference, Rome, Italy, pp. 1207-1210, Sept. 2009.
- [6] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Resonant frequency and bandwidth tunable ring

resonator employing MEMS tunable capacitors,” 2012 Asia Pacific Microwave Conference, Kaohsiung, Taiwan, pp. 729-731, Dec. 2012.

[7] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Center frequency and bandwidth tunable filter employing MEMS digitally tunable capacitors,” 2013 Asia-Pacific Microwave Conference, Seoul, Korea, pp. 188-190, Nov. 2013.

[8] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Reconfigurable microwave-band bandpass filter,” IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, Honolulu, USA, Aug. 2010. DOI: 10.1109/ICWITS.2010.5611811.

[9] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Tunable bandpass filter with symmetric attenuation characteristics,” 2010 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan, pp. 143-146, Dec. 2010.

[10] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “Multi-mode RF front-end circuit,” Proc. 41st European Microwave Conference, Manchester, UK, pp. 222-225, Oct. 2011.

[11] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi, “5-GHz-band center frequency and bandwidth tunable dual-band bandpass filter,” Proc. 42<sup>nd</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, The Netherlands, pp. 261-264, Nov. 2012.

## 謝辞

本研究は、東北大学大学院工学研究科通信工学専攻の博士課程後期3年の課程において行われたものであり、終始懇切丁寧な御指導と御鞭撻を賜りました末松憲治教授に心から感謝いたします。

本論文をまとめるにあたり、数々の有益な御教示を戴きました加藤寧教授、陳強教授、亀田卓准教授に深く感謝いたします。

また本研究を進めるにあたり、適切な御助言を戴いた高木直元教授、本良瑞樹助教に深く感謝いたします。

本論文をまとめるにあたり、適切な御助言を戴いた芝隆司特任教授に深く感謝いたします。

私に研究者としての基礎を御教え戴いた故大見忠弘名誉教授に心から感謝いたします。また大見先生の下、研究を御指導戴きました東京大学の柴田直名誉教授、大阪大学の森田瑞穂名誉教授、秋田県立大学の小谷光司教授に深く感謝いたします。

私が博士課程に挑戦する際、力強い応援をいただいた須川成利教授に深く感謝いたします。

本研究に先立ち、企業における研究の基礎を御教え戴いた、北海道大学の野島俊雄名誉教授(元(株)NTT ドコモ)に深く感謝いたします。本研究を始める機会を戴きました電気通信大学の山尾泰教授(元(株)NTT ドコモ)、本研究を通じて多くの御助言をいただきました摂南大学の檜橋祥一教授(元(株)NTT ドコモ)に深く感謝いたします。またマイクロ波研究の基礎を御教え戴いた金沢工業大学の廣田哲夫教授(元(株)NTT ドコモ)に深く感謝いたします。

マイクロ波フィルタの研究を開始する際に、フィルタ設計の基礎を御教え戴いた埼玉大学の小林禧夫名誉教授、馬哲旺教授に深く感謝いたします。

国内、国際学会等で有益な御助言、御指導を戴きました、山口大学の粟井郁雄名誉教授、京都大学の石川容平特任教授、東京工業大学の荒木純道名誉教授、益一哉学長、JAXAの川崎繁男教授、龍谷大学の石崎俊雄教授、宇都宮大学の古神義則教授、清水隆志准教授、鹿児島大学の西川健二郎教授、大阪大学の真田篤教授、呉工業高等専門学校黒木太司教授、広島大学の藤島実教授、関西大学の堀井康史教授、岡山県立大学の久保賢祐教授、京都工芸繊維大学の上田哲也教授、兵庫県立大学の河合正准教授、埼玉大学の平昌敬准教授、神奈川大学の陳春平准教授、佐賀大学の田中高行准教授、八戸工業大学の柴田幸司准教授に深く感謝いたします。

国際学会等において研究に関する様々な情報を御提供いただいた、Prof. Stepan Lucyszyn, Dr. Arthur S. Morris III, Dr. Olivier Millet, Dr. Renaud Robin, Mr. Guillaume Callet, に深い感謝をいたします。

本研究における共同研究者として多大な御協力、御助言を戴きました、(株)NTTドコモの岡崎浩司氏、佐藤圭氏、小泉大輔氏、高儀雄太氏に深く感謝いたします。マイクロ波技術の基礎から研究の進め方、測定方法等を御教え戴いた(株)NTTドコモの垂澤芳明氏、三村哲也氏、鈴木恭宜氏に深く感謝いたします。また研究を通じて支えていただいた、千葉工業大学の長敬三教授、函館工業高等専門学校の丸山珠美教授(共に元(株)NTTドコモ)(株)NTTドコモの寺田矩芳氏、大西輝夫氏、浅井孝浩氏、八木宏樹氏、井山隆弘氏、小宮一公氏、小山博昭氏、福田敦史氏、江原英利氏、大下浩二郎氏、小岩正明氏、鈴木秀俊氏、木村泰子氏、山田暁氏、角誠氏、中松慎氏、東山潤司氏、水田信治氏、蔣恵令氏、高橋賢吉氏、木南克規氏、古田敬幸氏、井上祐樹氏、大河原純哉氏、石原哲氏、吉原龍彦氏、高田卓馬氏、下島すみれ氏、石岡諒太氏、六平豊氏、(株)ソフトバンクの山口良氏に深く感謝いたします。

本研究のみならず多方面において御助言を戴いた、(株)NTTの加賀見修氏、森村浩季氏、川島宗也氏、(株)フジクラの山口陽氏、湘南工科大学の加保貴奈教授、近畿大学の

佐々木愛一郎准教授, NHK の鴨田浩和氏, 京都大学の三谷友彦准教授, (株)NTT ドコモの新博行氏, 大森博雄氏, 岡野由樹氏, 陳嵐氏, 森本彰人氏, 山田武史氏に深く感謝いたします。

研究活動における事務手続きにお世話になりました, 東北大学末松・亀田研究室の富澤幸恵さん, 山田かおりさんに深く感謝いたします。また(株)NTT ドコモ先進技術研究所共通業務チームに深く感謝いたします。また研究に関する様々な御助言を戴いた東北大学 IT-21 センターの新田正人氏に深く感謝いたします。

研究活動全般において色々と助けて戴いた, 東北大学末松・亀田研究室の皆様, (株)NTT ドコモ先進技術研究所の皆様深く感謝いたします。

研究者としての基礎を御指導いただいた, 牛木健雄氏, 伊野和英氏, 共に研究者としての基礎を学んだ中尾慎一氏, 野澤俊之氏, 森本明大氏, 熊巳創氏に深く感謝いたします。

博士学位への挑戦に多大な支援を戴いた(株)NTT ドコモに深く感謝いたします。

研究者になるまでの私の基礎を築いていただいた, 恩師の先生方, 諸先輩方に深く感謝いたします。

日常生活において私を励まし, 助けて戴いた友人達に深く感謝いたします。

そして私を育て, 支えてくれた両親, 他界した祖父母, 二人の姉に心からの感謝をいたします。

本研究は, 以上のように数多くの方々の御協力のもとに行われたものであり, 改めまして皆様に心からの御礼を申し上げます。