Osaka University Knowledge Archive

Title	弾性表面波フィルタの高角形化とGHz帯携帯電話用デュプレクサへの応用に関する研究
Author(s)	井上, 将吾
Citation	大阪大学, 2008, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/469
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

Osaka University

弾性表面波フィルタの高角形化とGHz帯携帯電話用デュプレクサへの応用に関する研究

2008年 3月

井上 将吾

内容梗概

本論文は、著者が株式会社富士通研究所　ペリフェラルシステム研究所　メディアデバイス研究部（現　佐藤フェロー室）において行った“弾性表面波フィルタの高角形化と GHz 帯携帯電話用デュプレクサへの応用に関する研究”をまとめたもので、6 章から構成されている。以下、その各章について内容の梗概を述べる。

第 1 章　序論

携帯電話用デュプレクサの中で、唯一未だ SAW デュプレクサが実現されていない北米エリアの 1.9 GHz 帯 PCS（personal communications service）用デュプレクサを取り上げ、現状の SAW（surface acoustic wave）技術では実現が困難であることを示すとともに、実現の課題を明らかにする。さらに、PCS 用 SAW デュプレクサ実現のための研究の現状を概観し、本研究の目的と課題を明らかにする。

第 2 章　SAW 励振効率の低減によるラダー型 SAW フィルタの急峻化

本章では、ラダー型 SAW フィルタの基本構成要素である SAW 共振器をモード結合理論により解析し、カットオフ特性を急峻にするための電極設計指針を明らかにする。この結果をもとに、間引き共振器、及び、位相反転共振器を提案し、これを用いたラダー型 SAW フィルタを試作・評価し、その有効性を示す。

第 3 章　斜め放射の抑制によるラダー型 SAW フィルタの低損失化

本章では、損失要因として LSAW（leaky surface acoustic wave）の斜め放射に着目し、SAW の導波モード解析により共振器の斜め放射を理論解析する。この結果をもとに、斜め放射を抑制できるナローフィンガー共振器を提案し、試作・評価により斜め放射の抑制効果を実証する。さらに、提案した共振器を適用したラダー型 SAW フィルタを試作・評価し、低損失のフィルタ特性が得られることを示す。

第 4 章　リアクタンス効果による DMS フィルタの急峻化及び低損失化

本章では、DMS（double mode SAW）フィルタの外部にリアクタンス素子を付加することで低周波側のカットオフ特性を急峻にできることを見出し、このリアクタンス効果の

実現構造として、寄生リアクタンスを利用した外部リアクタンス素子不要構造を提案する。さらに、小型並列接続構造、バルク波放射抑制構造、斜め放射抑制構造を提案・適用し、DMS フィルタを低損失化する。以上の技術を用いて、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能な、高角形 DMS フィルタを実現する。

第 5 章　高角形 SAW フィルタを用いた 1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサの作製

本章では、第 2 章から第 4 章の研究で得られた高角形ラダー型 SAW フィルタ、及び、DMS フィルタをそれぞれ Tx、Rx フィルタとする、1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサを設計・作製する。作製した PCS 用デュプレクサのフィルタ特性、温度特性、耐電力性を評価し、実用レベルの性能であることを示す。

第 6 章　結論

本章では、本研究で得られた結果を総括し、今後の課題を明らかにするとともに、将来展望について述べる。

目　次

第 1 章　序論 …… 1

1.1　本研究の背景 …… 1

1.2　PCS 用 SAW デュプレクサ実現の課題 …… 3

1.3　本研究の目的と課題 …… 7

1.4　本論文の構成 …… 8

第 2 章　SAW 励振効率の低減によるラダー型 SAW フィルタの急峻化 …… 10

2.1　緒言 …… 10

2.2　ラダー型 SAW フィルタの動作原理 …… 10

2.2.1　1 ポート SAW 共振器 …… 11

2.2.2　ラダー型 SAW フィルタの構成と動作原理 …… 14

2.3　ラダー型 SAW フィルタの急峻化のための理論解析 …… 17

2.3.1　カットオフ特性の急峻化法 …… 17

2.3.2　モード結合理論を用いたΔf縮小のための SAW 共振器の解析 …… 18

2.4　間引き共振器と位相反転共振器の提案 …… 29

2.4.1　間引き・位相反転共振器の構造 …… 29

2.4.2　モード結合理論を用いた間引き・位相反転共振器のシミュレーション …… 32

2.4.3　実験結果 …… 40

2.4.3.1　共振器単体特性の評価結果 …… 41

2.4.3.2　ラダー型 SAW フィルタへの適用 …… 42

2.5　結言 …… 45

第 3 章　斜め放射の抑制によるラダー型 SAW フィルタの低損失化 …… 46

3.1　緒言 …… 46

3.2　斜め放射の導波モード解析 …… 48

3.2.1　LSAW の導波条件と共振器の非導波周波数範囲の特定 …… 48

3.2.2　導波モード解析による斜め放射の周波数依存性の導出 …… 51

3.3　ナローフィンガー共振器の提案 …… 56

3.3.1 ナローフィンガー共振器の構造と斜め放射係数の計算 …… 56
3.3.2 2 次元シミュレーションによる斜め放射の可視化 …… 58
3.3.3 実験結果 …… 64
3.3.3.1 共振器単体の評価結果 …… 65
3.3.3.2 ラダー型 SAW フィルタへの適用 …… 69
3.4 結言 …… 74

第 4 章 リアクタンス効果による DMS フィルタの急峻化及び低損失化 …… 75
4.1 緒言 …… 75
4.2 DMS フィルタの動作原理と従来特性 …… 76
4.3 DMS フィルタの急峻性の向上 …… 82
4.3.1 リアクタンス素子を付加した DMS フィルタ構成の提案 …… 82
4.3.2 遷移幅と抑圧度の L_g 及び C_c 依存性 …… 86
4.3.3 寄生リアクタンスを利用した LC 効果型 DMS フィルタ構造の提案 …… 88
4.4 DMS フィルタの低損失化 …… 90
4.4.1 共用反射器を用いた小型並列接続構造 …… 90
4.4.2 周期変調グレーティングを用いたバルク波放射抑制構造 …… 93
4.4.3 バスバー部厚膜化構造による斜め放射の抑制 …… 96
4.4.3.1 DMS フィルタにおける斜め放射の解析 …… 97
4.4.3.2 バスバー部厚膜化構造の提案 …… 98
4.5 従来 DMS フィルタとの比較 …… 101
4.6 結言 …… 104

第 5 章 高角形 SAW フィルタを用いた 1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサの作製 …… 105
5.1 緒言 …… 105
5.2 デュプレクサの設計と作製 …… 105
5.2.1 デュプレクサの基本構成と動作原理 …… 105
5.2.2 SAW フィルタの設計と作製 …… 109
5.2.3 パッケージの設計と作製 …… 111
5.3 デュプレクサの評価 …… 114

5.3.1 フィルタ特性 114
5.3.2 温度特性 116
5.3.3 耐電力性 118
5.4 結言 120

第 6 章 結論 121

謝辞 126

参考文献 127

関連発表論文 134

第 1 章　序論

1.1　本研究の背景

1885 年、Rayleigh によってその存在が理論的に証明された弾性表面波（surface acoustic wave：SAW）[1]は、固体表面を伝搬する波動であり、もともと地震学の分野で発見され、研究が進められた。SAW の伝搬速度は約 4000 m/s と電磁波に比べて 10 万分の 1 程度であるため、マイクロ波帯信号処理デバイスの小型化が期待できたことから、エレクトロニクスの分野でも SAW の研究が行われるようになった。1965 年、White らによって圧電基板上で効率よく SAW の送受信ができる、すだれ状変換器（interdigital transducer：IDT）が発明されて以来[2]、様々なデバイスが考案され、通信機器を中心に広く利用されてきた。1970 年代後半に SAW デバイスとして始めて実用化されたカラーTV 受像機用中間周波数（intermediate frequency：IF）フィルタ[3]をはじめとして、パルス伸張・圧縮用分散型遅延線[4], [5]や電圧可変発振器（voltage controlled oscillator：VCO）用共振器[6], [7]、各種センシングデバイス[8], [9]のほか、デジタル信号処理用コンボルバ[10], [11]や SAW と光の相互作用を利用した光変調素子[12]など、多岐にわたる応用分野が開拓され、情報通信社会の基盤を広く支えてきた。

SAW デバイスの応用分野の中で、携帯電話に代表される移動体通信用フィルタが近年最も活発に研究が行われている。図 1.1 に、ヘテロダイン復調と直交変調を用いた一般的な携帯電話端末のブロック図を示す。携帯電話端末に用いられる複数の SAW フィルタの中でも、特に、低挿入損失特性の要求が厳しい RF（radio frequency）帯（800～1900 MHz）の送信（Tx）フィルタ及び受信（Rx）フィルタの研究が盛んに行われている。ハイパワーを扱う送信回路の Tx フィルタには、耐電力性に優れたラダー型 SAW フィルタ[13]が用いられることが多い。一方、差動受信回路の Rx フィルタには、平衡－不平衡変換（バランス変換）機能を持たせることができるダブルモード型 SAW（double mode SAW：DMS）フィルタ[14]が一般的に用いられる。また最近、一部のシステムの携帯電話端末のデュプレクサには、ラダー型 SAW フィルタを用いた SAW デュプレクサが用いられるようになった。

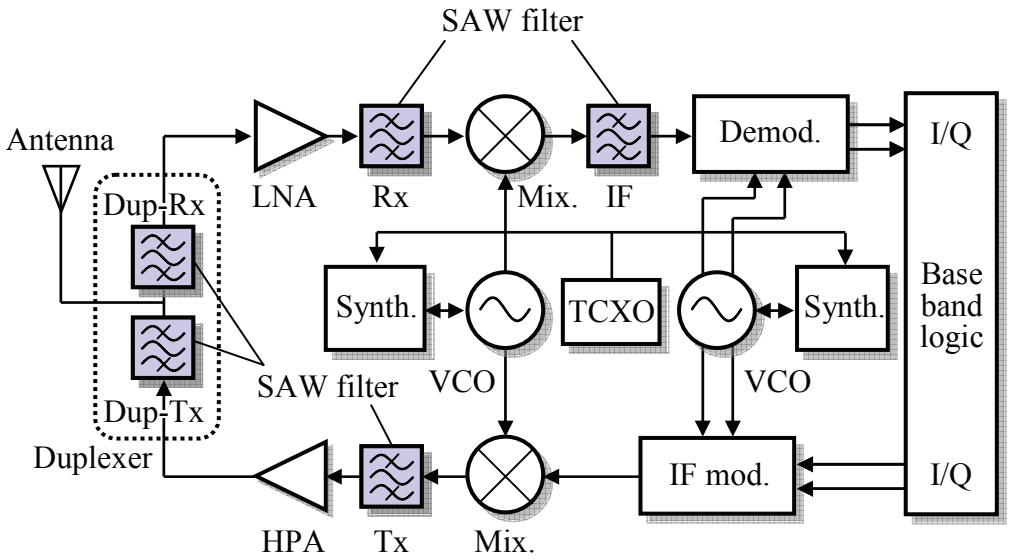


図1.1　ヘテロダイン復調と直交変調を用いた携帯電話端末のブロック図

デュプレクサとは、送信信号と受信信号を分離すると同時に、必要な周波数帯域の信号のみを取り出すデバイスである。デュプレクサは、アンテナ共用器またはアンテナ分波器とも呼ばれる。FDD（frequency division duplex）システムにおいては、周波数領域で送受信信号を分離するため、デュプレクサが必要となる。本研究を開始した2000 年頃、世界各国の携帯電話で使用されていた周波数帯のうち、デュプレクサが必要な FDD システムが使用する周波数帯は表 1.1 に示す 3 帯域であった。

表1.1　デュプレクサが必要なFDDシステムが使用する周波数帯

Band	Area	Tx band [MHz]	Rx band [MHz]
EAMPS	US	824-849	869-894
J-CDMA	JPN	887-925	832-870
PCS	US	1850-1910	1930-1990

いずれの周波数帯も、デュプレクサには大型の誘電体フィルタが用いられてきたが、1998 年に、誘電体デュプレクサに取って代わり、体積比 1/8 となる EAMPS（extended advanced mobile phone system）用 SAW デュプレクサが開発され[15]、携帯電話端末

の小型化に大きな貢献を果たした。その後、J-CDMA（Japan code division multiple access）用 SAW デュプレクサも実用化され、800 MHz 帯 SAW デュプレクサの技術開発は一段落した。しかしながら、北米で使用される 1.9 GHz 帯の PCS（personal communications service）用 SAW デュプレクサは実現されておらず、携帯電話端末の小型化を制限していた。国内外の主力 SAW デバイスメーカが総力を挙げて PCS 用 SAW デュプレクサの研究開発を進めていたが実用レベルに到達していなかった。本研究はこのような背景のもとに、PCS 用の 1.9GHz 帯 SAW デュプレクサを実現するための課題解決を通して、SAW フィルタを高性能化するために行われたものである。

最近では、2.1 GHz 帯の WCDMA（wideband CDMA）システムのサービスが開始された。周波数帯が PCS に近いため、PCS 用 SAW デュプレクサの技術の応用で WCDMA 用 SAW デュプレクサも実現可能と考えられる。このような理由からも、PCS 用 SAW デュプレクサの研究開発を行うことは非常に意義深いと考えられる。

1.2 PCS 用 SAW デュプレクサ実現の課題

PCS 用 SAW デュプレクサの実現が困難であることを説明するために、まず、デュプレクサの動作原理を簡単に述べる。

デュプレクサは、図 1.1 に示したように Dup-Tx フィルタと Dup-Rx フィルタを、Ant 端子を共通端子として並列接続した構成である。Tx 端子に入力した送信信号は、Tx フィルタを通過し、Ant 端子から出力される。一方、Ant 端子で受信された受信信号は、Rx フィルタを通過し、Rx 端子から出力される。また、送信信号を Rx 端子に通過させない特性（アイソレーション特性）もデュプレクサの重要な役割の一つである。

図 1.2 上段のグラフは、EAMPS 用 SAW デュプレクサにおける送受信信号のパワー通過率の周波数特性を模式図に描いたものである。送信信号のパワー通過率は太線で、受信信号のパワー通過率は細線で示してある。Tx フィルタは Tx 帯域が通過域（パワー通過率が最大）で、Rx 帯域が阻止域（パワー通過率が最小）となるように設計される。Tx 帯域のパワー通過率（損失と定義する）は-3 dB 程度、Rx 帯域のパワー通過率（抑圧度と定義する）は-40～-50 dB 程度が要求される。一方、Rx フィルタは、Rx 帯域が通過域で、Tx 帯域が阻止域となるように設計される。Rx 帯域の損失は-4 dB 程度、Tx 帯域の抑圧度は-50 dB 程度が要求される。800 MHz 帯の EAMPS の送受信帯域間の周波数差（ガードバンドと呼ばれる）は、20 MHz であり、フィルタの遷移周

波数幅を 20 MHz 以下にしなければならない。

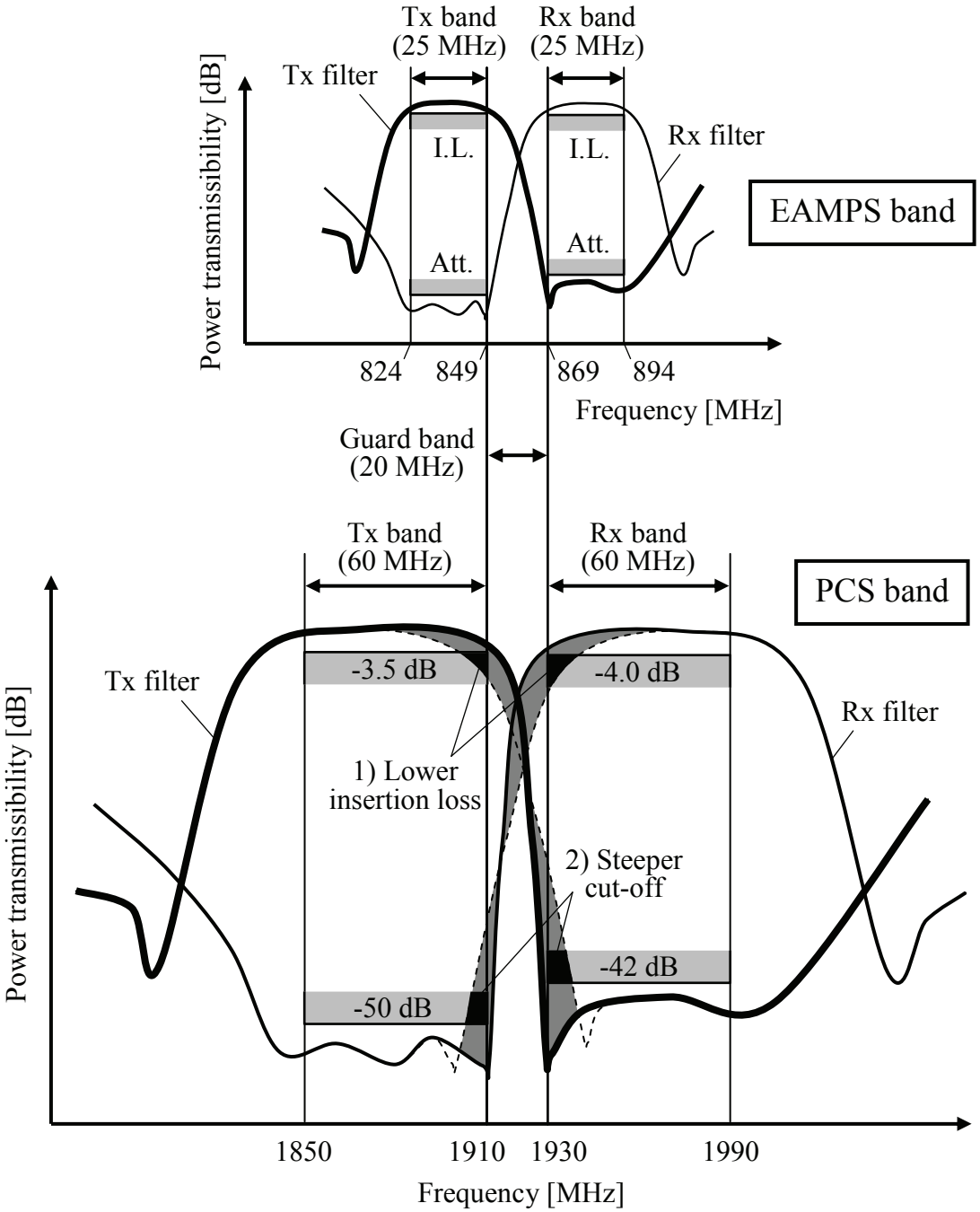


図1.2 EAMPS用デュプレクサの周波数特性と
PCS用デュプレクサに要求される周波数特性

ここで、EAMPS 用 SAW デュプレクサの周波数特性をもとに、PCS 用 SAW デュプレクサ実現の問題点を説明する。PCS 用デュプレクサの特性は、基本的には EAMPS 用デュプレクサの特性を両システム間の周波数倍率（2.24 倍）で周波数軸上に伸張したものとなる。このようにして PCS 用 SAW デュプレクサの特性を模式的に描いたものが図 1.2 下段の破線グラフである。中心周波数が 2.24 倍高いにもかかわらず、PCS のガードバンドは EAMPS と同じ 20 MHz である。このガードバンドが極めて狭いことが PCS 用 SAW デュプレクサ実現の問題点であり、現状の SAW フィルタでは損失及び抑圧度の仕様をとても満足できない。したがって、図 1.2 下段の実線グラフで示すような PCS 用 SAW デュプレクサを実現するためには、SAW フィルタの角形特性を向上しなければならない。具体的な課題として、SAW フィルタ特性のうち次の 2 つの改善が必須である。

1) 通過帯域の低損失化（特に、ガードバンド側の帯域端部）
2) ガードバンド側のカットオフ特性の急峻性向上

上記 1)、2)の改善度が大きいほど「高角形」であると言うことにする。上記 1)、2)の達成度を表す指標として、PCS 用デュプレクサの要求仕様をもとに、Tx、Rx フィルタそれぞれに「遷移幅」を以下のように定義する。

・Tx フィルタの遷移幅…高周波側のパワー通過率が-3.5 dB から-42 dB になるのに必要な周波数幅
・Rx フィルタの遷移幅…低周波側のパワー通過率が-50 dB から-4.0 dB になるのに必要な周波数幅

遷移幅が狭いほど、ガードバンド側の帯域端部の損失が小さい、あるいは、カットオフ特性が急峻であることを表し、高角形の SAW フィルタであることを意味する。

ここで、PCS 用 SAW デュプレクサ実現のために必要な遷移幅を見積もる。理論上の必要遷移幅はガードバンドと同じ 20 MHz であるが、製造ばらつきと環境温度変化によるフィルタの周波数変動を考慮する必要があり、実際の必要遷移幅は 20 MHz よりも小さくなる。1.9 GHz 帯 SAW フィルタの製造ばらつきによる周波数変動量は、一般

的に 2 MHz（0.1%）程度と考えられる。また、RF-SAW フィルタ用圧電基板として一般的な、回転 Y カット $LiTaO_3$（LT）基板を用いた場合の周波数温度係数（temperature coefficient of frequency：TCF）は約-35 ppm/℃であり、-35℃～+85℃の温度範囲での 1.9 GHz 帯 SAW フィルタの周波数変動量は 8 MHz（0.4%）程度と見積もられる。したがって、製造ばらつきと温度特性を考慮した実際の必要遷移幅はわずか 10 MHz（0.5%）しかない。

既に実用化されている EAMPS 用 SAW デュプレクサの遷移幅は、800 MHz 帯で約 10 MHz であることを考えると、1.9 GHz 帯の PCS 用 SAW デュプレクサを実現するには、SAW フィルタの遷移幅を現状の半分以下に改善しなければならない。

このような状況を打破するために、実質の必要遷移幅を拡大して PCS 用 SAW デュプレクサを実現しようとする研究がある。具体的な手法を以下に示す。

1) PCS システムの Tx、Rx 帯域それぞれを低域側と高域側に 2 分割し、低域側用デュプレクサと高域側用デュプレクサをスイッチで切り替える手法
2) SAW フィルタの TCF を改善する手法

1)の手法[16]によれば、実質の必要遷移幅は 40 MHz にまで拡大し、SAW デュプレクサ自体は容易に実現できる。しかしながら、2 つのデュプレクサと 3 つのスイッチが必要となり、コスト・サイズ面で不利であり、スイッチ制御が必要なため回路設計の複雑化を招くなどの問題がある。2)の手法には 2 通りの方法が提案されている。1 つは、LT 基板裏面に LT よりも小さな線膨張係数を持つウエハを直接接合する方法[17], [18]で、TCF を約-10 ppm/℃まで改善でき、実質の必要遷移幅を 16 MHz 程度まで拡大できる。しかし、ウエハ接合界面からの反射波が不要応答（スプリアス）としてフィルタ特性に現れるなどの諸問題を抱えている。もう 1 つの TCF 改善方法は、IDT 上に LT と逆符号の周波数速度係数（temperature coefficient of velocity：TCV）を持つ材料を堆積する方法[19]-[21]である。この方法も-13 ppm/℃程度まで TCF の改善が期待できる有望な技術ではあるが、現状損失が大きく、フィルタの遷移幅が増加してしまっているのが問題である。

これに対し、SAW よりも Q 値の優れた圧電薄膜共振器（film bulk acoustic resonator：FBAR）[22]-[24]を用いて PCS 用デュプレクサを実現しようとする研究があ

る[25], [26]。FBAR は電極膜と圧電膜の薄膜多層構造であり、共振周波数はこれらの膜厚により決定する。したがって、膜厚制御が非常にシビアで製造歩留まりが悪く、さらなる研究開発が必要である。

筆者は上記1)、2)いずれの手法も用いずに、SAWフィルタの設計技術を革新し、低損失化と急峻化、すなわち高角形化を徹底的に追求することにより、直接遷移幅 10 MHz を目指す方法を選択した。なぜなら、電極設計の技術革新で PCS 用 SAW デュプレクサが実現できれば、従来からの製造装置・製造プロセスの流用が可能なため、迅速に安定した量産体制を確立でき、しかも、製造コストを最も低く抑えられる最善の方法であると判断したからである。

1.3 本研究の目的と課題

本研究の目的は、低損失で急峻なカットオフ特性を有する高角形 SAW フィルタの設計手法を確立することであり、この成果を北米携帯電話向け 1.9 GHz 帯 PCS 用 SAW デュプレクサに応用することにより、その有用性を実証する。デュプレクサの Tx フィルタには 800 MHz 帯デュプレクサと同じラダー型 SAW フィルタを用いるが、Rx フィルタには DMS フィルタを採用することにした。なぜなら、DMS フィルタの低周波側のカットオフ特性は、ラダー型 SAW フィルタよりも急峻で、低周波側の抑圧度も大きいからである（ただし、損失が大きい）。DMS フィルタを用いたデュプレクサの報告例はなく、初の試みである。

本研究の目的を達成するためには、以下のような課題があった。

1) ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性の急峻化（Tx フィルタ）

   この課題に対し、本研究では間引き共振器及び位相反転共振器構造を提案し、これを用いて急峻なカットオフ特性を有するラダー型SAWフィルタを実証する（第 2 章）。

2) ラダー型 SAW フィルタの低損失化（Tx フィルタ）

   この課題に対し、本研究では SAW の導波モード解析を行ない、損失の主要因である SAW の斜め放射を抑制できる低損失フィルタ構造を提案・実証する（第 3 章）。

3) ダブルモード型 SAW（DMS）フィルタの急峻化及び低損失化（Rx フィルタ）

この課題に対し、本研究では DMS フィルタにリアクタンス素子を付加した新たなフィルタ構成、及び、この構成の実現構造として寄生リアクタンスを利用した外部リアクタンス素子不要構造を提案し、優れたカットオフ特性が得られることを実証する（第 4 章）。さらに、DMS フィルタの小型並列接続構造、斜め放射抑制構造、バルク波放射抑制構造を提案・適用し、DMS フィルタの低損失化を実現する（第 4 章）。

これらの結果で得られた低損失で急峻なカットオフ特性を有する高角形ラダー型 SAW フィルタと DMS フィルタを用いて、1.9 GHz 帯 PCS 用 SAW デュプレクサを試作・評価し、実用レベルのデュプレクサ特性を実証する（第 5 章）。

1.4 本論文の構成

本論文の構成と各章のつながりを示すブロックダイヤグラムを図 1.3 に示す。

第 2 章では、SAW の励振効率を低減する間引き共振器及び位相反転共振器構造を提案し、試作・評価により、急峻なカットオフ特性を有するラダー型 SAW フィルタを実証する。

第 3 章では、損失の主要因である SAW の斜め放射の理論解析を行い、斜め放射抑制構造を提案し、試作・評価した結果を述べ、ラダー型 SAW フィルタの低損失化を実証する。

第 4 章では、DMS フィルタにリアクタンス素子を付加する構成、及び、寄生リアクタンスを利用した実現構造を提案し、試作・評価により、急峻なカットオフ特性を有する DMS フィルタを実証する。さらに、DMS フィルタの小型並列接続構造、斜め放射抑制構造、バルク波放射抑制構造の適用による DMS フィルタの低損失化についても述べる。

これらの結果得られた高角形 SAW フィルタを用いて、第 5 章では、1.9 GHz 帯 PCS 用 SAW デュプレクサを試作・評価した結果を述べる。

第 6 章では、本研究で得られた結果を総括し、今後の課題を述べる。

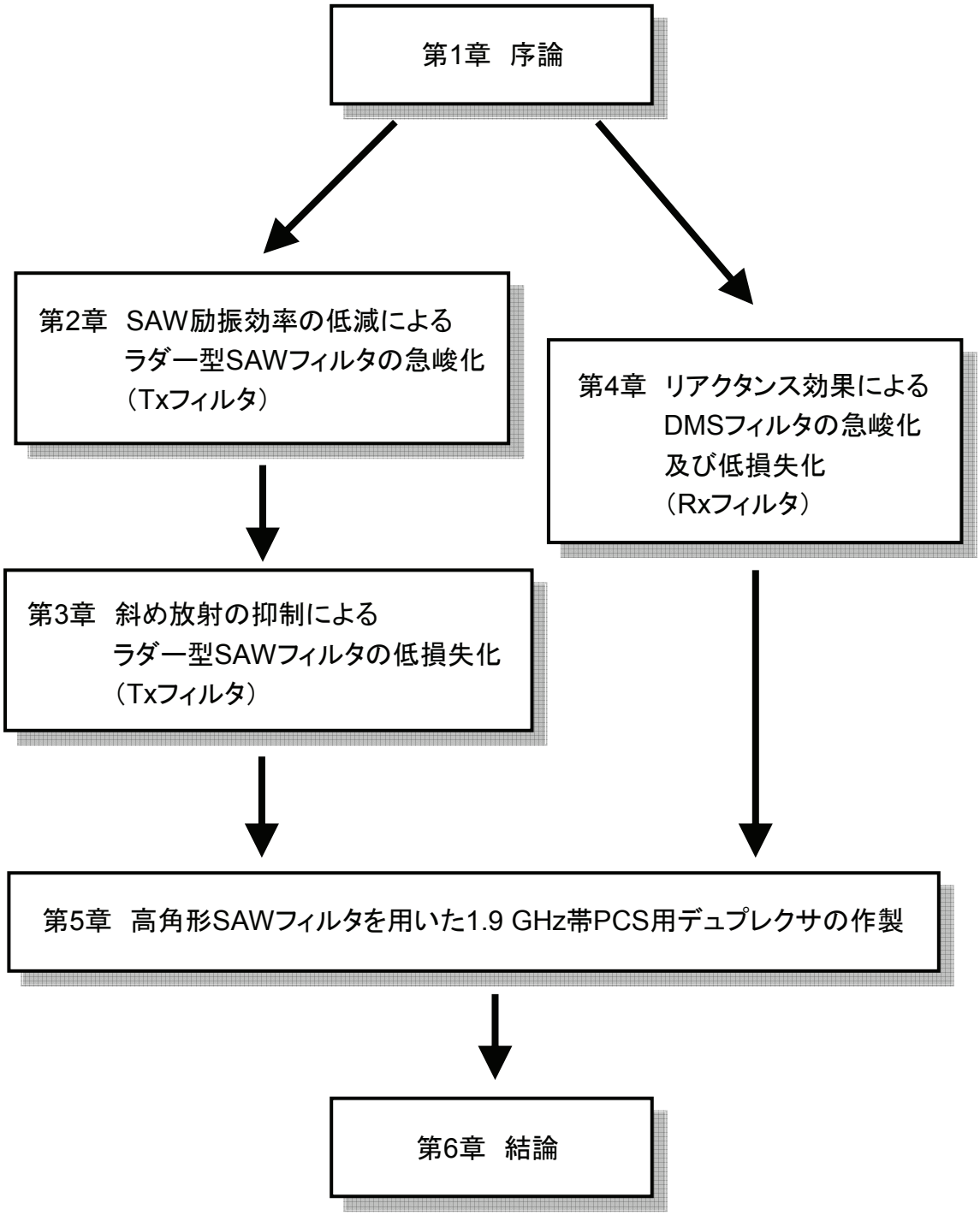

第1章　序論
第2章　SAW励振効率の低減による
ラダー型SAWフィルタの急峻化
（Txフィルタ）
第4章　リアクタンス効果による
DMSフィルタの急峻化
及び低損失化
（Rxフィルタ）
第3章　斜め放射の抑制による
ラダー型SAWフィルタの低損失化
（Txフィルタ）
第5章　高角形SAWフィルタを用いた1.9 GHz帯PCS用デュプレクサの作製
第6章　結論

図1.3　本論文の構成

第 2 章　SAW 励振効率の低減によるラダー型 SAW フィルタの急峻化

2.1　緒言

ラダー型 SAW フィルタ[13]は、低挿入損失・広帯域で耐電力性に優れている[27]-[30]という特長を有することから、携帯電話端末でもハイパワーを扱う送信回路の Tx フィルタや、デュプレクサ用フィルタとして多用されている。しかしながら、第 1 章で述べたように、従来技術を用いたラダー型 SAW フィルタでは、PCS 用デュプレクサに要求される角形特性を満足することができない。そこで筆者は、PCS 用デュプレクサに適用可能な、高角形のラダー型 SAW フィルタの設計技術の開発を試みた。デュプレクサの Tx フィルタにラダー型 SAW フィルタを適用することを想定し、通過帯域高周波側の角形特性を向上する。本章では、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にするための電極設計手法を提案する。そして、第 3 章で通過帯域端部の低損失化手法を提案し、これらの技術を組み合わせることで PCS 用デュプレクサの Tx フィルタの要求仕様を満足する高角形のラダー型 SAW フィルタを実現する。

本章ではまず、ラダー型 SAW フィルタの動作原理を概説する。そして、ラダー型 SAW フィルタの基本構成要素である SAW 共振器をモード結合理論により解析し、カットオフ特性を急峻にするための電極設計指針を明らかにする。この結果をもとに、間引き共振器、及び、位相反転共振器を提案し、これを用いたラダー型 SAW フィルタを試作・評価した結果について述べる。

2.2　ラダー型 SAW フィルタの動作原理

ラダー型 SAW フィルタは、図 2.1 に示すように 1 ポート SAW 共振器を複数個、電気的に梯子型（ラダー型）に接続した構成で、SAW 共振器をインピーダンス素子として利用するフィルタである[31]-[33]。SAW 共振器をインピーダンス素子として利用するフィルタの概念自体は、1975 年に報告されている[34]。直列、並列に接続された共振器はそれぞれ「直列共振器」、「並列共振器」と呼ばれる。本節ではまず、1 ポート SAW 共振器について説明し、これを用いたラダー型 SAW フィルタの動作原理を述べる。

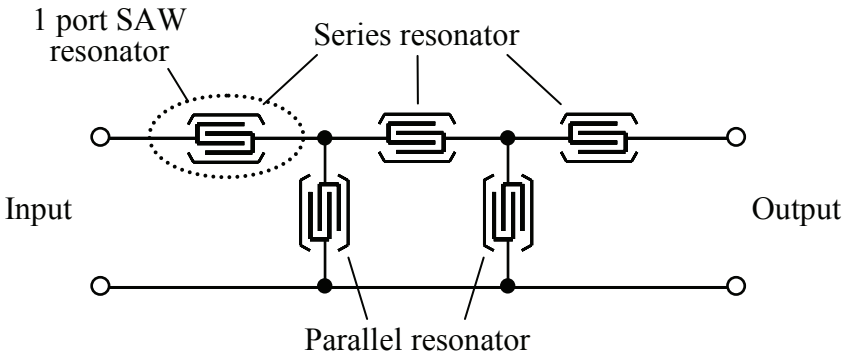


図2.1　ラダー型SAWフィルタの構成

2.2.1　1ポート SAW 共振器

初めに、ラダー型 SAW フィルタの基本構成要素である 1 ポート SAW 共振器について説明する。図 2.2 に、その構造を示す。圧電基板の表面に、Al などの金属で IDT とグレーティング反射器が形成された構造で、フォトリソグラフィ技術を用いて作製される。この構造の基本概念は、1970 年に Ash により提案され[35]、1974 年には Staples によって水晶基板を用いて Q が 10000 を超える共振器が報告された[36]。

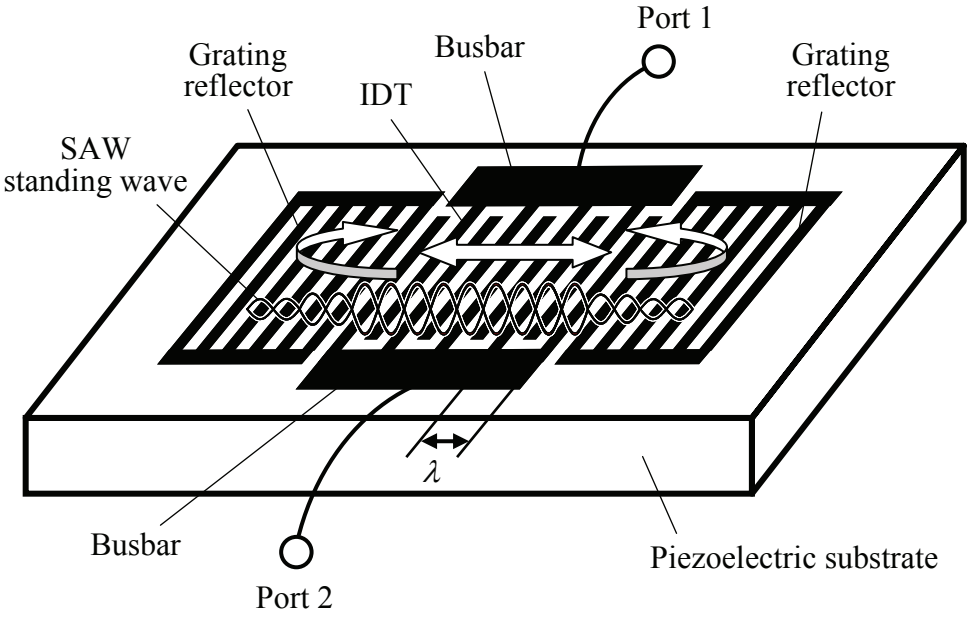


図2.2　1ポートSAW共振器の構造と共振原理

1 ポート SAW 共振器は、IDT において励振した SAW がグレーティング反射器間を往復し、ファブリペロー型共振器として機能する。共振周波数近傍においては、共振器内部で左右に伝搬する SAW が振幅を強め合い、定在波となってエネルギーを蓄積する。この定在波の様子も図 2.2 に示してある。なお、共振周波数 f_r は、近似的に

$$f_r \cong \frac{v_g}{\lambda} \tag{2.1}$$

で決定される。v_g は IDT・グレーティング反射器下の SAW の伝搬速度で、λは IDT の周期である。

ここで、図 2.2 の 1 ポート SAW 共振器におけるポート 1-2 間の電気的動作を考える。SAW 共振器は、図 2.3 に示すような LC の等価回路（Butterworth-Van Dyke：BVD モデルと呼ばれる）として表現できることが知られている[33]。C_1、L_1 は動キャパシタンス、動インダクタンスと呼ばれ、SAW の機械的共振を表している。R_1 は動抵抗と呼ばれ、SAW の伝搬損失や電極指の抵抗損などを等価的に表現している。C_0 は、IDT の静電容量で制動容量と呼ばれる。

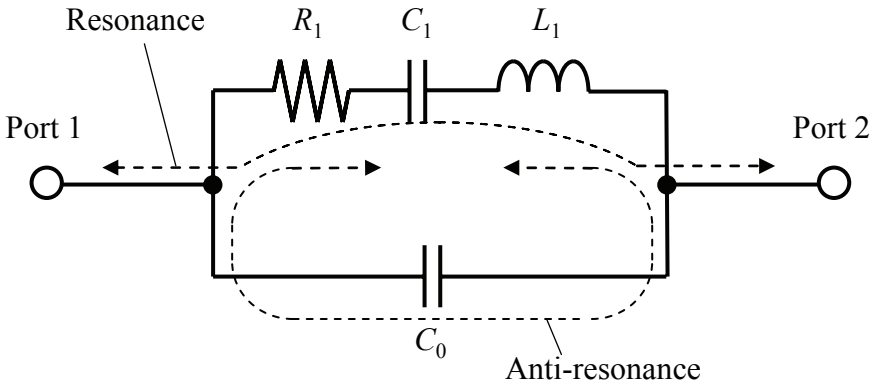


図2.3　1ポートSAW共振器の電気的等価回路

図 2.3 の回路は二重共振回路であり、2 つの共振周波数が存在する。説明を簡単にするために、R_1 のない純リアクタンス回路とすれば、そのアドミタンス Y（インピーダンス Z）は、

$$Y = \frac{1}{Z} = j\omega\left(C_0 - \frac{C_1}{\omega^2 L_1 C_1 - 1}\right) \qquad (2.2)$$

である。ωは角周波数である。式(2.2)のアドミタンス特性を模式的に描くと、図 2.4 のようになる。

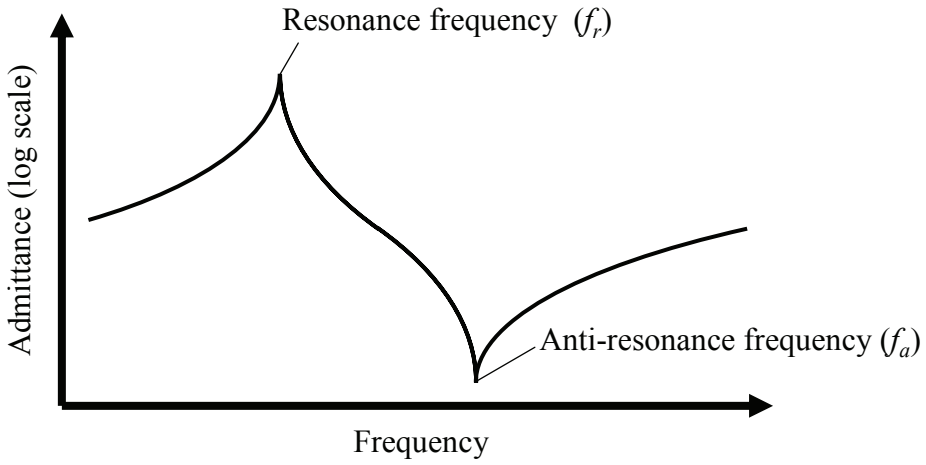


図2.4　1ポートSAW共振器のアドミタンス特性

第 1 の共振は C_1 と L_1 による直列共振(機械的共振)で、アドミタンスは最大となり、ポート 1-2 間は交流的に導通状態となる。この共振周波数 f_r は、式(2.2)で $Y = \infty$ とおけば、$\omega = 2\pi f$ の関係を用いて

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \qquad (2.3)$$

で与えられる。f_r から周波数を上げると、C_1 と L_1 に C_0 も加わった並列共振が起こる。このときアドミタンスは最小となり、ポート 1-2 間は交流的に遮断状態となる。これは反共振と呼ばれ、反共振周波数 f_a は、式(2.2)で $Y = 0$ とおいて、

$$f_a = \frac{\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = f_r \cdot \sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}} \qquad (2.4)$$

で与えられる。

ラダー型 SAW フィルタは、以上説明した 1 ポート SAW 共振器の二重共振特性を巧みに利用してバンドパス特性を実現する。次節でその構成と動作原理を述べる。

2.2.2 ラダー型 SAW フィルタの構成と動作原理

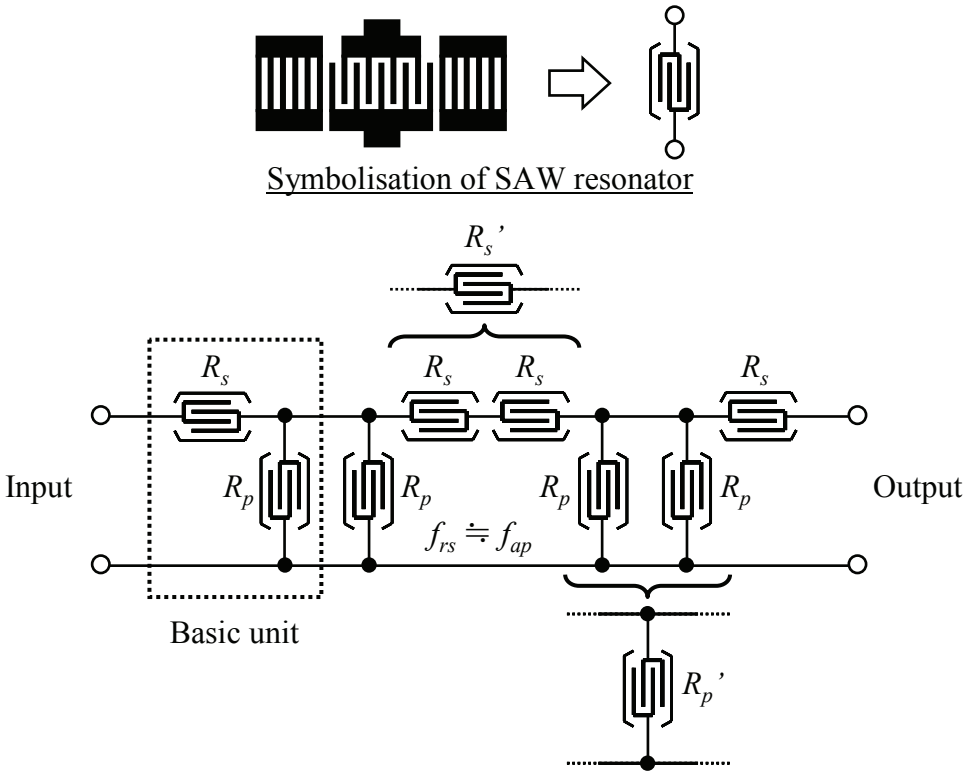


図2.5 ラダー型SAWフィルタの構成

ラダー型 SAW フィルタは、図 2.5 に示すように 1 ポート SAW 共振器を複数個、電気的に梯子型（ラダー型）に接続した構成である。1 ポート SAW 共振器は、同図のように記号化して表すのが一般的である。バンドパス特性は同図の点線で囲んだ基本区間の特性の重ね合わせで決定される。基本区間は、直列共振器 R_s と、並列共振器

R_p の 2 つの共振器で構成される。基本区間を多段に縦続接続する場合は、同図のようにミラー反転して接続する。これは、基本区間どうしのイメージインピーダンスを合わせて、段間でのインピーダンスミスマッチを無くすためである。同図のラダー型 SAW フィルタは、基本区間が 4 個縦続接続されているので 4 段ラダーフィルタと呼び、共振器構成の記述方法として、「R_s－R_p－R_p－R_s－R_s－R_p－R_p－R_s」のように表現される。

基本区間どうしの接続点において連続配置された 2 つの R_p または R_s は、1 つに合成されることもある。2 つの R_p を合成した R_p'は IDT の静電容量を R_p の 2 倍にしたものを用い、2 つの R_s を合成した R_s'は IDT の静電容量を R_s の 1/2 倍にしたものを用いる。

R_s と R_p は互いに共振周波数をわずかに変え、R_p の反共振周波数 f_{ap} と R_s の共振周波数 f_{rs} がおよそ一致するように設計する。したがって、式（2.1）からもわかるように、R_s と R_p の IDT 周期はわずかに異ならせる必要がある。

インダクタとキャパシタから構成される定 K 形フィルタのインピーダンス整合条件[37]から、ラダーフィルタのインピーダンス整合条件を導くと、近似的に次式が得られることが知られている[38]。

$$C_{0s} \times C_{0p} = \frac{1}{(\omega_0 R)^2} \qquad (2.5)$$

ここで、C_{0s}、C_{0p} は R_s と R_p の IDT 静電容量で、ω_0 はフィルタの中心角周波数、R はフィルタ通過帯域で整合すべきインピーダンス（実数）である（通常 $R = 50\ \Omega$）。C_{0s} と C_{0p} の積が式（2.5）を満たすように IDT を設計することで、ラダー型 SAW フィルタのインピーダンス整合を取ることができる。また、C_{0s} と C_{0p} の比率を変えることで、通過帯域外の抑圧度をコントロールできることも知られている。ただし、C_{0p}/C_{0s} を大きくして帯域外抑圧度を増すほど帯域内の損失は増加する（損失と抑圧度はトレードオフの関係）。

次に、ラダー型 SAW フィルタの動作原理を述べる。図 2.5 の基本区間のみを取り出して、1 段ラダーフィルタの動作を見てみる。1 段ラダーフィルタの R_s と R_p を分解して共振器単体で挿入損失特性を見たものが、図 2.6 (a)である。直列共振器 R_s 単体の通過特性を実線で、並列共振器 R_p 単体の通過特性を破線で示してある。R_s 単体では、共振周波数 f_{rs} と反共振周波数 f_{as} の間を遷移周波数域とするローパスフィルタと

して機能する。R_p 単体では、共振周波数 f_{rp} と反共振周波数 f_{ap} の間を遷移周波数域とするハイパスフィルタとして機能する。先に述べたように、f_{ap} と f_{rs} がおよそ一致するように設計すれば、R_s と R_p の挿入損失特性が合成され、図 2.6 (b)に示すようなバンドパスフィルタを形成できる。

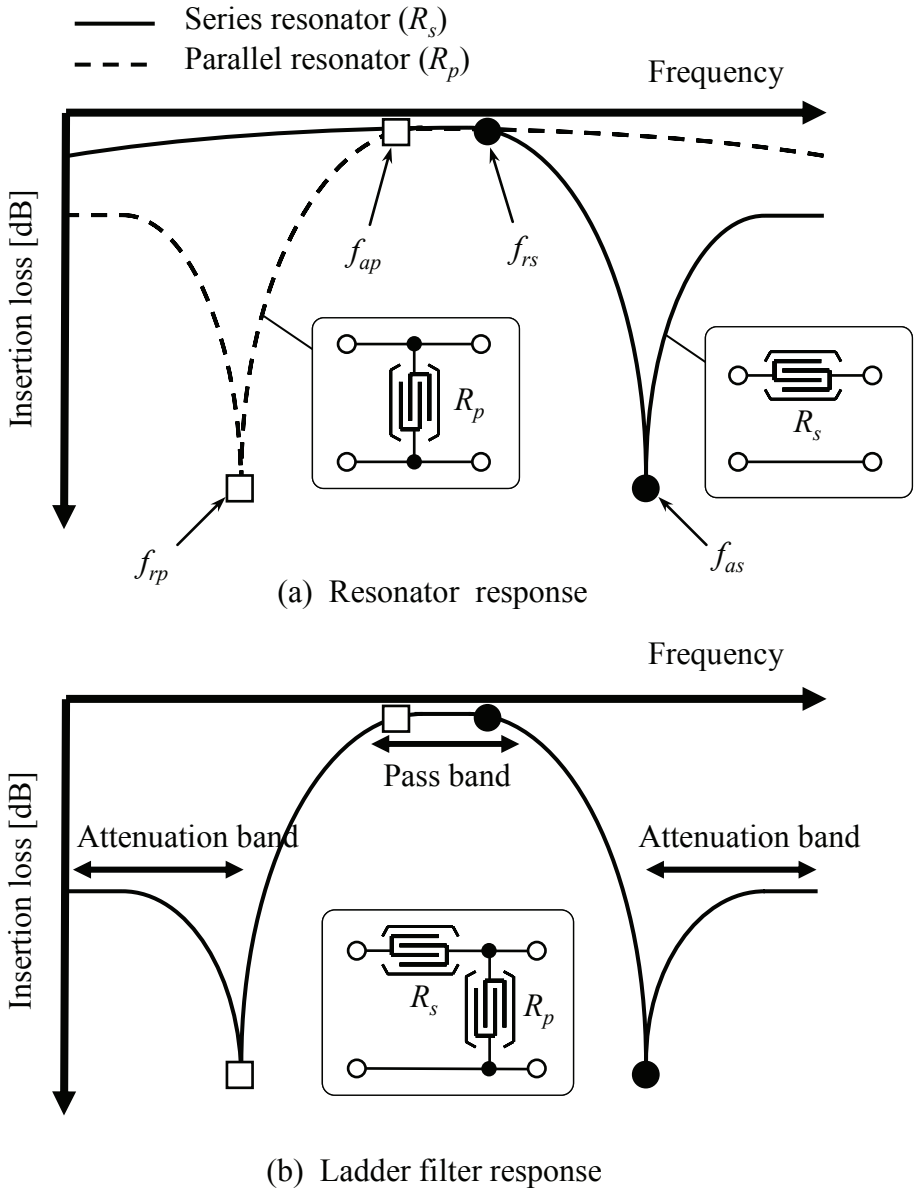


図2.6 SAW共振器とラダー型SAWフィルタの通過特性

2.3 ラダー型 SAW フィルタの急峻化のための理論解析

本節ではまず、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にするために共振器に要求される特性を示す。そして、この要求特性を実現するための設計指針を得るために、SAW 共振器の理論解析を行う。

2.3.1 カットオフ特性の急峻化法

図 2.7 をもとに、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にする方法を考える。1 つの方法として、共振器の共振周波数と反共振周波数の周波数差Δfを小さくすることが考えられる。図 2.7 の破線で示したように、直列共振器の共振・反共振間隔（Δf_s）を縮小すれば、高周波側のカットオフ特性を急峻にできることがわかる。同様に、並列共振器の共振・反共振間隔（Δf_p）を縮小すれば、低周波側のカットオフ特性を急峻にできる。

本研究では、1 ポート SAW 共振器のΔfを縮小することにより、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にする。2.3 節で、共振器のΔf を縮小するための設計指針を理論解析にて明らかにし、2.4 節で、Δfを縮小する共振器構造を提案する。

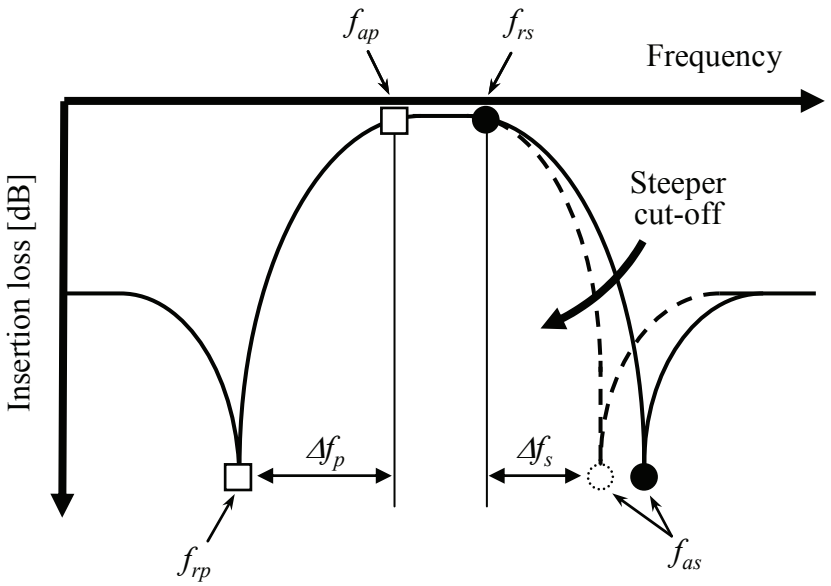


図2.7 Δfの縮小によるラダー型SAWフィルタの急峻化原理

2.3.2 モード結合理論を用いたΔf縮小のための SAW 共振器の解析

本節では、1ポートSAW共振器のΔfを縮小するための設計指針を得るために、モード結合（coupling-of-modes：COM）理論[39]を用いて、SAW 共振器の解析を行う。SAW の振る舞いを精度よく解析できるモード結合理論は、SAW デバイスの設計・解析のための標準ツールとして多用されている。

解析手順としては、まず、SAW デバイス用モード結合方程式から SAW 共振器のアドミタンスを導出する。次に、このアドミタンスが最大／最小となる周波数である共振／反共振周波数を近似的に定式化する。そして、求めた共振／反共振周波数の、COM パラメータ依存性を計算し、Δf への影響が大きい COM パラメータを特定する。この結果からΔfを縮小するための指針を得る。

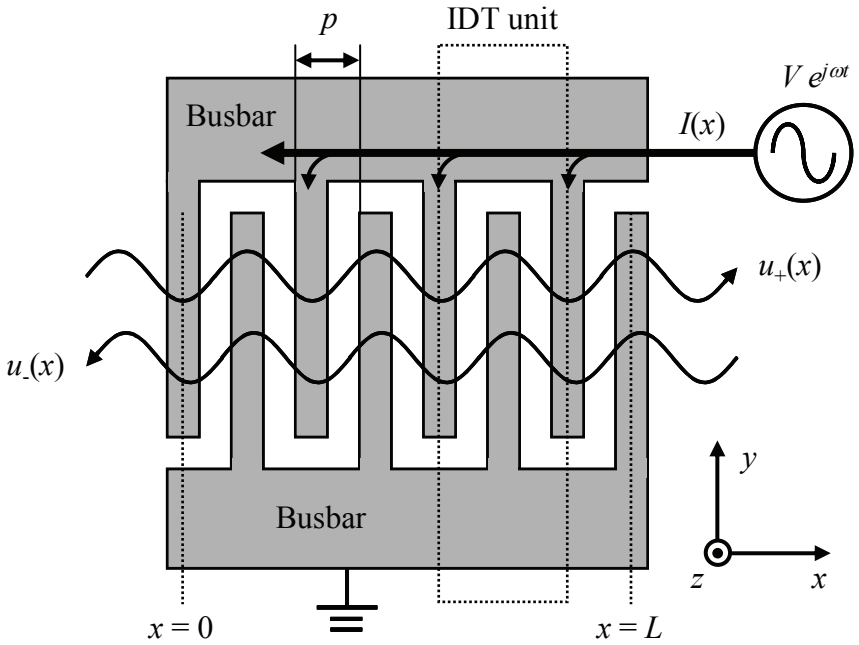


図2.8 モード結合解析のためのIDTモデル

初めに、SAWデバイス用モード結合方程式について説明する。図2.8にモード結合解析のための IDT モデルを示す。一方のすだれ状電極は接地され、もう一方には $V e^{j\omega t}$ なる電圧が印加されている。バスバーの x 方向長さは RF 信号の波長に比べて十分短いので、V の位相は x によらず一定と考えることができる。$I(x)$はバスバーを流れる電流で、p は IDT のグレーティング周期である。$u_{\pm}(x)$は、$+x$ 方向と$-x$ 方向に伝搬

するSAWの変位ベクトルのx、y、z成分のうち、いずれか1つの成分（例えばSTカット水晶基板で最大変位を持つ z 成分）の複素振幅（スカラー量）を表したものである。SAW変位のx、y、z成分のうち、いずれか1つの成分の値がわかれば、この値を用いて比例計算によりその他の成分の値を求めることができる（比例定数は、一般的な有限要素法解析などにより決定できる。）。例えば ST カット水晶基板の場合、x 変位成分はz変位成分の0.65倍で、y変位成分はz変位成分の0.15倍である。また、$u_{\pm}(x)$は、$|u_{\pm}(x)|^2 = 1$ が1Wの機械的SAWパワーに相当するように規格化し、[$W^{0.5}$]の次元を持つ量として扱う。モード結合解析は、SAWの伝搬方向（x方向）のみを考慮した1次元解析で、横方向（y 方向）及び深さ方向（z 方向）は考慮していない。しかしながら、本論文3.3節及び4.4.2節で述べるように、SAWの横方向への回折や深さ方向へのバルク波放射は無視できるほど小さいため、1 次元解析でも十分な精度が得られる。図2.8のIDTにおけるモード結合方程式は、以下のように表現できる[40]。

$$\begin{aligned}\frac{\partial u_+(x)}{\partial x} &= -j\beta u_+(x) - j\kappa_{12}u_-(x)\exp\left(-j\frac{2\pi x}{p}\right) + j\zeta V\exp\left(-j\frac{\pi x}{p}\right)\\ \frac{\partial u_-(x)}{\partial x} &= +j\beta u_-(x) + j\kappa_{12}{}^{*}u_+(x)\exp\left(+j\frac{2\pi x}{p}\right) - j\zeta^{*}V\exp\left(+j\frac{\pi x}{p}\right)\end{aligned} \tag{2.6}$$

ここで、βは IDT 下を伝搬する SAW の波数、κ_{12}、$\kappa_{12}{}^{*}$ はモード間結合係数で、ζ、ζ^{*}は SAW の励振効率を表す変換係数である。$u_{\pm}(x)$を式(2.7)のように表現し直し、式(2.6)に代入することで、$U_{+}(x)$と $U_{-}(x)$に対するモード結合方程式が式(2.8)のように表される。

$$u_{\pm}(x) = U_{\pm}(x)\exp\left(\mp j\frac{\pi x}{p}\right) \tag{2.7}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial U_+(x)}{\partial x} &= -j\theta_u U_+(x) - j\kappa_{12}U_-(x) + j\zeta V\\ \frac{\partial U_-(x)}{\partial x} &= +j\theta_u U_-(x) + j\kappa_{12}{}^{*}U_+(x) - j\zeta^{*}V\end{aligned} \tag{2.8}$$

式(2.8)中の θ_u は$\beta-\pi/p$であり、SAW の波数のブラッグ条件からのずれを表している。θ_u を自由表面下での SAW 速度 v_{free}と角周波数ω及び自己結合係数κ_{11}を用いて記述すると、式(2.9)のようになる。なお、κ_{11}は、自由表面下での SAW 速度を基準としたときの、IDT 下を伝搬する SAW 速度の変化量を表すパラメータである。

$$\theta_u = \frac{\omega}{v_{free}} + \kappa_{11} - \frac{\pi}{p} \tag{2.9}$$

さらに、バスバーを流れる電流 $I(x)$に関して次式が成り立つ。

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = -4j\zeta^* U_+(x) - 4j\zeta U_-(x) + j\omega CV \tag{2.10}$$

ここで、C は x 方向の単位長さ当たりの IDT の静電容量である。式(2.8)及び式(2.10)が SAW デバイス用モード結合方程式であり、4 つの独立パラメータを用いて記述されることがわかる。4 つの COM パラメータを以下に整理する。

・ θ_u [m^{-1}]（detuning factor）: SAW の波数のブラッグ条件からのずれ
・ κ_{12} [m^{-1}]（mutual coupling coefficient）: モード間結合係数
・ ζ [$\Omega^{-0.5}m^{-1}$]（transduction coefficient）: 電圧から SAW 歪みへの変換係数
・ C [Fm^{-1}]（capacitance）: x 方向の単位長さ当たりの IDT の静電容量

次に、SAW デバイス用モード結合方程式から図 2.9 (a)に示す 1 ポート SAW 共振器のアドミタンスを導出する。手順として、まず、モード結合方程式の一般解を用いて反射器の反射特性を求める。そして、この反射特性を IDT 端の境界条件として、共振器のアドミタンス特性を導く。

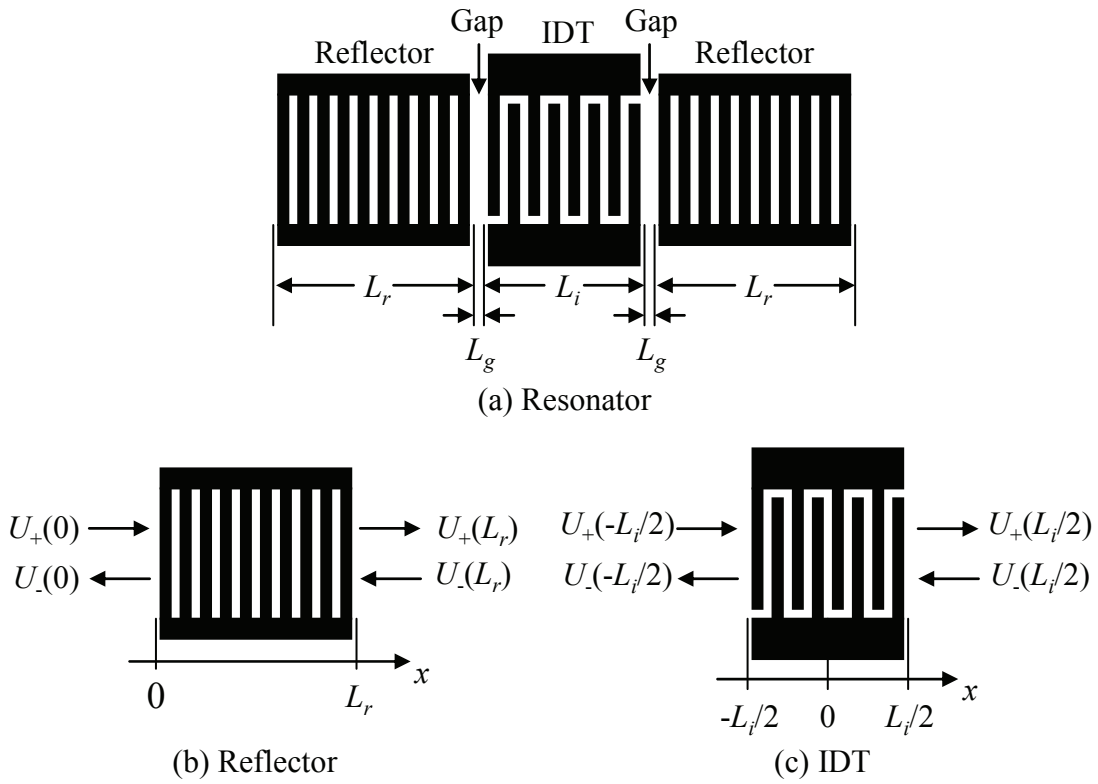


図2.9　1ポートSAW共振器の解析モデル

式(2.8)と式(2.10)の SAW デバイス用モード結合方程式を解くと、一般解

$$
\begin{aligned}
U_+(x) &= c_+ \exp(-j\theta_p x) + \Gamma_- c_- \exp(+j\theta_p x) + \xi_+ V \\
U_-(x) &= \Gamma_+ c_+ \exp(-j\theta_p x) + c_- \exp(+j\theta_p x) + \xi_- V \\
I(x) &= \int_0^L \left\{ -4j\zeta^* U_+(x) - 4j\zeta U_-(x) + j\omega C V \right\} dx
\end{aligned}
\tag{2.11}
$$

を得る[40]。ここで、c_+、c_-は境界条件で決まる定数である。θ_p は反射波と結合した摂動モードの波数で、

$$
\theta_p = \begin{cases} -\sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & (\theta_u < -|\kappa_{12}|) \\ -j\sqrt{|\kappa_{12}|^2 - \theta_u^2} & (|\theta_u| < |\kappa_{12}|) \\ \sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & (\theta_u > |\kappa_{12}|) \end{cases}
\tag{2.12}
$$

である。また、

$$\Gamma_{+} = \frac{\theta_p - \theta_u}{\kappa_{12}} \tag{2.13}$$

は＋x 方向の伝搬波に対する反射係数であり、

$$\Gamma_{-} = \frac{\theta_p - \theta_u}{\kappa_{12}^{*}} \tag{2.14}$$

は－x 方向の伝搬波に対する反射係数である。一方、

$$\xi_{+} = \frac{\zeta\theta_u - \zeta^{*}\kappa_{12}}{\theta_p^{2}} \tag{2.15}$$

は＋x 方向の伝搬波に対する励振係数であり、

$$\xi_{-} = \frac{\zeta^{*}\theta_u - \zeta\kappa_{12}^{*}}{\theta_p^{2}} \tag{2.16}$$

は－x 方向の伝搬波に対する励振係数である。$\xi_{\pm}$の単位は[$\Omega^{-0.5}$]である。図 2.8 のように、IDT の単一周期（点線で囲んだ部分）が左右対称で、基板材料に自然一方向性[41]がない場合、IDT 周期の中心を原点に選べばκ_{12}とζは実数となり、

$$\Gamma_0 = \Gamma_{+} = \Gamma_{-} = \frac{\theta_p - \theta_u}{\kappa_{12}} \tag{2.17}$$

$$\xi_0 = \xi_{+} = \xi_{-} = \frac{\zeta}{\theta_u + \kappa_{12}} \tag{2.18}$$

となる。

解析する共振器の構成は図 2.9 (a)に示した通りで、IDT の長さを L_i、反射器の長さを L_r、反射器と IDT 間のギャップを L_g とする。反射器は、図 2.9 のようにグレーティング電極を電気的に接続した短絡グレーティング反射器とすることで、電気的再励起効果により大きな反射率が得られる[40]。したがって、多くの場合、短絡グレーティング反射器が用いられる。まず、短絡グレーティング反射器（図 2.9 (b)）の入力端 $x = 0$ における反射係数を求める。ここでは、$V = 0$ であり、出力端 $x = L_r$ において $U_-(L_r) = 0$ である。したがって、式(2.11)より、

$$c_- = -\Gamma_0 c_+ \exp\left(-2j\theta_p L_r\right) \tag{2.19}$$

となる。式(2.11)及び式(2.19)を用いて入力端 $x = 0$ における反射係数Γは、

$$\Gamma = \frac{U_-(0)}{U_+(0)} = \Gamma_0 \frac{1-\exp\left(-2j\theta_p L_r\right)}{1-\Gamma_0^2 \exp\left(-2j\theta_p L_r\right)} \tag{2.20}$$

で与えられる。次に共振器の中の IDT（図 2.9 (c)）を考える。反射器の影響を考慮すると、IDT 端 $x = \pm L_i/2$ において、

$$\begin{aligned} U_-(+L_i/2) &= U_+(+L_i/2)\times\Gamma_t \\ U_+(-L_i/2) &= U_-(-L_i/2)\times\Gamma_t \\ I(-L_i/2) &= 0 \end{aligned} \tag{2.21}$$

の関係が成立する。ここで、Γ_t は、

$$\Gamma_t = \Gamma \exp\left(-2j\beta_0 L_g\right) \tag{2.22}$$

である。β_0 は自由表面下の SAW の波数である。これらの条件式に式(2.11)を代入すると、

$$c_+ = c_- = -\xi_0 V \frac{1-\Gamma_t}{(\Gamma_0 - \Gamma_t)\exp(-j\theta_p L_i/2) + (1-\Gamma_0\Gamma_t)\exp(+j\theta_p L_i/2)} \quad (2.23)$$

を得る。式(2.23)を再び式(2.11)に代入すれば、

$$I(+L_i/2) = -16jc_+\zeta(1+\Gamma_0)\frac{\sin(\theta_p L_i/2)}{\theta_p} - 8jL_i\xi_0\zeta V + j\omega C L_i V \quad (2.24)$$

となるので、式(2.24)から図 2.9 (a)に示した SAW 共振器の入力アドミタンス Y は、

$$Y = j\frac{8\zeta^2 L_i}{\theta_u + \kappa_{12}}\left[(\theta_p L_i/2)^{-1}\left\{\cot(\theta_p L_i/2) + j\frac{(1+\Gamma_t)(1-\Gamma_0)}{(1-\Gamma_t)(1+\Gamma_0)}\right\}^{-1} - 1\right] + j\omega C L_i$$

(2.25)

と導出される。

次に、求めた入力アドミタンス Y から、共振器の共振周波数と反共振周波数を求める。反射特性を主として反射器により得る共振器を想定すれば、式(2.25)において、$|\theta_p L_i| \ll 1$ と近似でき、

$$Y/L_i \cong -j\frac{8\zeta^2}{\theta_u + \kappa_{12}}\left\{\frac{(1-\Gamma_t)(1+\Gamma_0)}{(1+\Gamma_t)(1-\Gamma_0)(+j\theta_p L_i/2)} + 1\right\}^{-1} + j\omega C \quad (2.26)$$

を得る。また、反射器長が十分に長いとすると、$|\theta_p L_r| \gg 1$ の近似ができる。ここで、

$$\Gamma_t \cong \Gamma_0 \exp(-2j\beta_0 L_g) \quad (2.27)$$

と仮定し、

$$\Gamma_0 \cong \exp(j\phi) \quad (2.28)$$

と表現すれば、式(2.26)は、

$$Y/L_i \cong -j\frac{8\zeta^2}{\theta_u+\kappa_{12}}\left\{1-\frac{\tan\left(\beta_0 L_g-\phi/2\right)}{\tan(\phi/2)\left(+j\theta_p L_i/2\right)}\right\}^{-1}+j\omega C \qquad (2.29)$$

と表される。アドミタンス Y が最大となる共振周波数は、式(2.29)の右辺の中括弧内を 0 とおいて、

$$j\theta_p L_i/2=\frac{\tan\left(\beta_0 L_g-\phi/2\right)}{\tan(\phi/2)} \qquad (2.30)$$

の解として与えられる。通常の SAW 共振器では IDT と反射器間にギャップを設けないので式(2.30)において $L_g = 0$ とし、式(2.9)及び式(2.12)を代入すれば共振周波数 f_r は、

$$f_r=\frac{v_{free}}{2\pi}\left\{\frac{\pi}{p}-\kappa_{11}-\sqrt{|\kappa_{12}|^2-(2/L_i)^2}\right\} \qquad (2.31)$$

と求まる。式(2.31)から、共振周波数 f_r は自由表面速度 v_{free} と IDT のグレーティング周期 p の他に、自己結合係数 κ_{11} とモード間結合係数 κ_{12}、IDT の長さ L_i の 5 つのパラメータで決定することがわかる。

一方、反共振周波数 f_a は、アドミタンス Y の虚部 Im[Y]が 0 となる周波数なので、式(2.29)で Im[Y] = 0 とおいて、

$$\frac{L_i}{2}j\theta_p\left(1-\frac{8\zeta^2}{\omega C(\theta_u+\kappa_{12})}\right)\cong\frac{\tan\left(\beta_0 L_g-\phi/2\right)}{\tan(\phi/2)} \qquad (2.32)$$

の解として与えられる。ここで、変換係数 ζ は、

$$\zeta = \frac{\eta}{2}\sqrt{\frac{k^2 \omega C}{p}} \tag{2.33}$$

と記述できる[40]。ηは IDT 内の電荷分散による励振効率の低下の割合で、エレメント係数と呼ばれる[42]。k^2 は基板材料の電気機械結合係数である。$L_g = 0$ を想定し、式(2.33)及び式(2.9)、式(2.12)を代入することで式(2.32)は、

$$\frac{L_i}{2}\sqrt{\left|\kappa_{12}\right|^2 - \left(\frac{2\pi f_a}{v_{free}} - \frac{\pi}{p} + \kappa_{11}\right)^2}\left\{1 - \frac{2\eta^2 k^2}{p\left(\frac{2\pi f_a}{v_{free}} - \frac{\pi}{p} + \kappa_{11} + \kappa_{12}\right)}\right\} \cong -1 \tag{2.34}$$

となる。式(2.34)の解が反共振周波数 f_a であり、f_a は、v_{free}、p、κ_{11}、κ_{12}、L_i、$\eta^2 k^2$ の 6 つのパラメータで決定することがわかる。

ここで、Δf ($= f_a - f_r$)のパラメータ依存性を考える。v_{free} と p に関しては、共振周波数と反共振周波数を同様に変化させると考えられることから、Δf を変化させないと考えられる。したがって、Δfを変化させる可能性のあるパラメータはκ_{11}、κ_{12}、L_i、$\eta^2 k^2$ の 4 パラメータである。

まず、式(2.31)からκ_{11}、κ_{12}、L_i に対する f_r の変化を計算した結果を図 2.10 に示す。RF フィルタ用として一般的な 36° Y カット LT 基板上の Al 電極からなる SAW 共振器を想定し、文献[39]より、パラメータの中心値は、$\kappa_{11} \times p = 0.108$、$\kappa_{12} \times p = 0.094$ とした。また、$L_i = 200\ p$、$p = 2.48$ μm とした。グラフは、各パラメータの中心値を基準とした相対値でプロットしてある。f_r の L_i 依存性は極めて小さいことがわかる。κ_{11}、κ_{12} に対する f_r の変化は大きく、κ_{11}、κ_{12} が大きいほど、共振周波数が低くなることがわかる。

次に、式(2.34)からκ_{11}、κ_{12}、L_i、$\eta^2 k^2$ に対する f_a の変化を計算した結果を図 2.11 に示す。グラフは、各パラメータの中心値を基準とした相対値でプロットしてある。式(2.34)は解析的に解けないため、ニュートン法による数値計算で f_a を求めた。κ_{11}、κ_{12}、L_i の中心値は図 2.10 と同じ値を用い、k^2 の中心値は 36° Y カット LT 基板を想定して文献[40]から $k^2 = 0.085$ とした。η は、図 2.8 に示すシングル電極の IDT の場合、次式で与えられる[40]。

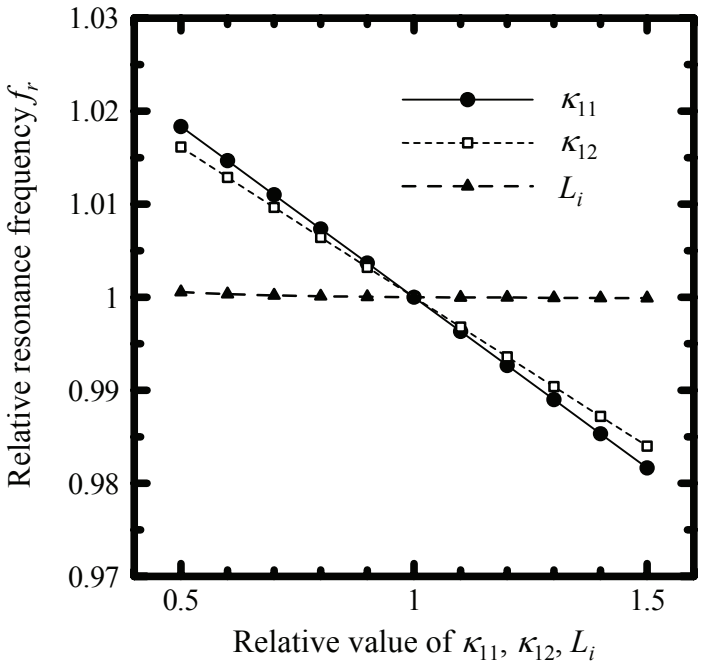


図2.10　κ_{11}、κ_{12}、L_iに対する共振周波数f_rの変化

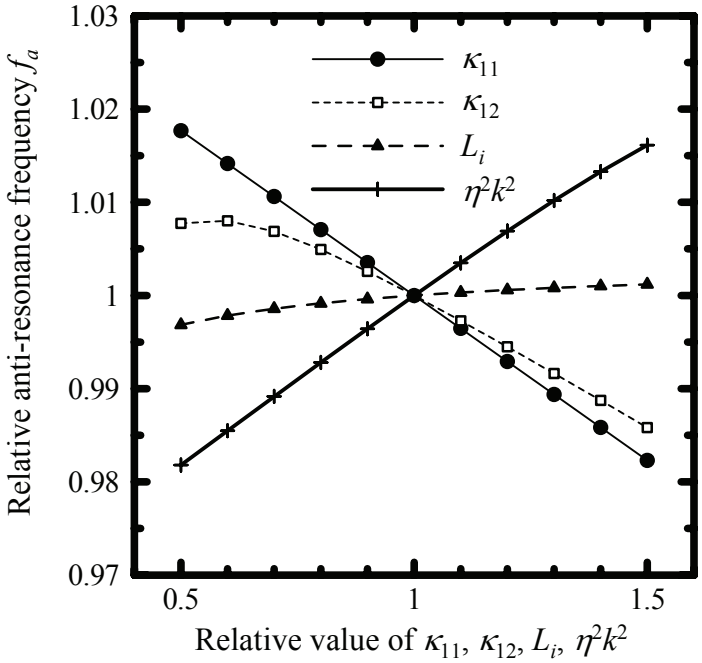


図2.11　κ_{11}、κ_{12}、L_i、η^2k^2に対する反共振周波数f_aの変化

$$\eta = \frac{P_0\{\cos(\pi w/p)\}}{P_{-1/2}\{\cos(\pi w/p)\}} \tag{2.35}$$

ここで、w は IDT 電極指の幅、$P_v(x)$はルジャンドル関数である。図 2.11 の計算では、$w/p = 0.5$ を想定し、式(2.35)から$\eta = 0.847$ を中心値とした。κ_{11}、κ_{12}、L_i に対するf_a の変化はf_rとほぼ同様である。一方、f_rを変化させないη^2k^2 に対するf_a の変化は大きく、η^2k^2 が大きいほど、反共振周波数が高くなることがわかった。この理由は、電気機械結合係数 k^2 が大きいほど共振のアドミタンスピークがブロードになり、アドミタンスの零点周波数である反共振周波数が高周波側にシフトするためと考えられる。

以上の結果から、共振周波数と反共振周波数の周波数差Δf ($= f_a - f_r$)をκ_{11}、κ_{12}、L_i、η^2k^2 に対してプロットすると、図 2.12 のようになる。κ_{11}、κ_{12}、L_iを変化させてもΔfはあまり変化しないが、η^2k^2 に対してΔfは直線的に大きく変化することがわかった。この結果から、Δf を小さくするためには、η^2k^2 を小さくするのが最も効果的であることがわかった。式(2.33)からわかるように、η^2k^2 を小さくすることは変換係数ζを小さくすることと等価である。変換係数ζを小さくすることの物理的意味は、IDT において入力電圧に対して励振されるSAWエネルギーを小さくすること（SAWの励振効率を低減すること）である。したがって、本解析の結論として以下の指針が得られた。

「ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にするために SAW 共振器のΔfを小さくするには、IDT において電気エネルギーから SAW エネルギーに変換される割合（励振効率）を小さくすればよい。」

次節では、以上の解析結果をもとに SAW の励振効率を低減する共振器構造を提案する。

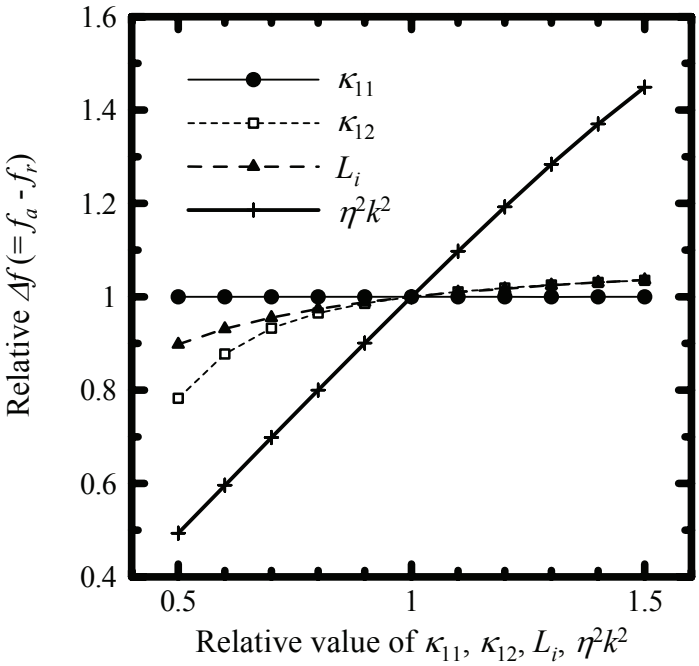


図2.12　κ_{11}、κ_{12}、L_i、η^2k^2に対するΔfの変化

2.4 間引き共振器と位相反転共振器の提案

2.4.1 間引き・位相反転共振器の構造

2.3 節の理論解析の結果、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性の急峻化のために、SAW 共振器のΔfを小さくするには、COM パラメータの変換係数ζを小さくすればよいことがわかった。つまり、SAW 共振器において、電気エネルギーから SAW エネルギーに変換される効率（励振効率）を低減すればよい。

本節では、IDT 全体としての励振効率を任意に低減できる 2 つの共振器構造を提案する。

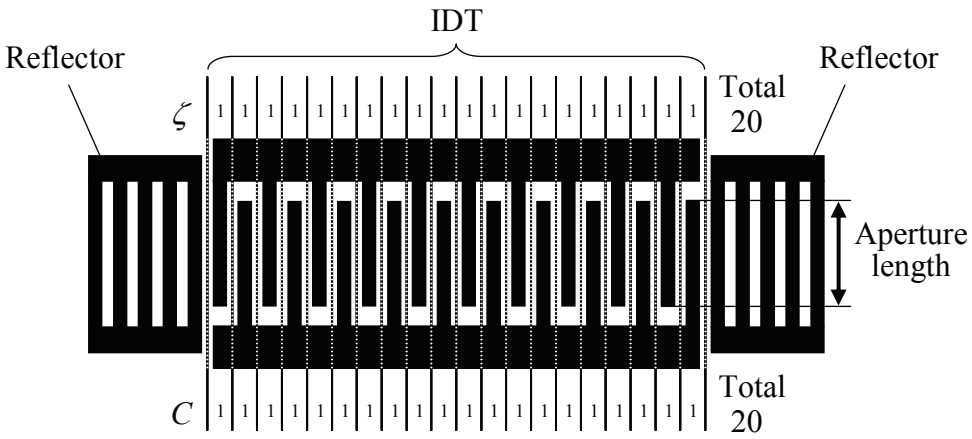
まず、図 2.13 (b)に示す「間引き共振器」を提案する。IDT の励振電極を部分的に間引いた構造である。間引いた電極部には、伝搬する SAW の位相をそろえるために、本来とは逆側の端子に接続した励振に寄与しない短絡電極を設けてある。間引いた領域から SAW は励振されないため、IDT 全体としての励振効率は低減すると考えられる。

間引きによって、IDT の変換係数ζだけでなく、静電容量 C も変化すると考えられる。

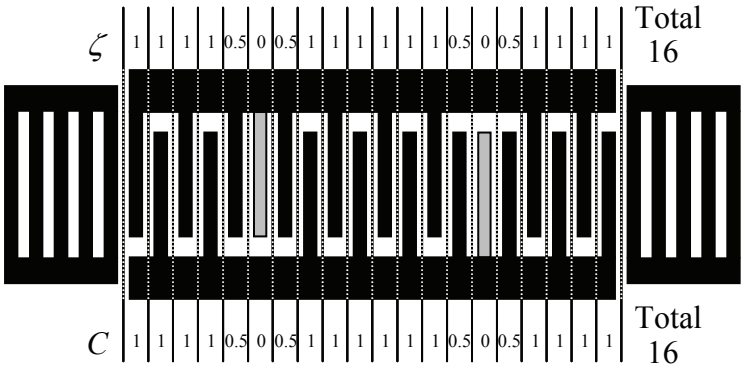
そこで、間引きによるζと C の変化を定量的に扱うために、図 2.13 のように、IDT 電極を1本毎に分割し、各分割領域においてζとCを定義することを考えた。間引いていない電極では$\zeta = 1$、$C = 1$ であると規格化すると、間引いた電極では$\zeta = 0$、$C = 0$ で、間引いた電極の隣の電極では$\zeta = 0.5$、$C = 0.5$ となると考えられる。IDT の全対（つい）数に対する間引いた対数の割合を「間引き率 W (%)」と定義し、各分割領域のζと C を合計すれば、間引きにより変換係数ζ及び静電容量 C はともに W (%)低下することがわかる。図 2.13 (b)の例では、間引き率 $W = 20\%$であるので、通常の共振器に比べてζ、C ともに 20%低下している。式(2.5)からわかるように、静電容量 C の低下は、ラダー型 SAW フィルタのインピーダンス不整合をもたらす。したがって、IDT の開口長（IDT 電極の交差幅）の拡大、または対数の増加によって、C の低下を補正する必要がある。図 2.13 (b)の例の場合、開口長または対数を 20/16 = 1.25 倍にする必要がある。

第 2 の励振効率低減構造として、図 2.13 (c)に示す、「位相反転共振器」を提案する。IDT の連続する 2 本の励振電極を各々逆側の端子に接続した構造である。連続した 2 本の電極を逆端子に接続することで、この反転領域から逆位相の SAW が励振し、順位相で励振した SAW を打ち消すため、IDT 全体としての励振効率は低減すると考えられる。

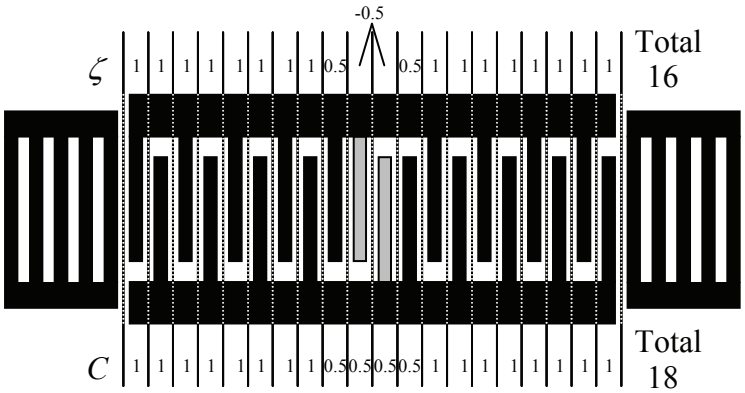
位相反転共振器は、間引き共振器よりも静電容量の低下を小さく抑えることができるのが特長である。間引き共振器と同様に電極毎にζと C を規定すると、反転した電極では逆位相の SAW が励振するので$\zeta = -0.5$、C = 0.5 となり、反転した電極の隣の電極では$\zeta = 0.5$、C = 0.5 となると考えられる。IDT の全対数に対する反転した対数の割合を「反転率 I (%)」と定義すると、IDT 全体としての変換係数ζは $2\times I$ (%)低下し、静電容量 C は I (%)低下することになる。図 2.13 (c)の例では、反転率 $I = 10\%$であるので、通常の共振器に比べてζは 20%、C は 10%低下している。位相反転共振器では、間引き率 W の半分の反転率 $I(= W/2)$ で間引き共振器と同等まで励振効率を低減することができる。したがって、同じだけ励振効率を低減した場合で比較すると、反転したことによる C の低下は間引いたことによる C の低下の半分に抑えることができる。図 2.13 (c)の例の場合、容量補正のための開口長の拡大または対数の増加は 20/18 = 1.11 倍だけで済み、間引き共振器に比べてフィルタ素子サイズを小型にできる。



(a) Conventional resonator



(b) Withdrawn resonator



(c) Inverted resonator

図2.13　間引き共振器と位相反転共振器の構造

2.4.2 モード結合理論を用いた間引き・位相反転共振器のシミュレーション

提案した間引き共振器と位相反転共振器を、モード結合理論を用いたシミュレーションにより解析する。本節ではまず、モード結合理論を用いた一般的な SAW デバイスのシミュレーション手法を説明する。そして、この手法の間引き共振器と位相反転共振器への適用方法について述べ、最後にシミュレーション結果を示す。

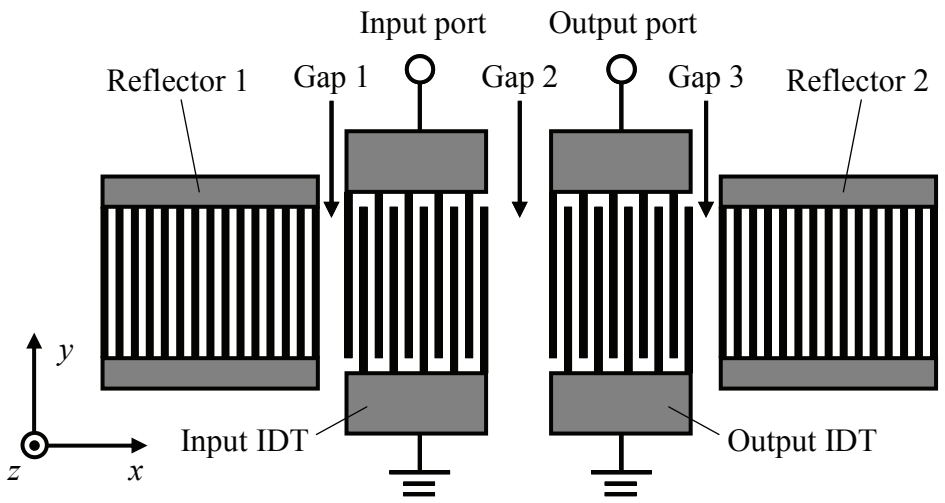


図2.14 モード結合理論を用いたシミュレーションの解析モデル

初めに、モード結合理論を用いた SAW デバイスのシミュレーション手法[40]を説明する。2.3 節で述べたように、モード結合理論は SAW の伝搬方向の振る舞いのみ考慮でき、開口長方向の回折や基板深さ方向へのバルク波放射などは考慮できない。しかしながら、SAW の回折やバルク波放射は無視できるほど小さいため、伝搬方向の 1 次元の考慮だけでも十分な精度でシミュレーションが行える。本節の目的は、1 ポート SAW 共振器のシミュレーションを行うことであるが、第 4 章で扱う DMS フィルタのシミュレーションにも対応可能とするため、シミュレーションモデルとして図 2.14 に示す 2 ポート共振器を取り上げ、シミュレーション手法を説明する。

まず、IDT や反射器などの SAW デバイスの各構成要素を、図 2.15 に示すような音響ポートと電気ポートからなる 6 端子対回路で表現し、以下のベクトル $\mathbf{P}(x)$を定義する。x 軸は SAW の伝搬方向である。L は各構成要素の x 方向の長さである。

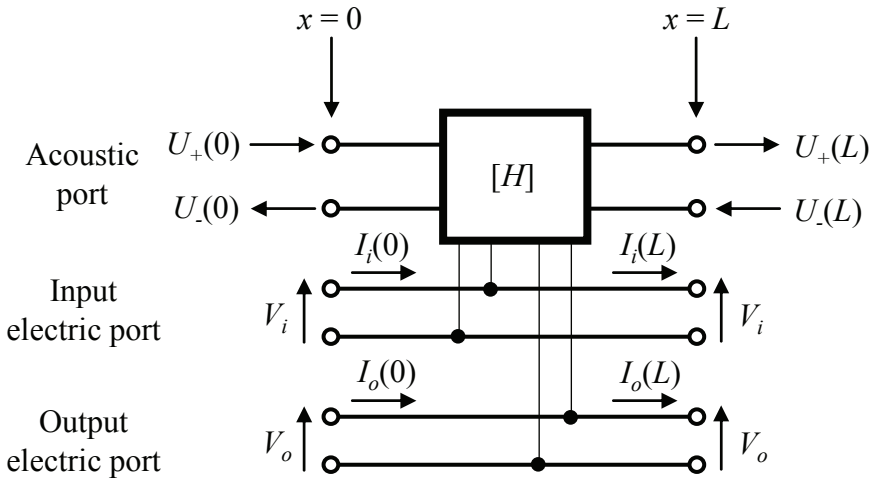


図2.15　SAWデバイスの構成要素の6端子対回路表示

$$\mathbf{P}(x)=\begin{pmatrix} U_+(x) \\ U_-(x) \\ V_i \\ I_i(x) \\ V_o \\ I_o(x) \end{pmatrix} \tag{2.36}$$

V_i, V_oはそれぞれ入出力IDTの電圧、$I_i(x)$, $I_o(x)$はそれぞれ入出力IDTのバスバーを流れる電流である。$\pm x$方向に伝搬するSAWの振幅$u_\pm(x)$は、$U_+(x)$と$U_-(x)$を使って、

$$u_\pm(x)=U_\pm(x)\exp\left(\mp j\frac{\pi x}{p}\right) \tag{2.37}$$

と表現できるものとする。$\mathbf{P}(0)$ = (0, $U_-(0)$, V_i, 0, V_o, 0)^{T}を初期値として、式(2.8)と式(2.10)のモード結合方程式を解くと、

$$\mathbf{P}(L)=[H]\mathbf{P}(0) \tag{2.38}$$

の形式で表現できる。ここで、[H]をハイブリッド行列と呼ぶことにする。入力 IDT のハ

イブリッド行列は、

$$[H]=\begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -F_{31} & -F_{32} & -F_{33} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2.39}$$

であり、出力 IDT のハイブリッド行列は、

$$[H]=\begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & 0 & 0 & F_{13} & 0 \\ F_{21} & F_{22} & 0 & 0 & F_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -F_{31} & -F_{32} & 0 & 0 & -F_{33} & 1 \end{pmatrix} \tag{2.40}$$

である。反射器のハイブリッド行列は、

$$[H]=\begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} & F_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2.41}$$

である。ハイブリッド行列[H]の各要素は、以下の通りである。

$$
\begin{aligned}
F_{11} &= \cos(\theta_p L) - j\frac{\theta_u}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{12} &= -j\frac{\kappa_{12}}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{13} &= \frac{\theta_u\zeta - \kappa_{12}\zeta^*}{\theta_p^2}\{1-\cos(\theta_p L)\} + j\frac{\zeta}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{21} &= +j\frac{\kappa_{12}^*}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{22} &= \cos(\theta_p L) + j\frac{\theta_u}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{23} &= \frac{\theta_u\zeta^* - \kappa_{12}^*\zeta}{\theta_p^2}\{1-\cos(\theta_p L)\} - j\frac{\zeta^*}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{31} &= -4\frac{\theta_u\zeta^* - \kappa_{12}^*\zeta}{\theta_p^2}\{1-\cos(\theta_p L)\} - 4j\frac{\zeta^*}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{32} &= 4\frac{\theta_u\zeta - \kappa_{12}\zeta^*}{\theta_p^2}\{1-\cos(\theta_p L)\} - 4j\frac{\zeta}{\theta_p}\sin(\theta_p L) \\
F_{33} &= -\frac{4j}{\theta_p^3}(2\theta_u|\zeta|^2 - \kappa_{12}\zeta^{*2} - \kappa_{12}^*\zeta^2)\{\theta_p L - \sin(\theta_p L)\} + j\omega CL
\end{aligned}
\tag{2.42}
$$

また、自由表面であるギャップ部におけるハイブリッド行列は、

$$
[H] = \begin{pmatrix}
\exp(-j\beta' L) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \exp(+j\beta' L) & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
\end{pmatrix}
\tag{2.43}
$$

である。

図 2.14 に示した 2 ポート共振器をシミュレーションする場合を考える。各構成要素を図 2.15 の形式で表現し、図 2.16 の様に縦続接続すれば、デバイス全体のハイブリッド行列[H']は、

$$\left[H^t\right]=\left[H_7\right]\left[H_6\right]\left[H_5\right]\left[H_4\right]\left[H_3\right]\left[H_2\right]\left[H_1\right] \qquad (2.44)$$

で与えられる。$U_+(x_1) = I_i(x_1) = I_o(x_1) = 0$、$U_-(x_2) = 0$ であるから、デバイス全体のアドミタンス行列$[Y^t]$は、

$$\left[Y^t\right]=\begin{pmatrix} H^t_{23}H^t_{42}/H^t_{22}-H^t_{43} & H^t_{25}H^t_{42}/H^t_{22}-H^t_{45} \\ H^t_{23}H^t_{62}/H^t_{22}-H^t_{63} & H^t_{25}H^t_{62}/H^t_{22}-H^t_{65} \end{pmatrix} \qquad (2.45)$$

となる。式(2.45)で得られたアドミタンス行列を散乱行列 **S** に変換し、入出力端子間の電力伝達係数を表す$|S_{21}|^2$ を用いて、SAW デバイスの挿入損失$-10\log_{10}|S_{21}|^2$ を計算することができる。

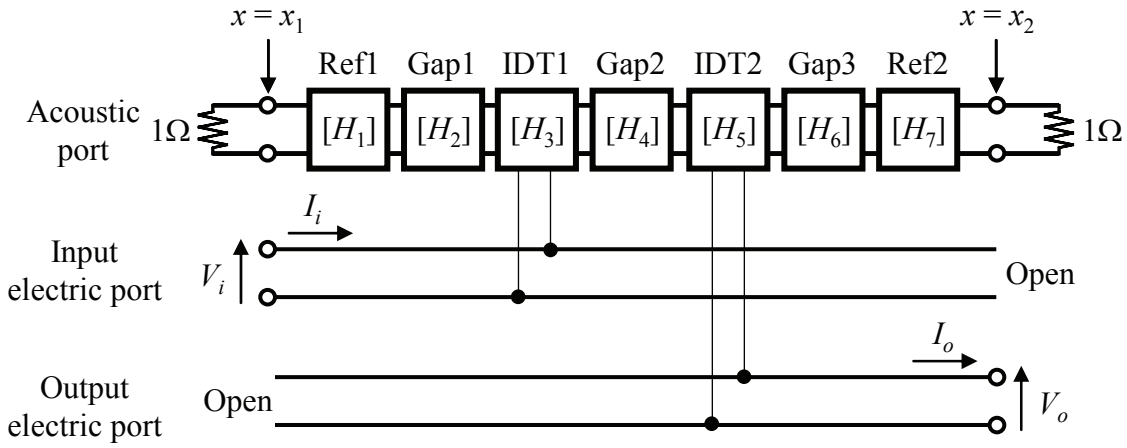


図2.16　ハイブリッド行列の縦続接続による2ポートSAW共振器の表現

1 ポート SAW 共振器の場合、出力 IDT がなく入力 IDT だけなので、そのアドミタンス Y は、

$$Y = H^t_{23}H^t_{42}/H^t_{22}-H^t_{43} \qquad (2.46)$$

として与えられる。

次に、モード結合理論を用いたシミュレーション手法を、間引き共振器と位相反転共振器に適用する方法を説明する。通常の共振器の場合、各構成要素の回路は図2.17 (a)のように接続される。したがって、共振器全体のハイブリッド行列$[H^t]$は、右側の反射器全体のハイブリッド行列$[H_{R2}]$に、IDT 全体のハイブリッド行列$[H_I]$と左側の反射器全体のハイブリッド行列$[H_{R1}]$を順次掛け合わせることで求められる。すなわち、

$$[H^t]=[H_{R2}][H_I][H_{R1}] \tag{2.47}$$

である。

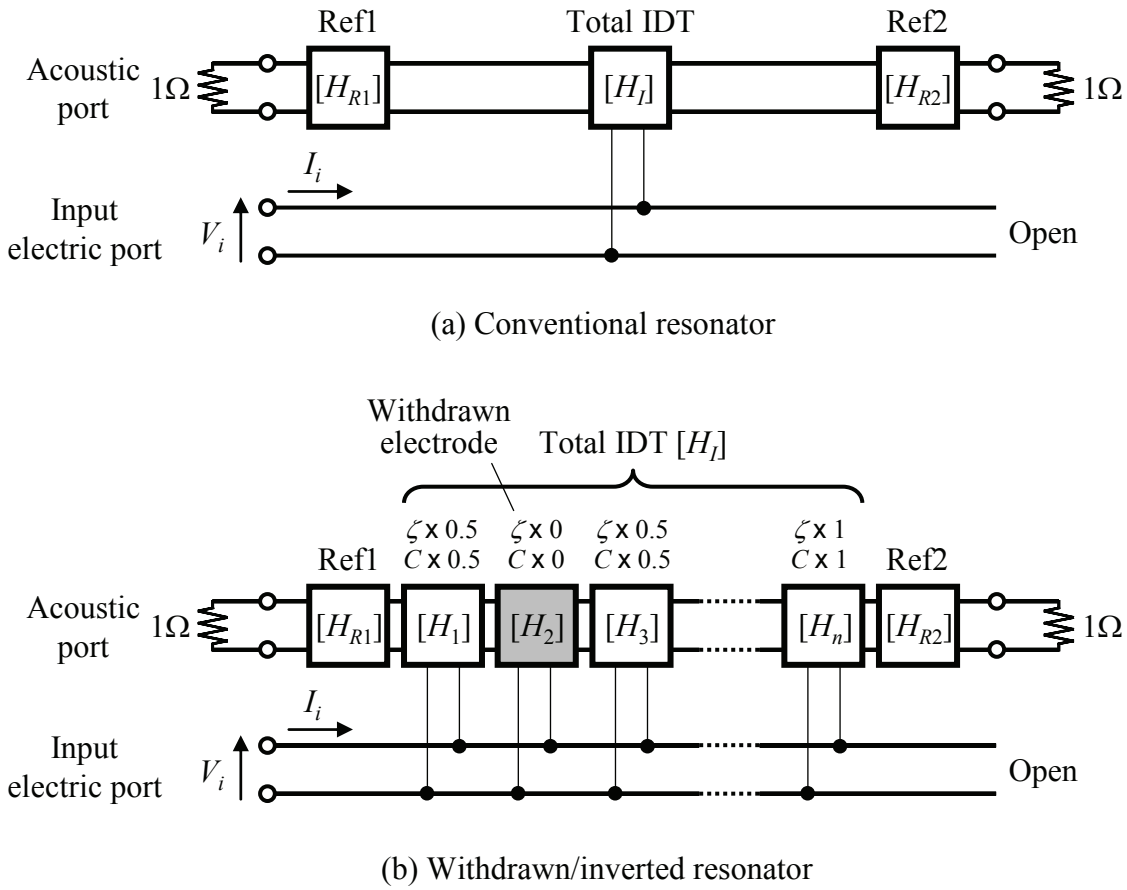


図2.17 間引き・位相反転共振器のシミュレーション手法

これに対し、間引き共振器と位相反転共振器をシミュレーションする場合は、図 2.13 に示したように、IDT 部分をグレーティング周期 p で分割して計算を行う。各分割領域におけるハイブリッド行列$[H_1]$～$[H_n]$を求め、順次それらを掛け合わせて IDT 全体のハイブリッド行列$[H_I]$を求める。$[H_I]$に反射器のハイブリッド行列$[H_{R1}]$及び$[H_{R2}]$を掛け合わせることで、共振器全体のハイブリッド行列$[H^t]$を求めることができる（図 2.17 (b) 参照）。すなわち、

$$\left[H^t\right]=\left[H_{R2}\right]\left[H_n\right]\left[H_{n-1}\right]\left[H_{n-2}\right]\cdots\left[H_1\right]\left[H_{R1}\right] \qquad (2.48)$$

である。ここで、各分割領域におけるハイブリッド行列$[H_1]$～$[H_n]$を求める際に、変換係数ζと静電容量 C に図 2.13 に示した係数を掛けることで、間引き／位相反転の効果を組み込むことができる。

以上説明したシミュレーション手法を用いて、間引き・位相反転共振器のシミュレーションを行った。シミュレーションモデルは、次節で作製する 800 MHz 帯共振器とした。800 MHz 帯とした理由は、プロセス上安定して作製できるためである。シミュレーション及び実験を行う共振器は、標準共振器、間引き共振器、位相反転共振器の 3 種類で、各共振器の設計パラメータは表 2.1 の通りである。間引き／位相反転により低下する IDT の静電容量は、開口長の拡大により補正した。間引き共振器の間引き率は W = 20%で、IDT において 5 対に 1 対の割合で等間隔に間引きを行った。位相反転共振器の反転率は I = 10%で、IDT において 10 対に 1 対の割合で等間隔に反転領域を設けた。実験では圧電基板に42° Y カット LT 基板を用いるが、このカット角の LT 基板の COM パラメータが不明のため、文献[39]で明らかにされている 36° Y カット LT 基板の COM パラメータを用いてシミュレーションを行った。この基板カット角の違いにより生じる特性差は非常に小さく、無視できるレベルと考えられる。36° Y カット LT 基板の COM パラメータは、以下の通りである。

$$\begin{aligned}
&\kappa_{11}\times p=0.0468+0.160(h/p)+1.11(h/p)^2\\
&\kappa_{12}\times p=0.0204+0.295(h/p)+0.74(h/p)^2 \qquad (2.49)\\
&(\zeta\times p)^2/(\omega' C)=0.00843+0.045(h/p)+0.01(h/p)^2
\end{aligned}$$

ここで、h は Al 電極の厚さで、430 nm とした。また、$\omega' = \pi v_{free} / p$ である。IDT の静電容量 C は以下の値を用いた[40]。

$$C = AP\varepsilon(\infty)\frac{P_{-1/2}\{\cos(\pi w / p)\}}{P_{-1/2}\{-\cos(\pi w / p)\}} \tag{2.50}$$

ここで、$\varepsilon(\infty)$は実効誘電率を表し、真空誘電率をε_0として 42.2 ε_0とした。AP は IDT の開口長で、$P_v(x)$はルジャンドル関数を表している。1 グレーティング周期当たりの電極幅の比 w/p（Metallization ratio：MR）は 0.5 とした。

表2.1　シミュレーションおよび実験に用いた800 MHz帯共振器の設計パラメータ

1) Conventional resonator	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	50.0 μm
2) Withdrawn resonator	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	62.5 μm
Withdrawal ratio：W	20%
3) Inverted resonator	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	55.56 μm
Inversion ratio：I	10%

図 2.18 に、直列接続した共振器の挿入損失特性をシミュレーションした結果を示す。予想通り、間引き／位相反転共振器のΔf は標準共振器よりも小さくなることを確認した。式(2.31)及び式(2.34)から、変換係数ζの変化によって共振周波数 f_r は変化せず、

反共振周波数 f_a のみが変化すると予想されたが、シミュレーションでそれが再現された。W = 20%の間引き共振器とI = 10%の位相反転共振器ではΔfの値が同じになると予想されたが、図 2.18 のシミュレーション結果では、I = 10%の位相反転共振器の方がΔf は小さくなることがわかった。この理由は、反転領域から励振した逆位相の SAW が反転領域近傍の順位相の SAW を打ち消すため、反転領域近傍の順配列の電極指における変換係数が低下するためと考えている。次節では、シミュレーションした共振器を実際に作製し、挿入損失特性を評価する。

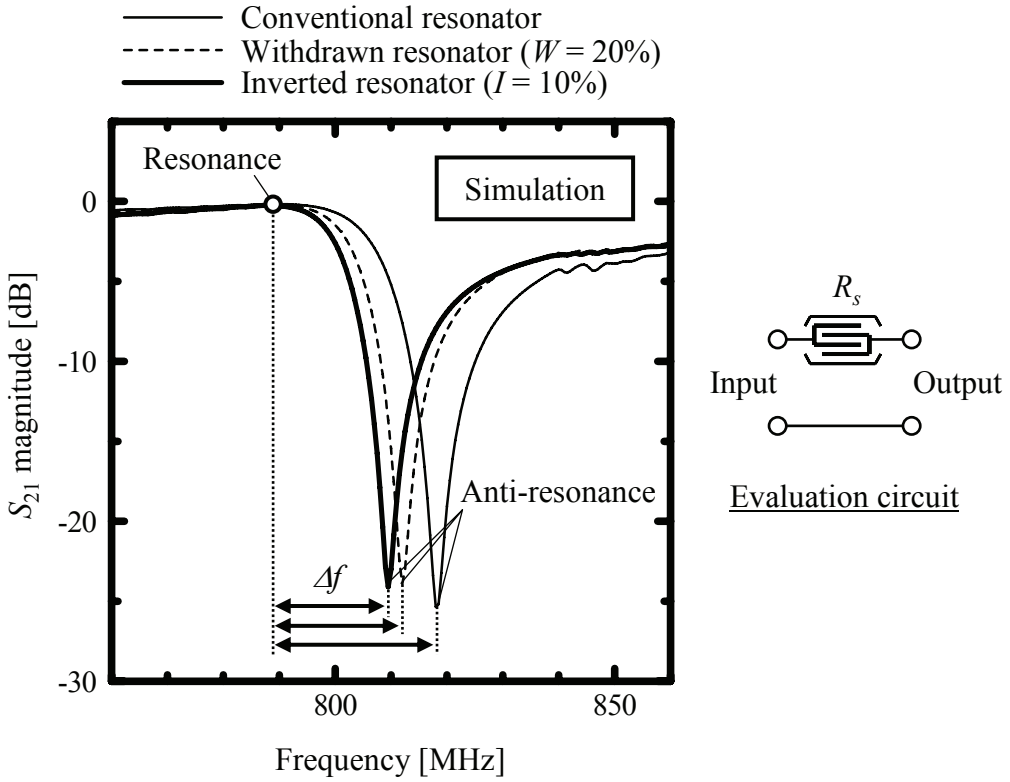


図2.18 間引き／位相反転共振器のシミュレーション結果

2.4.3 実験結果

実験では、まず、前節でシミュレーションした 800 MHz 帯の共振器を作製し、Δf の低減効果を確認する。次に、位相反転共振器を 1.9 GHz 帯のラダー型 SAW フィルタに適用し、カットオフ特性が急峻になることを実証する。

2.4.3.1 共振器単体特性の評価結果

前節でシミュレーションした 800 MHz 帯の 3 種類の共振器を作製した。42° Y カット LT 基板を用いた。図 2.19 に、作製した共振器の挿入損失特性を評価した結果を示す。シミュレーション結果と同様に、間引き／位相反転共振器では共振周波数は変化せずに、反共振周波数だけが低周波側にシフトした。この結果Δfが小さくなり、カットオフ特性の急峻性が向上した。また、シミュレーション結果同様に、W = 20%の間引き共振器よりも I = 10%の位相反転共振器の方がΔfは小さくなることも確認した。

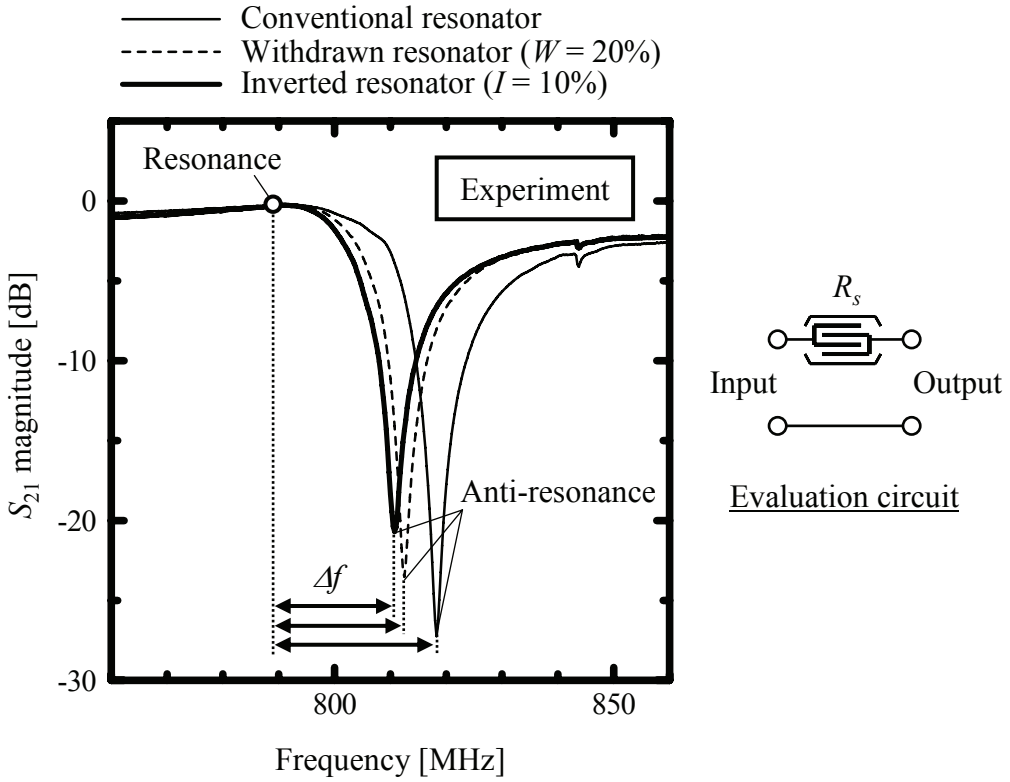


図2.19 間引き／位相反転共振器の実験結果

実験ではさらに、間引き率 W = 0%、10%、20%、30%、40%、50%の間引き共振器と、反転率 I = 0%、5%、10%、15%、20%の位相反転共振器も作製した。IDT の静電容量の補正は、IDT の開口長の拡大により行った。作製した各共振器のΔfを実測し、間引き率 W／反転率 I に対してプロットした（図 2.20）。●が間引き共振器、■が位相反転共振器のΔf 実測結果である。白抜きのプロットは、前節で説明したシミュレーション

により求めたΔfを示している。間引き共振器も位相反転共振器も、間引き率 W／反転率 I に対してほぼ線形にΔfが小さくなっており、シミュレーション結果ともおよそ一致している。間引き共振器では、W = 50%のときΔfは約半分になっており、予想された通りの妥当な結果となっている。一方、位相反転共振器では原理的に、I = 25%のときにΔfが半分になると考えられたが、実際は I～16%でΔfが半分になることがわかった。このことは、図 2.18 と図 2.19 で間引き共振器と位相反転共振器のΔfが一致しなかったことに対応する。つまり、位相反転共振器では、反転率 I が間引き率 W の半分以下（I ＜ W/2）の値で間引き共振器と同等までΔf を縮小できることを意味しており、位相反転共振器は予想された以上に素子の小型化が可能であることがわかった。

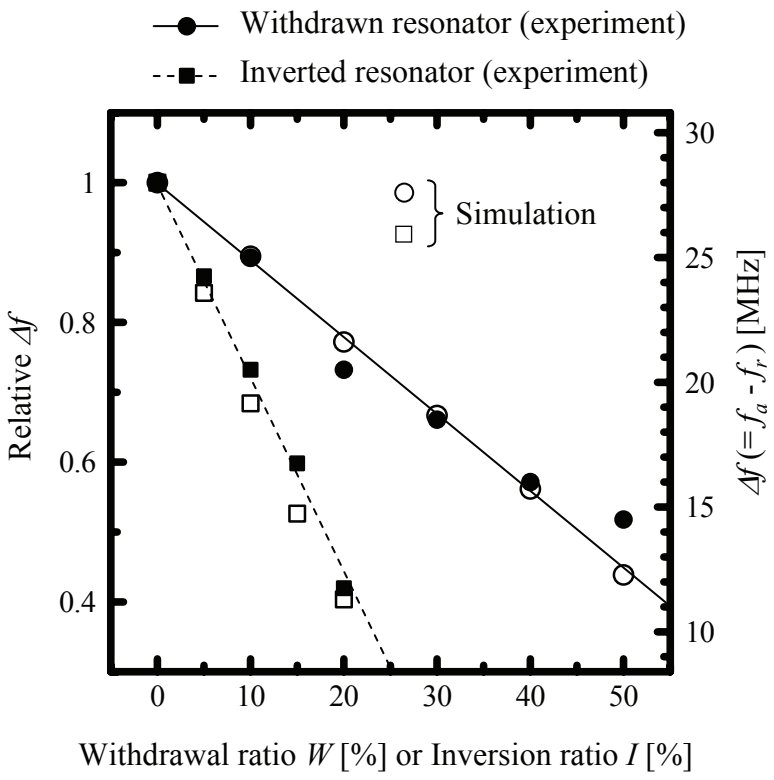


図2.20　間引き率W／反転率Iに対するΔfの変化

2.4.3.2　ラダー型 SAW フィルタへの適用

高周波側のカットオフ特性を急峻にするために、提案した位相反転共振器を直列共振器に適用した 1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用ラダー型 SAW フィルタを作製した。フィルタ

の構成は、R_s－R_p'－R_s－R_s－R_p'－R_s の 4 段で詳細な設計パラメータは表 2.2 の通りである。Al 膜厚は 184 nm、*MR* は 50%とした。直列共振器の IDT は 7 対に 1 対の割合いで等間隔に反転領域を設けた。反転率 I = 1/7 ≒ 14.3%で、図 2.20 からΔfは標準共振器の 60%以下に低減すると考えられる。作製したフィルタの挿入損失特性を図 2.21 に示す。比較のために作製した、標準共振器のみで構成した従来のラダー型 SAW フィルタの特性も示してある。直列共振器にΔf の小さな位相反転共振器を適用したことで、高周波側のカットオフ特性の急峻性が大幅に向上した。高周波側の遷移幅は 31.0 MHz から 18.2 MHz に縮小した。この技術に、第 3 章で述べる高周波側の通過帯域端部の低損失化技術を組み合わせることで、遷移幅 10 MHz の高角形フィルタの実現を目指す。阻止域での抑圧度は、R_p とグランド間にインダクタを挿入することで、仕様の-42 dB 程度まで向上すると考えられる。

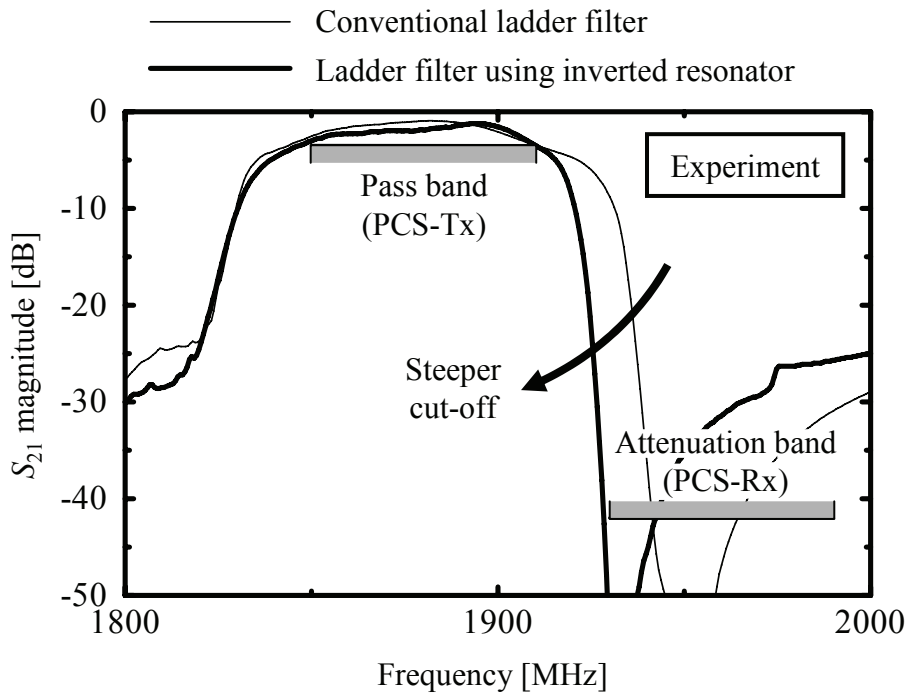


図2.21 位相反転率共振器を用いたPCS-Tx用ラダー型SAWフィルタの特性（実験）

表2.2　作製した1.9 GHz帯PCS-Tx用ラダー型SAWフィルタの設計パラメータ

Filter type : 4-stage ladder filter ($R_s - R_p' - R_s - R_s - R_p' - R_s$)

1) Conventional ladder filter

Series-resonator R_s	
Grating pitch : p	1.055 μm
IDT pair number	161
Aperture length : AP	35.0 μm
Parallel-resonator R_p'	
Grating pitch : p	1.095 μm
IDT pair number	75
Aperture length : AP	60.0 μm

2) Ladder filter using inverted resonator

Series-resonator R_s	
Grating pitch : p	1.055 μm
IDT pair number	161
Aperture length : AP	40.83 μm
Inversion ratio : I	14.3%
Parallel-resonator R_p'	
Grating pitch : p	1.095 μm
IDT pair number	75
Aperture length : AP	60.0 μm
Inversion ratio : I	0%

2.5 結言

ラダー型SAWフィルタのカットオフ特性を急峻にすることを目的として、1ポートSAW共振器の共振周波数と反共振周波数の周波数差Δf を小さくする、新たな電極設計法を提案した。

まず、モード結合理論を用いた解析により、電気エネルギーから SAW エネルギーへの変換効率（SAW の励振効率）を低減することで、SAW 共振器のΔfを小さくできることを明らかにした。この解析結果をもとに、任意に励振効率を低減できる「間引き共振器」及び「位相反転共振器」を提案し、理論及び実験の両面から基礎特性を評価した。その結果、両共振器ともにΔfの低減効果を有することを確認した。また、位相反転共振器は間引き共振器よりもΔf の低減効果が高く、静電容量の補正量を小さくできるため、より小型のフィルタが実現できることがわかった。最後に、提案した位相反転共振器を直列共振器に適用した 1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用ラダー型 SAW フィルタを作製し、高周波側のカットオフ特性が急峻になることを実証した。本設計法の適用により、高周波側の遷移幅は、31.0 MHz から 18.2 MHz に縮小した。

第 3 章　斜め放射の抑制によるラダー型 SAW フィルタの低損失化

3.1　緒言

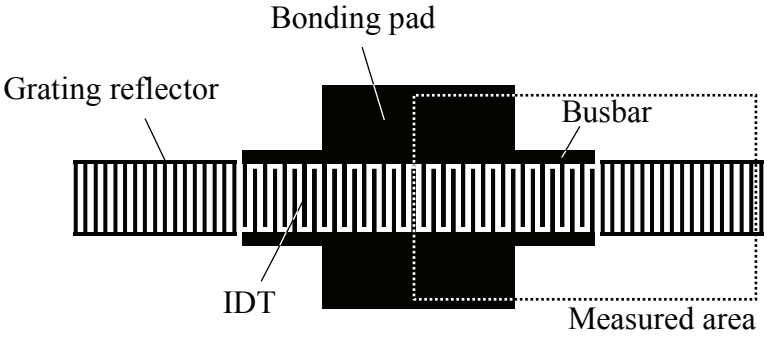
回転 Y カット LT 基板上で励振される SAW の中に、基板表面に平行で、伝搬方向に垂直なすべり（shear horizontal：SH）変位成分を持ち、固有モードのエネルギーを漏洩バルク波として徐々に基板へ放射しながら伝搬する、漏洩弾性表面波（leaky surface acoustic wave：LSAW）と呼ばれる弾性波が存在する[43]。LSAW は一般に、電気機械結合係数 k^2 が大きく、伝搬速度が速いため、フィルタの広帯域化・高周波化に有利である。36～42°　Y カット LT 基板の LSAW は、漏洩バルク波への結合が極めて小さく、伝搬損失がほぼ 0 となることから[44], [45]、携帯電話用 RF-SAW フィルタのほとんどで利用されている。本研究で作製する SAW フィルタも、42°　Y カット LT 基板の LSAW を使用している。

近年、SAW デバイスの損失要因の解析などを目的として、デバイス上の SAW 分布を光学的に検出・可視化する研究が盛んに行われている[46]-[49]。いずれの研究も、レーザ光をデバイス表面に照射し、反射光を干渉計測することでデバイス表面の凹凸を検出し、SAW の変位分布として可視化するものである。したがって、このようなレーザ干渉法は基本的には基板表面に垂直な（shear vertical：SV）変位を持つ SAW のみを検出でき、基板に水平な SH 変位を持つ LSAW は検出できない。

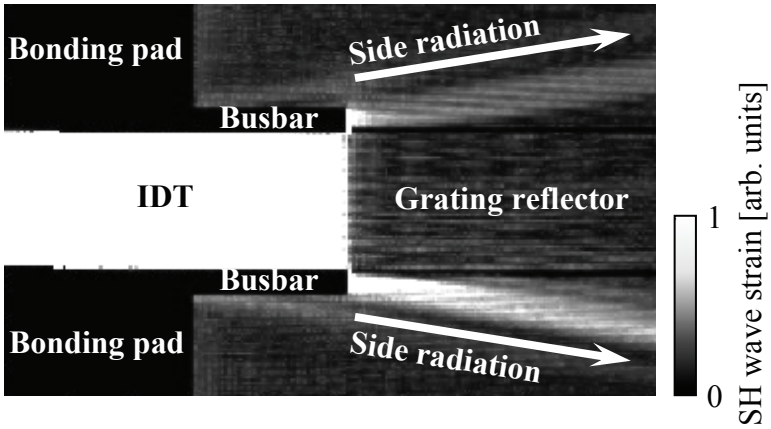
Knuuttila らは、レーザ干渉法を用いて 36°　Y カット LT 基板上共振器の LSAW が持つわずかな SV 変位を観測し、特定の周波数範囲で SV 変位の SAW が共振器外部斜め方向に放射することを発見した[50]-[52]。その後、同研究グループは、スカラー導波路解析により、SH 変位の LSAW も斜め放射することを理論的に証明した[53]-[55]。

これに対して Miyamoto らは、レーザ光をデバイスに透過させ、透過光の偏光変化を測定することで LSAW の SH 変位による基板表面歪みを検出し、LSAW 分布を観測する新たな計測技術を開発した[56]。同研究グループはこの偏光検出法を用いて、42°　Y カット LT 基板上の共振器を観測し、LSAW の斜め放射を実験的に捉えることに成功した[56], [57]。偏光検出法を用いた LSAW の斜め放射の観測例を図 3.1 に示す。測定サンプルは、42°　Y カット LT 基板上に作製した 800 MHz 帯共振器である。印加周波数は、共振と反共振の間の周波数である。表示が明るいほど LSAW の SH

変位による基板表面歪みが大きいことを表している。測定結果からわかるように、非常に大きな振幅の LSAW がバスバー端部から共振器外部へ放射している。この観測によって、斜め放射は LSAW 共振器の主たる損失要因として広く認識されるようになり、低損失化のために斜め放射を抑制することが、SAW 業界共通の大きな課題となった。



(a) Structure of one-port LSAW resonator



(b) Measured SH-LSAW distribution

図3.1 偏光検出法によるLSAWの斜め放射の観測例
（斜め放射が見やすくなるようコントラスト調整したため、IDT部分は白く飽和している）

本研究では、LSAW の斜め放射に着目し、放射を抑制することで共振器を低損失化し、高角形のラダー型 SAW フィルタを実現する。本章では、まず、LSAW 共振器の斜め放射を理論解析し、この結果をもとに、斜め放射を抑制できる「ナローフィンガー共振器」を提案する。そして、この共振器及びこれを適用したラダー型 SAW フィルタを作製・評価した結果を述べる。

3.2 斜め放射の導波モード解析

Koskela らは、LSAW の逆速度の伝搬角依存性をグリーン関数で近似し、スカラー導波路解析を行うことで LSAW の斜め放射を理論的に証明した[53]-[55]。しかしながら、周波数依存性を含めた斜め放射の定量解析までは行われていない。本研究の目的であるラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部の低損失化を実現するためには、斜め放射の周波数依存性を把握することが極めて重要である。そこで本節では、共振器における LSAW の斜め放射の周波数依存性を理論的に導出することを目的とする。本解析では、IDT 及び反射器を、図3.2 (b) のような短絡グレーティングとして扱い、グレーティング部をコア層（速度 v_g）、半無限のバスバー部をクラッド層（速度 v_b）とする導波路構造と考え、この構造を SAW の導波モード解析手法[58], [59]により解析する。なお、LSAW の逆速度の伝搬角依存性（図 3.3）は、放物線近似により考慮する。

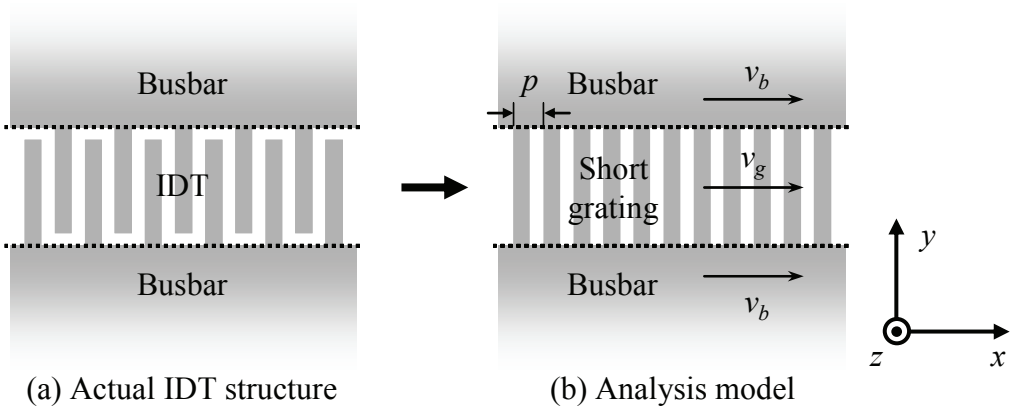


図3.2 IDTの導波モード解析モデル

3.2.1 LSAW の導波条件と共振器の非導波周波数範囲の特定

本節では、LSAW の導波条件を示した後、共振器の v_g と v_b を計算し、導波条件を満たす周波数範囲と満たさない周波数範囲を特定する。

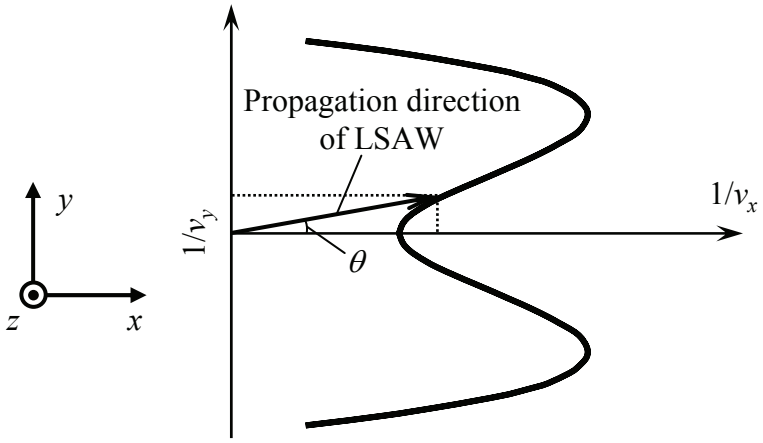


図3.3　回転YカットLT基板におけるLSAW逆速度面の概略図

図 3.3 に、回転 Y カット LT 基板における LSAW 逆速度面の概略図を示す。x 軸はグレーティング周期方向で、y 軸は開口長方向である。θ は LSAW の伝搬方向と x 軸が成す角度（伝搬角）である。図 3.3 からわかるように、LSAW の逆速度は、伝搬角 θ= 0 付近において進行方向に対して凹型である。このような逆速度面を有する弾性表面波を導波路内に閉じ込めるためには、グレーティング部の速度 v_g をバスバー部の速度 v_b よりも速くする必要があることが報告されている[60]。すなわち、導波条件として

$$v_b < v_g \tag{3.1}$$

を満たす必要がある。

式（3.1）の導波条件は、逆速度面が進行方向に対して凸型の一般的な圧電基板の導波条件と比べて v_b と v_g の大小関係が逆である。この理由は次のように考えている。まず、一般的な圧電基板（逆速度面が進行方向に対して凸型）の場合、SAW 速度が遅い領域から速い領域に SAW が入射したとき、入射角＜屈折角となる。したがって、入射角が臨界角より大きくなると全反射が起こり、SAW は導波される。一方、回転 Y カット LT 基板（逆速度面が進行方向に対して凹型）の場合、SAW 速度が遅い領域から速い領域に SAW が入射したとき、逆速度面が凹型であるため、入射角＞屈折角となる。したがって、臨界角が存在せず、全反射が起こらないため、SAW は導波されない。回転 Y カット LT 基板で、SAW 速度が速い領域から遅い領域に SAW が入射した

ときは、入射角＜屈折角となり、臨界角が存在し、SAW は導波される。以上の理由で、回転 Y カット LT 基板の導波条件は式（3.1）のようになると考えられる。

次に、式(3.1)の導波条件を踏まえて、36° Y カット LT 基板の 800 MHz 帯共振器（IDT 周期λで規格化した Al 膜厚：8.8%、グレーティング電極の Metallization ratio(MR)：50%、開口長：10λ、IDT 対数：170 対）について、v_g、v_b 及び通過特性を計算し、導波条件を満たす周波数範囲と満たさない周波数範囲を特定した。以降、この計算に用いた共振器をテスト共振器と呼ぶことにする。

まず、第 2 章で述べたモード結合理論を用いてグレーティング部の速度 v_g を求める。式(2.12)から、グレーティング部の波数β_g は以下のように表される。

$$\beta_g = \frac{\pi}{p} + \theta_p = \frac{\pi}{p} + \begin{cases} -\sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & \left(\theta_u < -|\kappa_{12}|\right) \\ -j\sqrt{|\kappa_{12}|^2 - \theta_u^2} & \left(|\theta_u| < |\kappa_{12}|\right) \\ \sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & \left(\theta_u > |\kappa_{12}|\right) \end{cases} \qquad (3.2)$$

グレーティング部の LSAW 速度 v_g は次式に式(3.2)を代入することで求められる。

$$v_g = \frac{\omega}{\beta_g} \qquad (3.3)$$

36° Y カット LT 基板のバスバー部の速度 v_b は、自由表面下での SAW 速度 v_{free}、Al 膜厚 h、IDT 周期λを用いて、次式で表すことができる[61]。

$$v_b = \left(0.967 - 0.2\frac{h}{\lambda}\right)v_{free} \qquad (3.4)$$

式(3.3)及び式(3.4)を用いて、800 MHz 帯テスト共振器の v_g、v_b を計算した。また、第 2 章で述べたモード結合理論を用いたシミュレーションにより、直列接続したテスト共振器の通過特性も計算した。これらの計算結果を図 3.4 に示す。v_g は共振周波数付近でブラッグ反射による大きな分散が生じる。v_g が最も低下する周波数が共振周波

数と一致する。一方、v_b は周波数によらず一定である。図 3.4 の計算結果から、共振周波数前後の約 33 MHz の周波数範囲（グレーハッチング範囲）で、v_g は v_b よりも遅くなることがわかった。すなわち、LSAW はこの周波数範囲で式(3.1)の導波条件を満たさないため非導波状態となり、斜め放射すると考えられる。この非導波範囲以外の周波数では、LSAW は導波条件を満たすため、斜め放射しないと考えられる。直列共振器における非導波範囲は、ラダー型 SAW フィルタの通過帯域とおよそ一致しており、斜め放射がフィルタの損失要因であることは明らかである。次節では、さらに詳細な導波モード解析を行い、斜め放射の周波数依存性を導出する。

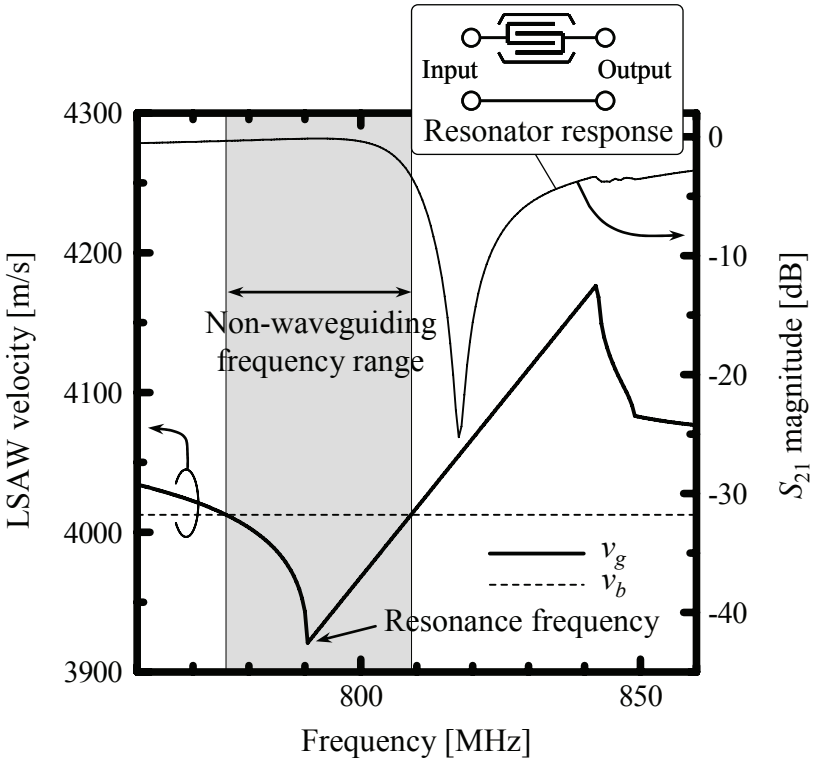


図3.4 LSAW速度と共振器の通過特性の計算結果

3.2.2 導波モード解析による斜め放射の周波数依存性の導出

本節では、共振器の導波モード解析を行い、斜め放射の周波数依存性を導出する。解析手法としては、図 3.3 に示した LSAW の逆速度の伝搬角依存性を放物線近似し、SAW の導波モード解析を行う。手順として、まず、短絡グレーティングモデルにおける分散方程式を求め、これから x 軸方向の波数 β_x を求める。そして、求めた β_x の損失

項（Im[β_x]）の周波数特性を計算し、斜め放射の周波数依存性を導出する。

図 3.5 に解析モデルを示す。開口長 AP、周期 p のグレーティングの両側に、半無限のバスバーが配置された導波路構造である。導波路を斜め伝搬する LSAW の伝搬方向と、x 軸とが成す角度が θ のときのグレーティング部の波数を $\beta_g(\theta)$、バスバー部の波数を $\beta_b(\theta)$ とする。

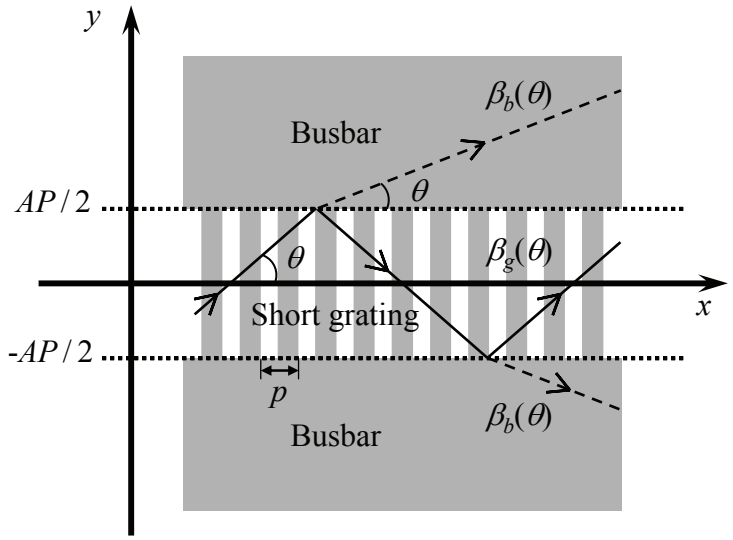


図3.5　導波モード解析モデル

$\theta = 0$ のときの、グレーティング部の波数 $\beta_g(0)$ は、モード結合理論により以下のように与えられる。

$$\beta_g(0) = \frac{\pi}{p} + \begin{cases} -\sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & (\theta_u < -|\kappa_{12}|) \\ -j\sqrt{|\kappa_{12}|^2 - \theta_u^2} & (|\theta_u| < |\kappa_{12}|) \\ \sqrt{\theta_u^2 - |\kappa_{12}|^2} & (\theta_u > |\kappa_{12}|) \end{cases} \tag{3.5}$$

また、$\theta = 0$ のときのバスバー部の波数 $\beta_b(0)$ は、

$$\beta_b(0) = \frac{\omega}{v_b(0)} \tag{3.6}$$

である。θ が小さい範囲で$\beta_g(\theta)$と$\beta_b(\theta)$が θ に対して放物線近似できると仮定すると、$\beta_g(\theta)$と$\beta_b(\theta)$の y 成分は、次式で表すことができる[62]。

$$\beta_{gy} = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left(\mathrm{Re}^2\left[\beta_g(0)\right] - \beta_x^2\right)} \tag{3.7}$$

$$\beta_{by} = \sqrt{\frac{1}{\gamma}\left(\beta_b^2(0) - \beta_x^2\right)} \tag{3.8}$$

ここで、β_x は$\beta_g(\theta)$と$\beta_b(\theta)$の x 成分である。γ は基板の異方性係数で、文献[60]で報告されている 34.7° Y カット LT 基板の値で代用した（$\gamma' = -1.892$）。ただし、式(3.7)及び式(3.8)で定義されているγと、文献[60]で定義されているγ'との間には、

$$\gamma = \gamma' + 1 \tag{3.9}$$

の関係があるため、本解析では、$\gamma = -0.892$ を用いた。

導波路を伝搬する LSAW のグレーティング部とバスバー部におけるモードプロファイル（z 変位成分）$g(y)$、$b(y)$は、次式で表すことができる[58], [59]。

$$g(y) = A\cos(\beta_{gy} y) \qquad |y| \le \frac{AP}{2} \tag{3.10}$$

$$b(y) = B\exp\left[j\beta_{by}\left(|y| - \frac{AP}{2}\right)\right] \qquad \frac{AP}{2} < |y| \tag{3.11}$$

ここで、$g(y)$と $b(y)$は $y = \pm AP/2$ において、次の境界条件を満たす必要がある。

$$g(\pm AP/2) = b(\pm AP/2) \tag{3.12}$$

$$\frac{dg(\pm AP/2)}{dy} = \frac{db(\pm AP/2)}{dy} \tag{3.13}$$

式(3.12)と式(3.13)を解けば、次の分散方程式が得られる。

$$\beta_{gy} \tan\left(\beta_{gy} \frac{AP}{2}\right) = -j\beta_{by} \tag{3.14}$$

式(3.14)を解けば、x 方向の波数β_xを求めることができる。式(3.1)の導波条件を満たすとき、β_xは実数（β_xの虚部 Im[β_x] = 0）となり、LSAW は導波状態となる。導波条件を満たさないとき、β_x は複素数（β_x の虚部 Im[β_x] ≠ 0）となり、LSAW は非導波状態となる。

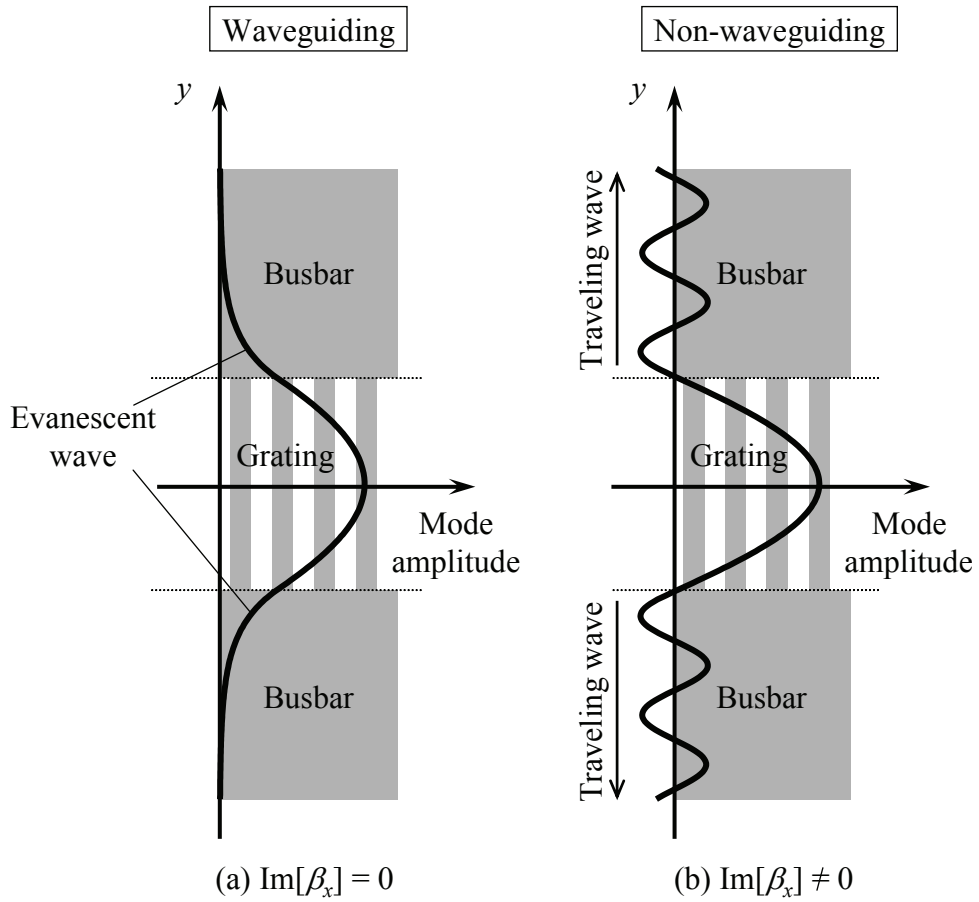


図3.6 y方向のモードプロファイルの計算結果例

式(3.14)から求めたβ_xを式(3.10)及び式(3.11)に代入することで、y 方向のモードプロファイルを計算することができる。図 3.6 にテスト共振器におけるモードプロファイルを計算した結果の一例を示す。導波条件を満たす（$\mathrm{Im}[\beta_x] = 0$）とき、バスバー部では y 方向の減衰定数$-j\beta_{by}$ が実数となるため、バスバー部のモードプロファイルはエバネセント波となる。これは、LSAW が導波モードとなることを表している。一方、導波条件を満たさない（$\mathrm{Im}[\beta_x] \neq 0$）とき、バスバー部では y 方向の減衰定数$-j\beta_{by}$ が複素数となるため、バスバー部のモードプロファイルは進行波となる。このバスバー方向への進行波が LSAW の斜め放射を表している。

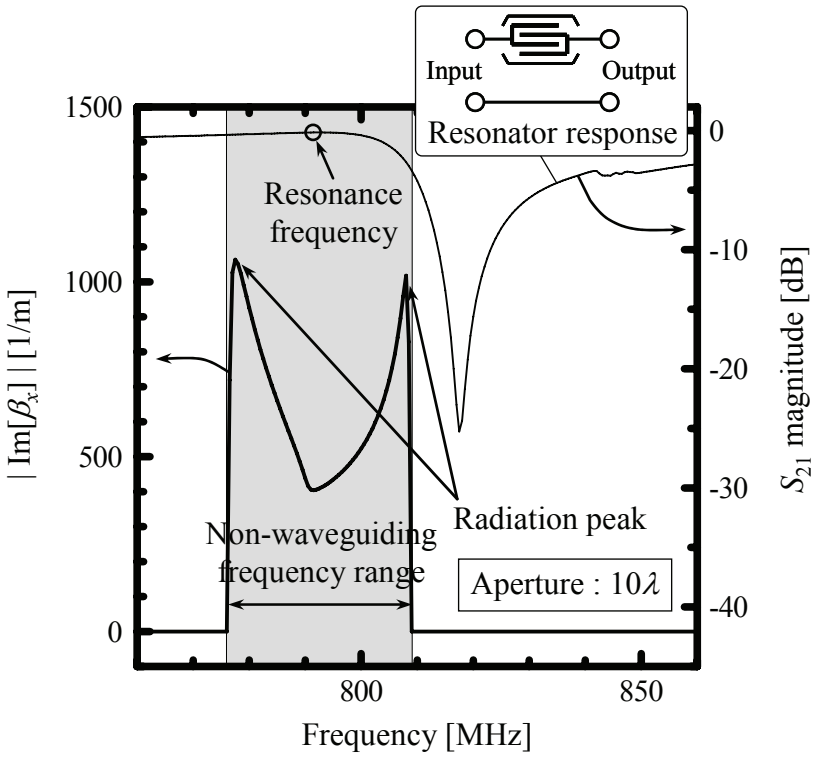


図3.7 斜め放射係数の計算結果

ここで、斜め放射の周波数依存性について考察する。β_x の虚部（$\mathrm{Im}[\beta_x]$）は、x 方向に伝搬するモードの減衰定数である。本解析では、x 方向に伝搬するモードの減衰は斜め放射だけに起因するので、$\mathrm{Im}[\beta_x]$は「斜め放射係数」と考えることができる。式(3.14)を解き、斜め放射係数 $\mathrm{Im}[\beta_x]$の周波数依存性を計算した結果を図 3.7 に示す。この放射係数に共振器内の SAW 振幅を掛けたものが実際に放射される SAW 振幅

に比例する。図 3.7 の計算結果から、斜め放射係数は 2 つのピークを持つことがわかった。また、これらのピーク周波数はおよそ $v_g = v_b$ となる周波数であることもわかった。つまり、およそ $v_g = v_b$ となる周波数で LSAW が放射される割合が最も大きくなる。図 3.7 と図 2.6 を比較すればわかるように、ラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部で放射係数がピークとなっている。このことから、斜め放射を抑制すれば帯域端部の損失が低減し、高角形のラダー型 SAW フィルタが実現できると期待できる。

3.3 ナローフィンガー共振器の提案

本節では、前節での解析結果をもとに、斜め放射を抑制できる「ナローフィンガー共振器」を提案する。2 次元の LSAW 分布シミュレーションにより斜め放射の抑制効果を確認した後、試作・評価を行い、ラダー型 SAW フィルタの低損失化を実証する。

3.3.1 ナローフィンガー共振器の構造と斜め放射係数の計算

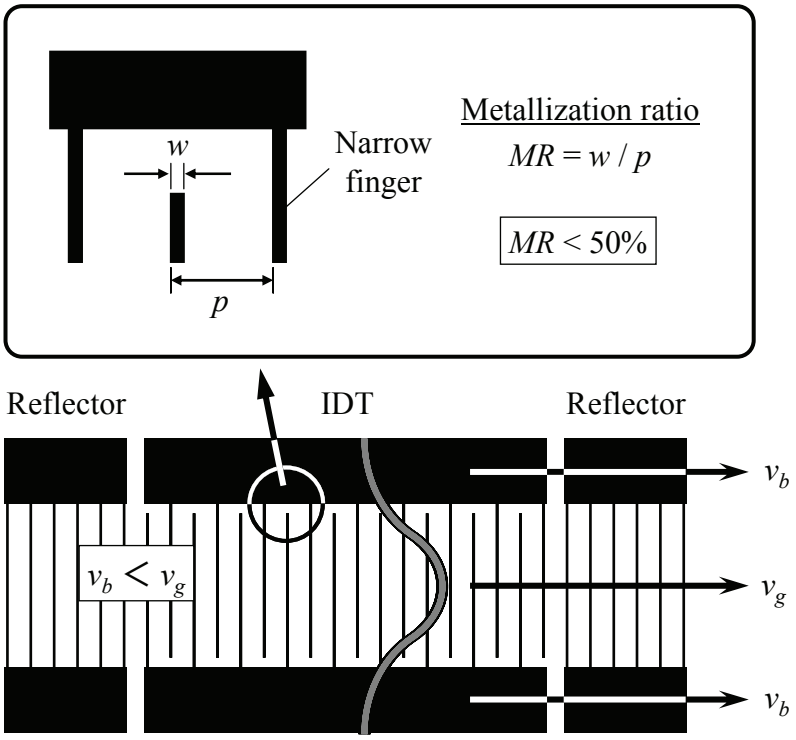


図3.8 ナローフィンガー共振器の構造

前節の解析結果から、LSAW の斜め放射を抑制する 1 つの方法として、グレーティング部の速度 v_g を速くすることが考えられる。この実現構造として、図 3.8 に示すような、グレーティング電極の幅を細くすることで v_g を速くした、「ナローフィンガー共振器」を提案する。

グレーティング電極幅を定量的に扱うために、グレーティング周期 p 当りに電極幅 w が占める割合を Metallization ratio（MR）として定義する。すなわち、

$$MR = w / p \tag{3.15}$$

とする。通常、SAW 共振器は MR = 50%前後で作製されるが、ナローフィンガー共振器は、MR を 50%より大幅に小さくした構造である。

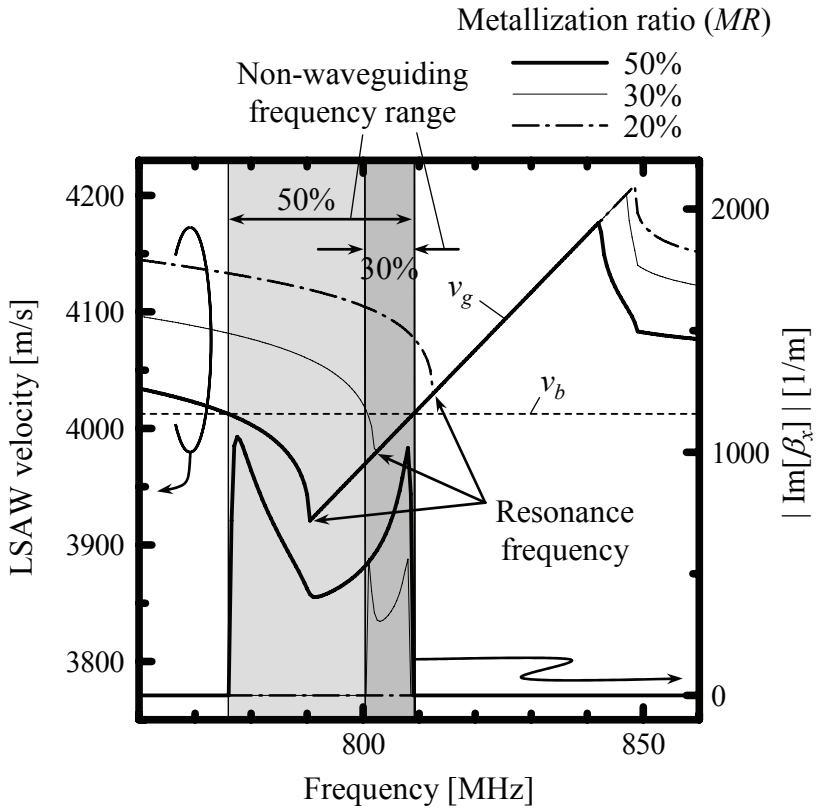


図3.9 ナローフィンガー共振器のv_g分散と斜め放射係数の計算結果

800 MHz 帯テスト共振器の MR を 30%、20%と小さくしたときの v_g 分散を計算した。

まず、文献[63], [64]で示されている境界積分法により、MR が 30%と 20%の 36° Y カット LT 基板上の Al 短絡グレーティングにおける分散特性を計算し、この結果と式(3.2)から求めた分散特性が一致するようにκ_{11}とκ_{12}を決定した。MR が 30%のとき、$\kappa_{11} \times p = 0.070$、$\kappa_{12} \times p = 0.077$ で、MR が 20%のとき、$\kappa_{11} \times p = 0.051$、$\kappa_{12} \times p = 0.056$ と求められた。グレーティング周期 p はすべての構造で同一とした。求めたパラメータを用いて、式(3.3)から v_g を計算した結果を図 3.9 に示す。同図には、式(3.14)から計算した、β_x の虚部（斜め放射係数）も示してある。式(2.50)からわかるように、MR を小さくすると IDT の静電容量が低下するため、開口長を拡大することで容量を補正した。

MR を 30%にすると、v_g が速くなるため共振周波数が高くなり、非導波範囲が狭くなることがわかった。さらに、開口長を広くしたため、放射係数が低減することもわかった。非導波範囲が狭くなれば、放射ピークをラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部からそらすことができ、帯域端部を低損失化できると考えられる。

MR を 20%にすれば、全周波数で v_g は v_b よりも速くなり、全く放射しなくなることがわかった。放射係数は全周波数で 0 となっている。

以上の計算結果から、共振器の MR を小さくすることで、ラダー型 SAW フィルタの低損失化が期待できるとわかった。

3.3.2 2 次元シミュレーションによる斜め放射の可視化

共振器における LSAW の 2 次元振幅分布を計算し、ナローフィンガー構造の斜め放射抑制効果を確認した。LSAW の伝搬（x 軸）方向の分布はモード結合理論を用いて計算し、開口長（y 軸）方向の分布は導波モード解析手法を用いて計算した。

まず、第 2 章で述べたモード結合理論を用いたシミュレーション手法をベースとした、x 軸方向の LSAW 分布の計算方法を説明する。図 2.15 に示した $U_+(x)$と $U_-(x)$を x 方向の各ポイントで計算することで伝搬方向の振幅分布を求めた。図 3.10 に示すモデルにおいて、$x = 0$ から $x = L$ までのデバイス全体のハイブリッド行列$[H]$は、

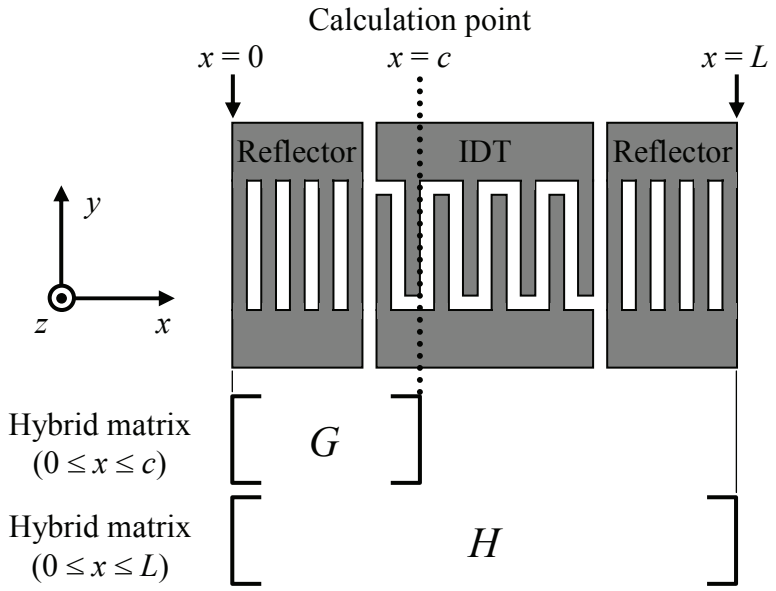


図3.10　共振器とハイブリッド行列の関係

$$[H]=\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & 0 & h_{15} & 0 \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & 0 & h_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & 1 & h_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ h_{61} & h_{62} & h_{63} & 0 & h_{65} & 1 \end{pmatrix} \tag{3.16}$$

と表すことができる。ここで、ベクトル $\mathbf{P}(x)$は、

$$\mathbf{P}(0)=(0,U_{-}(x),V_i,0,V_o,0)^T$$
$$\mathbf{P}(L)=(U_{+}(x),0,V_i,I_i(x),V_o,I_0(x))^T$$

であるので、式(3.16)、及び、上式を式(2.38)に代入することで次式を得る。

$$U_{-}(0)=-h_{23}/h_{22}V_i-h_{25}/h_{22}V_o \tag{3.17}$$

また、$x=0$ から $x=c$（振幅の計算ポイント）までのハイブリッド行列$[G]$を、

$$[G]=\begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} & 0 & g_{15} & 0 \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} & 0 & g_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ g_{41} & g_{42} & g_{43} & 1 & g_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ g_{61} & g_{62} & g_{63} & 0 & g_{65} & 1 \end{pmatrix} \tag{3.18}$$

とおき、

$$\mathbf{P}(c)=[G]\mathbf{P}[0] \tag{3.19}$$

を解けば、

$$\begin{aligned} U_{+}(c) &= g_{12}U_{-}(0)+g_{13}V_i+g_{15}V_o \\ U_{-}(c) &= g_{22}U_{-}(0)+g_{23}V_i+g_{25}V_o \end{aligned} \tag{3.20}$$

が得られる。式(3.17)を式(3.20)に代入すれば、求めるべき $U_{+}(c)$と $U_{-}(c)$は、入出力電圧 V_i、V_o を用いて次のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} U_{+}(c) \\ U_{-}(c) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} g_{13}-g_{12}h_{23}/h_{22} & g_{15}-g_{12}h_{25}/h_{22} \\ g_{23}-g_{22}h_{23}/h_{22} & g_{25}-g_{22}h_{25}/h_{22} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V_i \\ V_o \end{pmatrix} \tag{3.21}$$

デバイスの入出力電圧 V_i、V_o がわかれば、式(3.21)を用いて $U_{+}(c)$と $U_{-}(c)$が求まり、求めた $U_{+}(c)$と $U_{-}(c)$を式(2.37)に代入すれば、$x = c$ における LSAW の振幅を算出することができる。

次に、デバイスの入出力電圧 V_i、V_o の求め方を述べる。まず、図 2.14 に示したような 2 ポートデバイスの場合を考える。2 ポートデバイスは、図 3.11 に示した回路で駆動される。

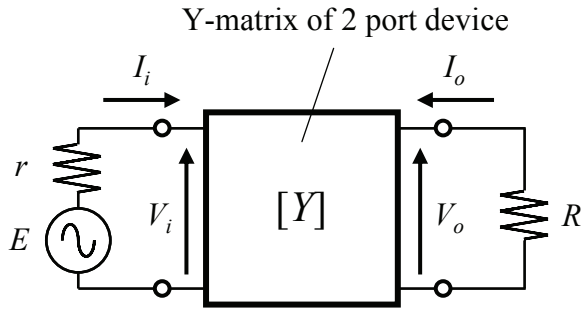


図3.11　2ポートデバイスの駆動回路

E は駆動電圧、r は電源の内部抵抗、R は終端抵抗で、デバイス全体の Y 行列は、

$$[Y]=\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \tag{3.22}$$

と表されるものとすると、V_i と V_o の関係は以下のようになる。

$$V_o=-\frac{y_{21}R}{1+y_{22}R}V_i \tag{3.23}$$

V_i は、駆動電圧 E を用いて、

$$V_i=\frac{1+y_{22}R}{(1+y_{11}r)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}rR}E \tag{3.24}$$

と表されるので、式(3.23)と式(3.24)を式(3.21)に代入することで、LSAW 振幅を駆動電圧の関数として求めることができる。

一方、1 ポート共振器のような 1 ポートデバイスの場合は、出力 IDT が無いので、式(3.21)は以下のようになる。

$$\begin{pmatrix} U_+(c) \\ U_-(c) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{13} - g_{12}h_{23}/h_{22} \\ g_{23} - g_{22}h_{23}/h_{22} \end{pmatrix} V_i \qquad (3.25)$$

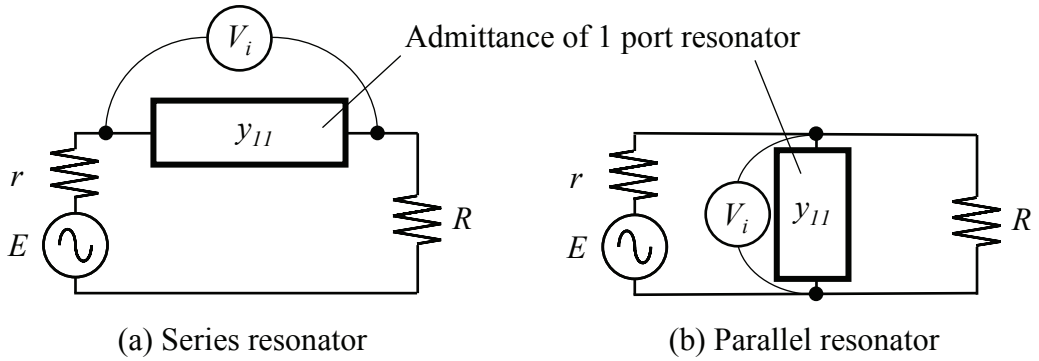


図3.12　1ポート共振器の駆動回路

直列／並列接続された 1 ポート共振器は、それぞれ図 3.12 (a)と図 3.12 (b)に示す回路で駆動される。y_{11} は、共振器のアドミタンスである。直列接続の場合の V_i は、

$$V_i = \frac{1}{1 + y_{11}(r + R)} E \qquad (3.26)$$

であり、並列接続の場合の V_i は、

$$V_i = \frac{R}{r + R + y_{11} rR} E \qquad (3.27)$$

である。式(3.26)または式(3.27)を式(3.25)に代入することで、直列／並列接続された共振器の LSAW 振幅を駆動電圧の関数として求めることができる。

実際の計算では、$p/16$ ごとに$[G]$を求め、式(3.26)と式(3.25)を用いて、直列接続された共振器の x 軸方向の LSAW 分布を求めた。

次に、導波モード解析手法による開口長（y 軸）方向の LSAW 分布の計算方法を述べる。3.2.2 節で説明したように、式(3.14)の分散方程式から x 軸方向の波数β_xを求め、これを式(3.10)及び式(3.11)に代入することで、y 軸方向のモードプロファイルを計算

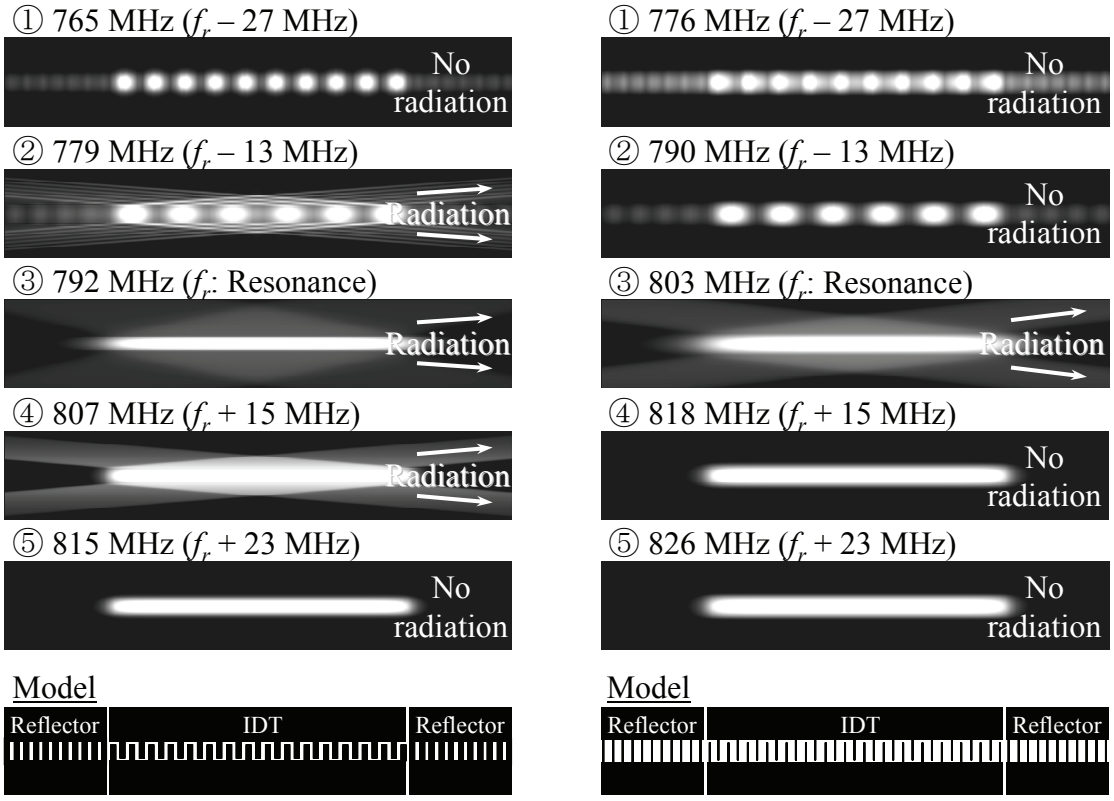
することができる。このプロファイルを y 軸方向の振幅分布として、先に述べた x 軸方向の分布を掛け合わせることで LSAW の 2 次元分布を計算した。式(3.1)の導波条件を満たさない場合のバスバー部の分布は、グレーティング部とバスバー部の境界から放射される進行波として計算した。この進行波（斜め放射）の伝搬角 θ は、

$$\theta = \arctan \frac{\mathrm{Re}\left[\beta_{by}\right]}{\mathrm{Re}\left[\beta_x\right]} \tag{3.28}$$

として計算した。

以上説明した計算方法で、MR = 50%の従来共振器と MR = 30%のナローフィンガー共振器の 2 次元 LSAW 分布を計算した。図 3.13 に計算結果を示す。表示が明るい程、LSAW 振幅が大きいことを表している。スケールは各分布の振幅の最大値で規格化してある。計算した周波数は、以下の 5 点である。

① f_r － 27 MHz　:導波（MR = 30, 50%）
② f_r － 13 MHz　:非導波、放射ピーク（MR = 50%）、導波（MR = 30%）
③ f_r（共振周波数）:非導波（MR = 30, 50%）
④ f_r ＋15 MHz　:非導波、放射ピーク（MR = 50%）、導波（MR = 30%）
⑤ f_r ＋23 MHz　:導波（MR = 30, 50%）



(a) Conventional structure (MR = 50%)　　(b) Narrow finger structure (MR = 30%)

図3.13　従来共振器とナローフィンガー共振器における2次元LSAW分布の計算結果

MR = 50%の従来共振器では、②、③、④の周波数で斜め放射が生じていることが確認できる。斜め放射の振幅は、斜め放射係数（Im[β_x]）に比例するため、③よりも②、④の方が放射振幅が大きくなっている。一方、MR = 30%のナローフィンガー共振器では、②と④の周波数で斜め放射を抑制することができている。しかしながら、③の共振周波数では、導波条件を満たさないため、放射が生じている。図 3.9 の計算結果から、MR = 20%のナローフィンガー共振器を用いれば、この共振周波数の放射をも抑制できると考えられる。以上の結果から、ナローフィンガー共振器を用いることで、斜め放射のピークをラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部からそらすことができ、高角形のフィルタが実現できると期待できる。

3.3.3 実験結果

実験では、まず、単体のナローフィンガー共振器を作製し、LSAW 分布の光学観測

及び電気特性の評価を行い、斜め放射の抑制を検証する。次に、ナローフィンガー共振器をラダー型 SAW フィルタに適用し、通過帯域端部の低損失化を実証する。

3.3.3.1 共振器単体の評価結果

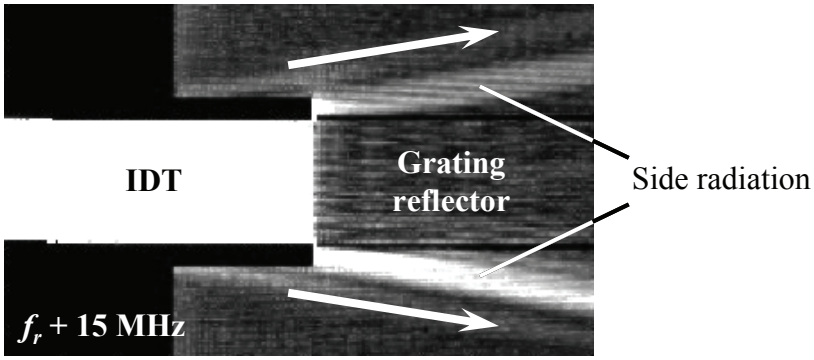
表3.1 実験に用いた800 MHz帯テスト共振器の設計パラメータ

1) Conventional resonator	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	50.0 μm
Metallization ratio：MR	50%
2) Narrow finger resonator 1	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	67.47 μm
Metallization ratio：MR	30%
3) Narrow finger resonator 2	
Grating pitch：p	2.48 μm
IDT pair number	170
Reflector electrode number	120
Aperture length：AP	80.72 μm
Metallization ratio：MR	20%

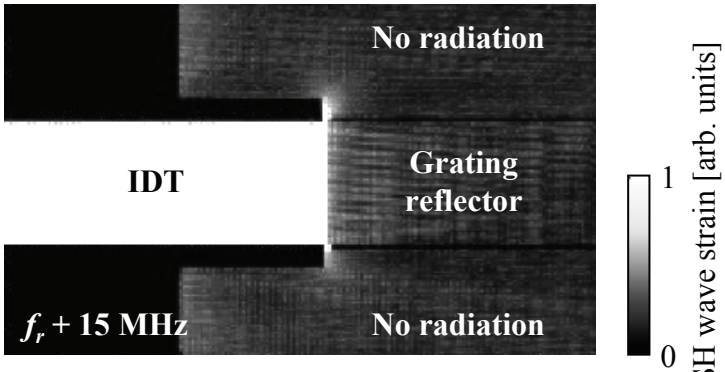
42° Y カット LT 基板上に、MR = 50%、30%、20%の 800 MHz 帯テスト共振器を作製し、斜め放射抑制の検証実験を行った。各共振器の設計パラメータを表 3.1 に示す。Al 電極の厚さ h は 430 nm とした。MR の低減による IDT 静電容量の低下は、開口長の拡大により補正した。

まず、偏光検出法[56], [57]を用いて、MR = 50%、30%の共振器の LSAW 分布を測定した。両共振器に印加した信号周波数は、④ f_r ＋15 MHz である。前節までの計算結果によれば、④の周波数は MR = 50%の共振器にとっては斜め放射のピーク周

波数に相当し、*MR* = 30%の共振器にとっては斜め放射が生じない導波周波数に相当する。図 3.14 に、LSAW 分布の測定結果を示す。図 3.13 の④の計算結果の通り、*MR* = 30%とすることで、斜め放射が抑制されることを確認した。



(a) Conventional resonator (*MR* = 50%)



(b) Narrow finger resonator (*MR* = 30%)

図3.14　従来共振器とナローフィンガー共振器におけるLSAW分布の観測結果

次に、電気特性を評価した。コンダクタンス特性の測定結果を図 3.15 に示す。ネットワークアナライザで *S* パラメータを測定し、得られた *S* パラメータを *Y* パラメータに変換してコンダクタンス特性を得た。*MR* を小さくするほど、共振ピークが鋭くなった。この理由は、*MR* = 30%の共振器では、開口長を拡大したことで放射係数が低下したためで、*MR* = 20%の共振器では、共振点を含むすべての周波数で $v_b < v_g$ となり、完全に放射を抑制できたためと考えられる（図 3.9 参照）。測定したアドミタンス特性から、次式を用いて共振 *Q* 値を計算した。

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f_r} \tag{3.29}$$

ここで、Δf_r は、共振点におけるアドミタンスピークの半値全幅である。MR = 50%の従来共振器で Q = 322 であったのに対して、MR = 30%で Q = 841、MR = 20%で Q = 1038 とナローフィンガー構造にすることで Q 値は飛躍的に向上した。

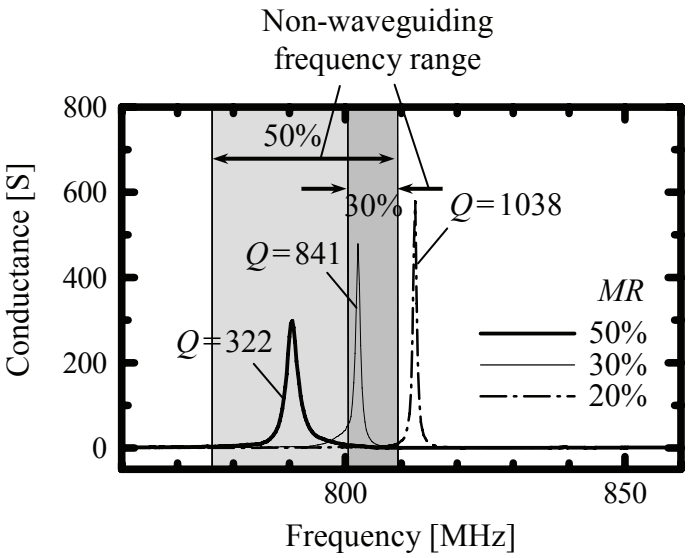
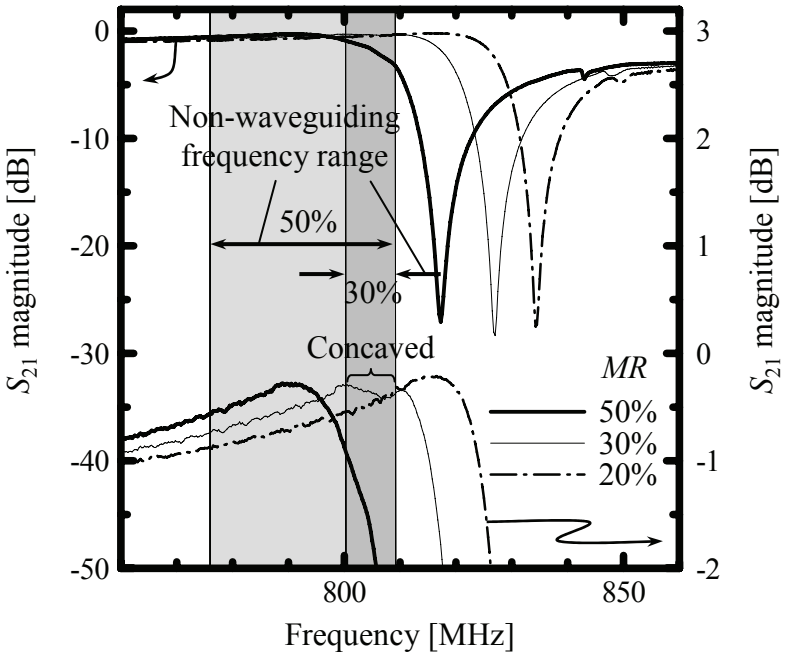
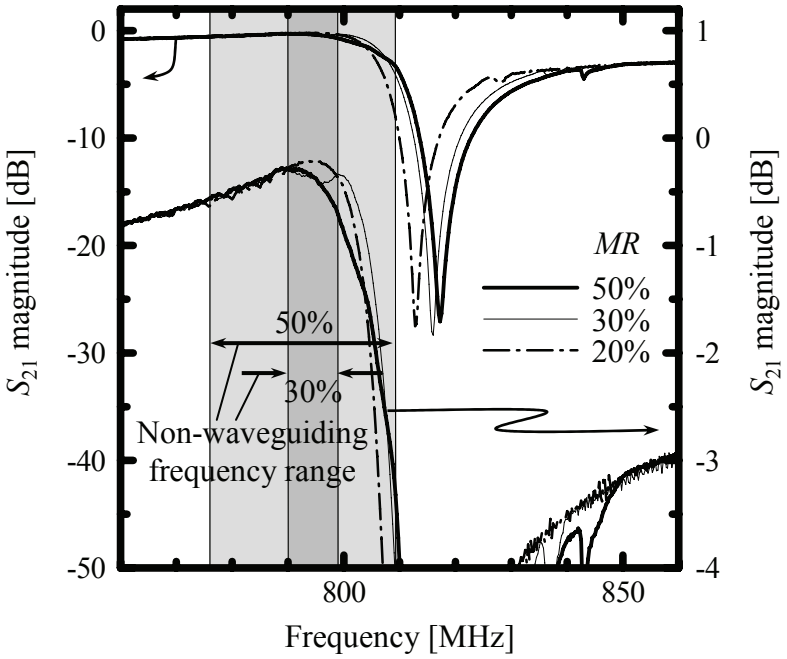


図3.15　ナローフィンガー共振器のコンダクタンス特性（実験）

作製した共振器を直列接続にして通過特性を評価した結果を図 3.16 (a)に示す。MR = 30%にすると、非導波周波数範囲が狭くなり、この部分でのみ放射が起こるため、共振点付近がわずかに窪んでいることがわかる。MR = 20%にすると、全周波数で導波条件を満足し、完全に斜め放射を抑制できるため、最も低損失となっている。MR = 20%の共振点での最小挿入損失は、MR = 50%よりも 0.07 dB 低減した。



(a) Curves as measured



(b) Curves re-plotted with frequency shift

図3.16　ナローフィンガー共振器の通過特性（実験）

挿入損失の改善をわかりやすくするために、共振点が一致するように周波数をシフトしてプロットした通過特性を図 3.16 (b)に示す。*MR* = 30%にすることで、放射ピークが共振特性の肩部分からはずれ、ラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部に相当す

る周波数で低損失化していることがわかる。*MR* = 20%にすると、斜め放射が完全に抑制され、共振点付近で最も低損失となっている。

図 3.16 (b)から、*MR* を小さくすることで共振－反共振周波数間隔（Δf_s）が小さくなっていることがわかる。これは、*MR* が小さいほど実効的な電気機械結合係数が小さくなるためである。図 3.17 に、*MR* に対するΔf_sと共振 *Q* 値の関係をプロットしたグラフを示す。*MR* を小さくするほど共振 *Q* 値が向上し、Δf_s は小さくなるため、ラダー型 SAW フィルタを高角形にできると考えられる。ただし、あまりΔf_s を小さくし過ぎてしまうと、フィルタの通過帯域幅が狭くなり、必要とされる帯域幅を確保できなくなってしまう。したがって、実際のフィルタ設計に際しては、所望の通過帯域幅に応じて最適な *MR* を選択する必要がある。

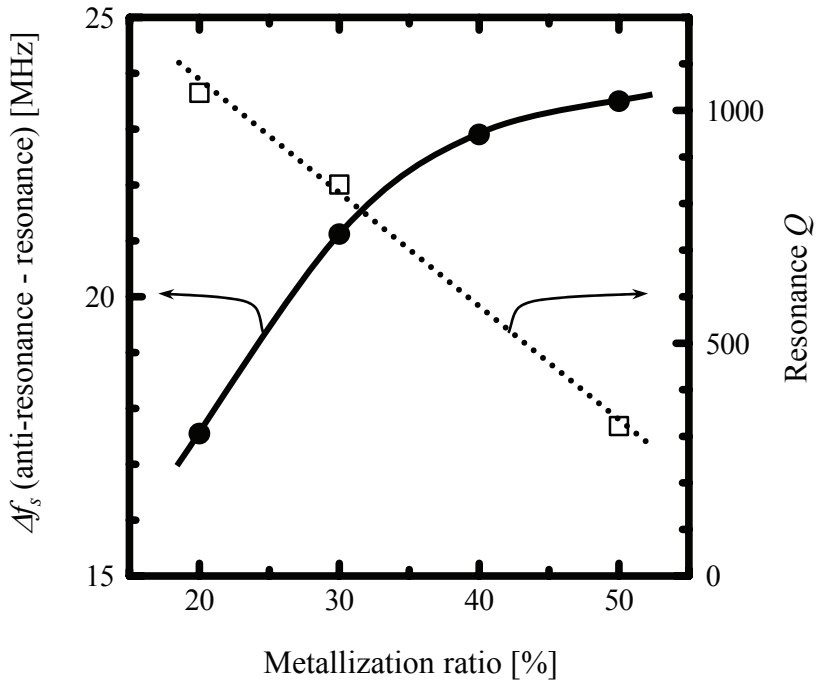


図3.17 *MR*に対するΔf_sと共振*Q*値の実測値（800 MHz帯共振器）

3.3.3.2 ラダー型 SAW フィルタへの適用

低損失化の効果をわかりやすくするために、提案したナローフィンガー共振器を直列共振器のみに適用したラダー型SAWフィルタを作製した。基板は、42° YカットLT基板を使用した。

まず、800 MHz 帯フィルタで実験を行った。フィルタの構成は、R_s－R_p'－R_s'－R_p'－R_s'－R_p の 5 段で設計パラメータは表 3.2 に示したものを用いた。Al 電極の厚さは 430 nm とした。すべての共振器の *MR* が 50%の従来フィルタと、直列共振器の *MR* のみ 30%にしたフィルタを作製した。作製したフィルタの通過特性を評価した結果を図 3.18 に示す。ナローフィンガー構造としたことで、直列共振器の高周波側の斜め放射ピークが通過帯域端部から外れ、フィルタの高周波側帯域端部が大幅に低損失化した。しかしながら、従来構造の直列共振器における低周波側の斜め放射ピークに対応するフィルタ低周波側帯域端部の損失は、ナローフィンガー共振器にしても変化がなかった。この理由は次のように考えられる。直列共振器にかかる電力は、インピーダンスが最大となる反共振点辺りがピークであり、低周波側の斜め放射ピーク周波数付近ではほとんど電力がかからない。したがって、低周波側の斜め放射ピーク周波数付近では、励振される LSAW がわずかであるため斜め放射量も少なく、放射を抑制しても低損失化の効果が小さいと考えられる。

次に、1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用フィルタを作製した。フィルタの構成は、R_s－R_p'－R_s－R_s－R_p'－R_s の 4 段で設計パラメータは表 3.3 に示したものを用いた。Al 電極の厚さは 184 nm とした。すべての共振器の *MR* が 50%の従来フィルタと、直列共振器の *MR* のみ 35%にしたフィルタを作製した。作製したフィルタの通過特性を評価した結果を図 3.19 に示す。800 MHz 帯のフィルタと同様に、*MR* を小さくしたことで LSAW の斜め放射が抑制され、フィルタの高周波側帯域端部が大幅に低損失化した。*MR* を小さくすることで、IDT 電極の電気抵抗が増加するが、フィルタの挿入損失は増加していない。これは、ラダー型 SAW フィルタを構成する SAW 共振器の IDT 対数が 100 対前後と非常に多いため、IDT 全体としての電極抵抗は十分に小さいためである。ナローフィンガー共振器の適用により、高周波側の遷移幅は 29.3 MHz から 13.7 MHz に縮小した。第 2 章で提案した位相反転共振器との組合せにより、さらに遷移幅を小さくでき、PCS 用デュプレクサの Tx フィルタに適用可能な高角形フィルタを実現できると考えられる。

表3.2　作製した800 MHz帯ラダー型SAWフィルタの設計パラメータ

Filter type : 5-stage ladder filter ($R_s - R_p' - R_s' - R_p' - R_s' - R_p$)

1) Conventional ladder filter

Metallization ratio (*MR*) of all resonators	50%
Series-resonator R_s	
Grating pitch : *p*	2.293 μm
IDT pair number	151
Aperture length : *AP*	50.0 μm
Series-resonator R_s'	
Grating pitch : *p*	2.293 μm
IDT pair number	94
Aperture length : *AP*	40.0 μm
Parallel-resonator R_p	
Grating pitch : *p*	2.395 μm
IDT pair number	75
Aperture length : *AP*	80.0 μm
Parallel-resonator R_p'	
Grating pitch : *p*	2.395 μm
IDT pair number	121
Aperture length : *AP*	100.0 μm

2) Ladder filter using narrow finger resonator

Series-resonator R_s	
Grating pitch : *p*	2.335 μm
IDT pair number	151
Aperture length : *AP*	77.99 μm
Metallization ratio : *MR*	30%
Series-resonator R_s'	
Grating pitch : *p*	2.335 μm
IDT pair number	94
Aperture length : *AP*	62.40 μm
Metallization ratio : *MR*	30%

Parallel-resonator R_p　Same as R_p of 1)

Parallel-resonator R_p'　Same as R_p' of 1)

表3.3　作製した1.9 GHz帯PCS-Tx用ラダー型SAWフィルタの設計パラメータ

Filter type : 4-stage ladder filter ($R_s - R_p' - R_s - R_s - R_p' - R_s$)

1) Conventional ladder filter

Metallization ratio (*MR*) of all resonators	50%
Series-resonator R_s	
Grating pitch : *p*	1.045 μm
IDT pair number	161
Aperture length : *AP*	35.0 μm
Parallel-resonator R_p'	
Grating pitch : *p*	1.085 μm
IDT pair number	75
Aperture length : *AP*	60.0 μm

2) Ladder filter using narrow finger resonator

Series-resonator R_s	
Grating pitch : *p*	1.058 μm
IDT pair number	161
Aperture length : *AP*	43.63 μm
Metallization ratio : *MR*	35%
Series-resonator R_p'	
Grating pitch : *p*	1.080 μm
IDT pair number	75
Aperture length : *AP*	60.0 μm
Metallization ratio : *MR*	50%

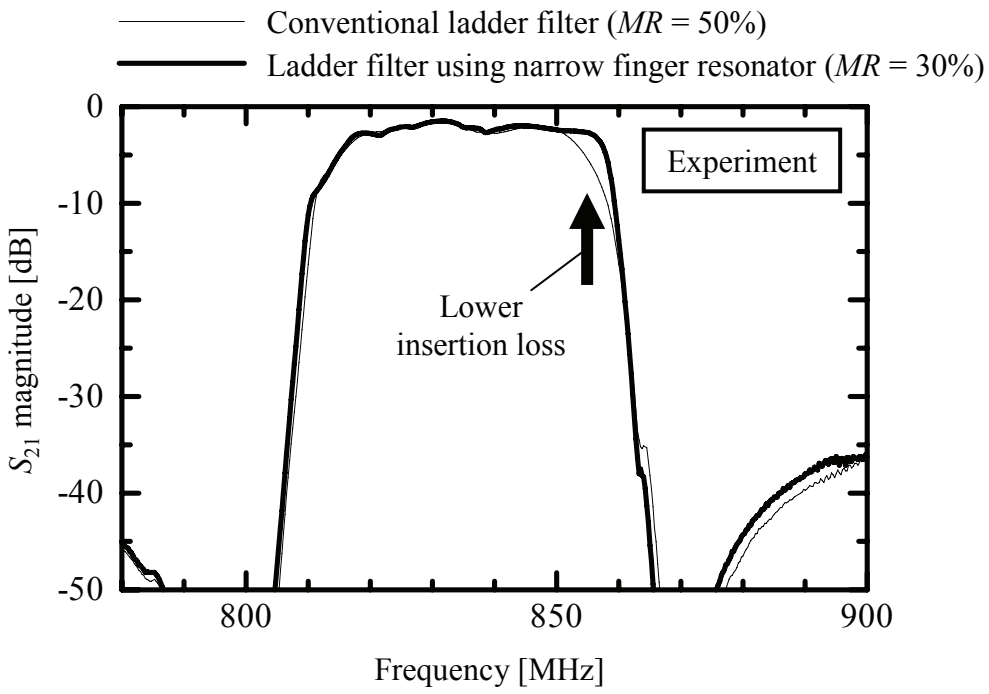


図3.18　ナローフィンガー共振器を用いた
800 MHz帯ラダー型SAWフィルタの特性（実験）

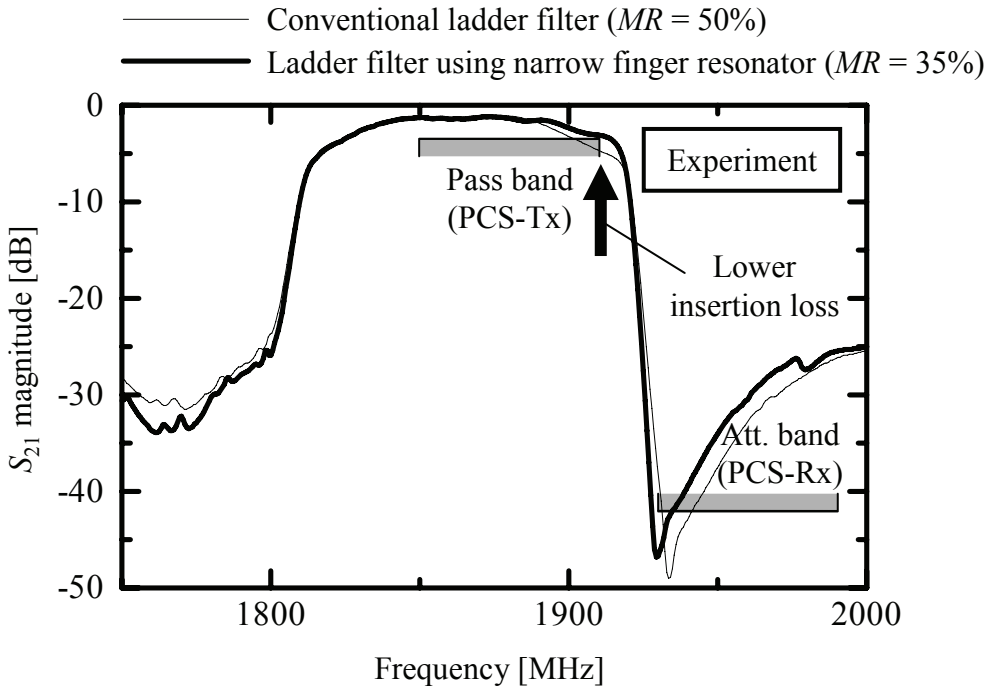


図3.19　ナローフィンガー共振器を用いた
1.9 GHz帯PCS-Tx用ラダー型SAWフィルタの特性（実験）

3.4 結言

回転 Y カット LT 基板上の共振器における LSAW の斜め放射を、導波モード解析手法により解析した。その結果、斜め放射率はグレーティング部の LSAW 速度 v_g とバスバー部の LSAW 速度 v_b がおよそ一致する周波数でピークとなることがわかった。さらに、放射ピークは共振点の前後に 2 つ存在し、直列共振器における 2 つの放射ピークはラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部に対応することもわかった。この結果を踏まえ、v_g を速くすることで斜め放射を抑制する「ナローフィンガー共振器」を提案した。実験の結果、この構造で斜め放射が抑制され、共振 Q 値が従来の 3 倍以上に向上することを確認した。さらに、ナローフィンガー共振器を 800 MHz 帯、及び、1.9 GHz 帯ラダー型 SAW フィルタに適用し、高周波側の通過帯域端部を大幅に低損失化できることを実証した。斜め放射の抑制により、1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用フィルタの遷移幅を 29.3 MHz から 13.7 MHz に縮小できた。

第 4 章 リアクタンス効果による DMS フィルタの急峻化及び低損失化

4.1 緒言

ダブルモード型 SAW（double mode SAW：DMS）フィルタ[14], [65], [66]の一般的な電極構成は、図 4.1 (a)に示すように、1 組のグレーティング反射器間に 1 つの入力 IDT と 2 つの出力 IDT が配置された構成である。入力端子に印加された電気信号は、入力 IDT において SAW に変換される。励振された SAW は、出力 IDT において再び電気信号に変換される。このように DMS フィルタは、入力 IDT と出力 IDT が電気的に分離されている構造であるため、入力 IDT 及び出力 IDT の上下 2 つの端子を信号－グランド端子とした構成（図 4.1 (a)）だけでなく、信号－信号端子とした構成にすることもできる。上下 2 つの端子をともに信号端子とした場合、2 端子の信号は互いに位相が 180° 異なるので平衡（バランス）信号となる。したがって、例えば図 4.1 (b)に示すように、入力 IDT の 2 端子のうち一方を信号端子、他方をグランド端子とし、出力 IDT の 2 端子をともに信号端子とすれば、平衡－不平衡変換（バランス変換）機能を有するバランス型 DMS フィルタを実現することができる[67], [68]。差動回路であることが多い携帯電話端末の受信回路においては、ほとんどの場合 Rx フィルタとしてバランス型 DMS フィルタが採用されている。

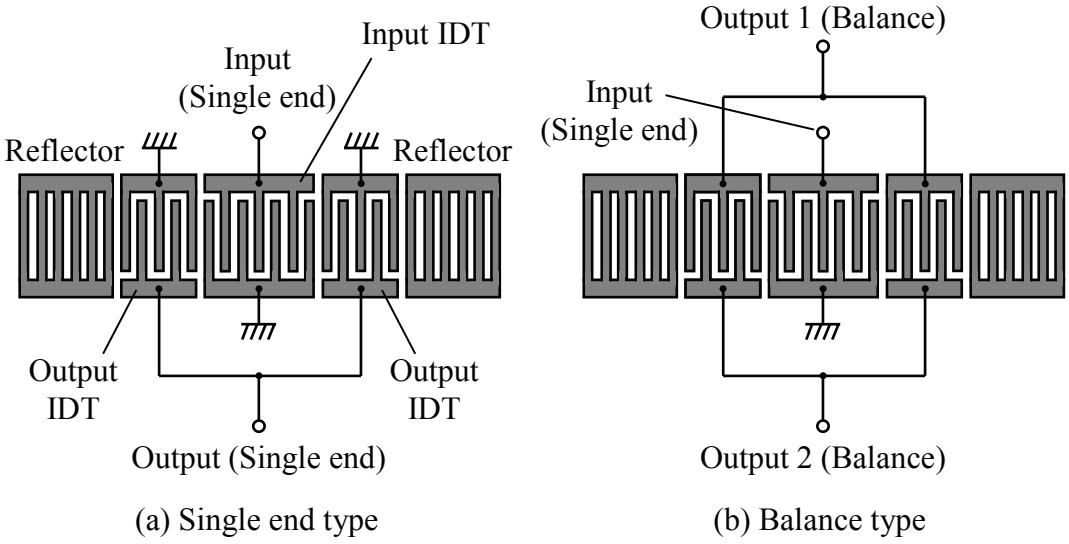


図4.1 DMSフィルタの電極構成

DMSフィルタのフィルタ特性は、ラダー型SAWフィルタに比べて少し挿入損失が大きいが、低周波側のカットオフ特性が急峻で抑圧度も大きいという特徴がある。既に実用化されている800 MHz帯携帯電話用デュプレクサは、Tx、Rxフィルタともに、低損失であるという理由からラダー型 SAW フィルタが用いられている。しかしながら、ラダー型 SAW フィルタはもともと低周波側のカットオフ特性がそれほど急峻ではないため、1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサの Rx フィルタに適用するのは困難であると筆者は考えた。そこで本研究では、低周波側のカットオフ特性が急峻な DMS フィルタを PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに採用することにした。ただし、従来技術の DMS フィルタであっても、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタの仕様を満足できるだけの急峻なカットオフ特性は得られないため、さらなる急峻性の向上が必要である。さらに、挿入損失の低減も必須である。

近い将来、デュプレクサのRx端子は現在のシングルエンド型からバランス型に移行すると考えられている。このことからも、バランス出力化を容易に実現できる DMS フィルタを Rx フィルタとするデュプレクサの研究開発を行うことは非常に意義深いといえる。DMSフィルタを用いたデュプレクサの報告例はなく、本研究が初の試みである。

本章では、DMSフィルタの動作原理を簡単に述べた後、低周波側カットオフ特性の急峻性を向上できる、リアクタンス効果を利用した新たな DMS フィルタ構造を提案する。さらに、小型並列接続構造、バルク波放射抑制構造、斜め放射抑制構造を提案・適用し、DMS フィルタを低損失化する。これらの技術を用いて、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能な、高角形の DMS フィルタを実現する。

4.2 DMS フィルタの動作原理と従来特性

まず、DMSフィルタの動作原理を簡単に述べる。図 4.2 に、DMSフィルタの電極構成を示す。1 組のグレーティング反射器間に 1 つの入力 IDT と 2 つの出力 IDT が対称配置された構成である。p_r、p_i、p_o はそれぞれ反射器、入力 IDT、出力 IDT のグレーティング周期で、通常 $p_i = p_o \neq p_r$ で設計される。AP は入出力 IDT の開口長で、$g1$ は入出力 IDT 間の隣接電極の中心間隔である。

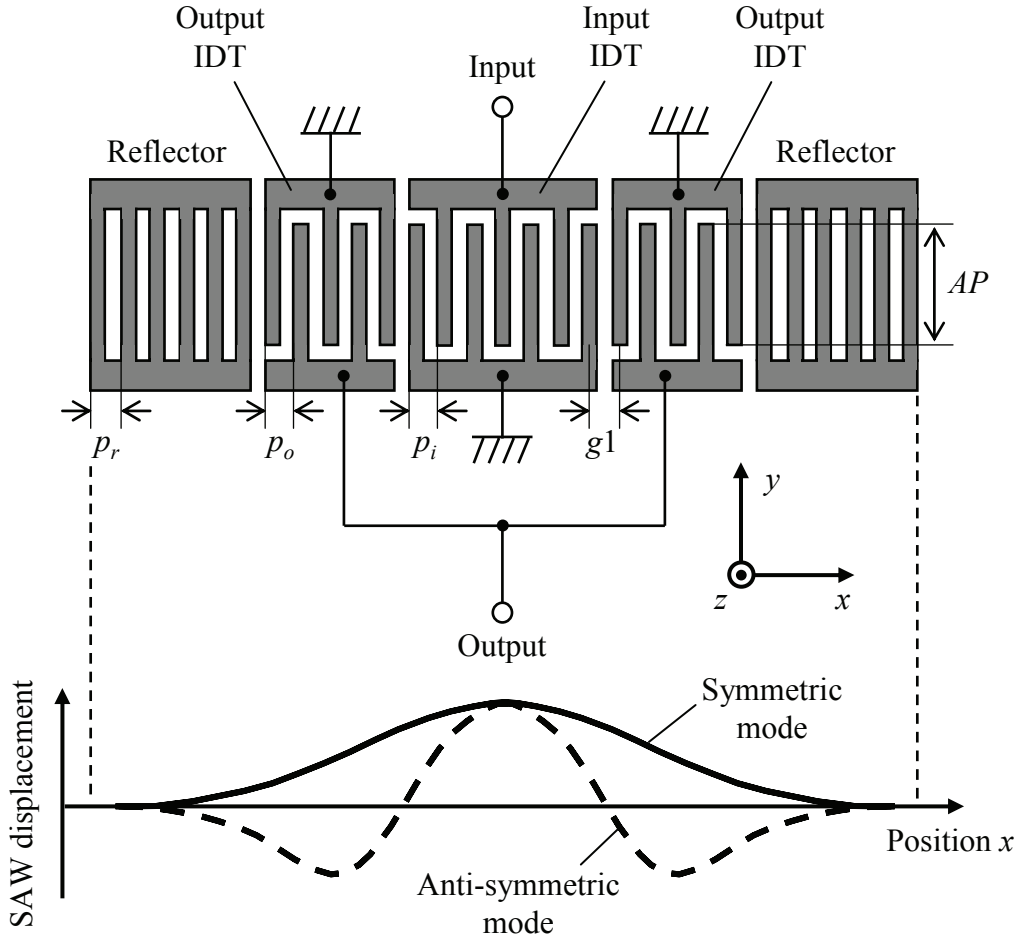


図4.2 DMSフィルタの電極構成および対称・反対称モードの変位分布

入力 IDT に RF 信号を入力すると、その周波数に応じて、伝搬方向に対称モード（1 次縦モード）と反対称モード（3 次縦モード）の SAW 定在波が励起される（図 4.2 下図）。この対称・反対称モードを分離して考えると、各モードにより形成される伝達周波数特性は図 4.3 の破線のようになる。f_{sm} と f_{am} はそれぞれ対称・反対称モードの共振周波数である。DMS フィルタは対称モードと反対称モード両方が励起される構造であるので、伝達周波数特性は各モードの特性が合成され、f_{sm}とf_{am}の周波数間を通過帯域とするバンドパスフィルタ特性となる（図 4.3 の実線）。

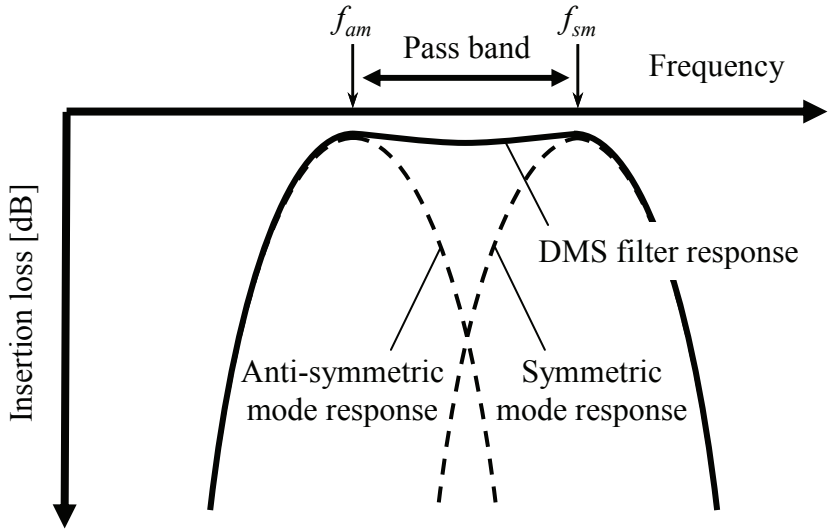


図4.3　対称・反対称モードの合成によるDMSフィルタの通過帯域形成原理

f_{sm}とf_{am}の周波数間隔、すなわち DMS フィルタの通過帯域幅は、$g1$ によって制御できることが知られている[14]。f_{sm}とf_{am}の周波数間隔は、入出力 IDT 間が周期的に連続した位置である $g1 = p_i (= p_o)$から狭くしていくと広がり、$g1 = 0.5\ p_i (= 0.5\ p_o)$のとき最大になる。ただし、$f_{sm}$と$f_{am}$を離し過ぎると通過帯域中央部が窪んだ特性となってしまう。帯域中央部を窪ませることなくどれだけ広い通過帯域幅を確保できるかは、使用する圧電基板の電気機械結合係数 k^2 に依存し、k^2 が大きいほど広帯域にできる。回転 Y カット LT 基板を用いた場合、$g1 = 0.7\ p_i (= 0.7\ p_o)$程度としたときの通過帯域幅が確保できる最大帯域幅である。したがって LT 基板では、最大帯域幅が得られる $g1 = 0.7\ p_i (= 0.7\ p_o)$程度で設計されることが多い。$g1 = 0.7\ p_i (= 0.7\ p_o)$のとき、$MR$ = 50%であれば入出力 IDT 間の隣接電極間のギャップは $0.2\ p_i (= 0.2\ p_o)$と非常に狭くなる。1.9 GHz 帯フィルタの場合、p_i、p_o はおよそ 1 μm であるので電極間ギャップは 0.2 μm となり、SAW フィルタの製造で使用される i 線露光機ではギャップを形成できない。したがって、実際は入出力 IDT 間の 2 本の隣接電極は、ギャップを埋めて太い 1 本の電極として設計・作製される。

DMS フィルタは入出力 IDT の対数 N_i、N_o と開口長 AP を最適値に選ぶことにより、入出力インピーダンスを 50Ωとすることができ、インピーダンス整合回路を不要にできる。ただし、IDT 対数により通過帯域幅も変化する（IDT 対数が多いと狭帯域になる）ため、所望の通過帯域幅を満たせる範囲で対数・開口長の最適化が必要となる。

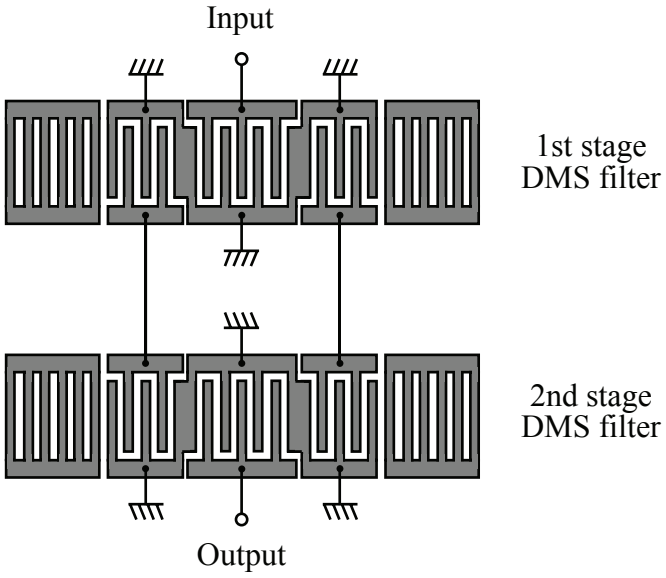


図4.4　従来設計技術を用いて作製した2段DMSフィルタの電極構成

DMS フィルタの現状特性を把握するため、従来の設計技術を用いて 1.9 GHz 帯 PCS-Rx 用 DMS フィルタを作製した。42°　Y カット LT 基板を用い、Al 膜厚は 184 nm とした。PCS-Tx 帯域の抑圧度を高めるため、図 4.4 に示すように 2 つの DMS フィルタを縦続接続した 2 段構成とした。1 段目と 2 段目の DMS フィルタの設計パラメータは互いに等しく、表 4.1 に示した値を使用した。$g1$ が 0.7 p_i と小さいため、入出力 IDT 間の 2 本の隣接電極は図 4.4 に示すように、ギャップを埋めて太い 1 本の電極として設計した。

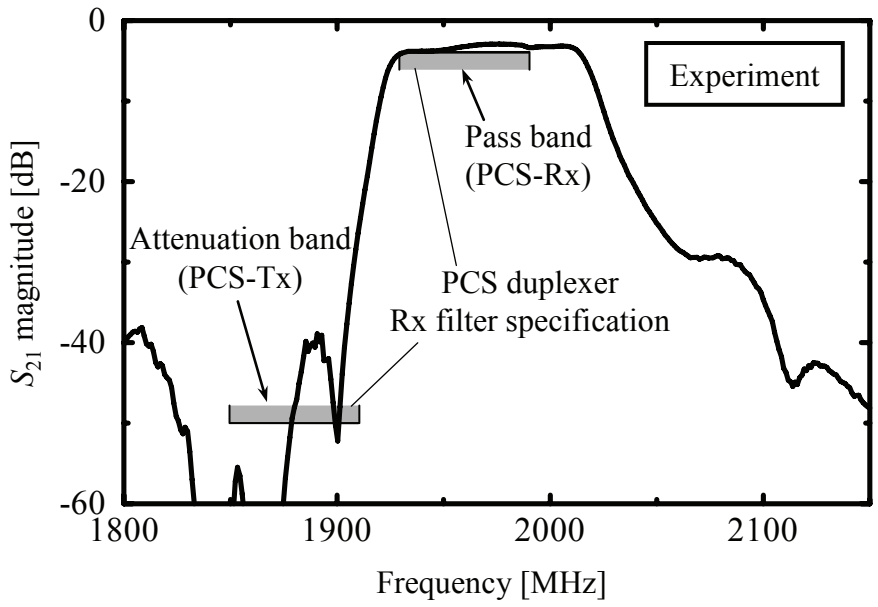
作製した DMS フィルタの通過特性を評価した結果を図 4.5 に示す。低周波側のカットオフ特性は急峻で高い抑圧度を確保できているが、損失が大きいこともあり、遷移幅は 29.9 MHz と PCS デュプレクサの Rx フィルタとして用いるには角形性が不十分である。PCS デュプレクサに適用可能とするには、低周波側のカットオフ特性をより急峻にし、かつ、通過帯域の低損失化が必要である。

4.3 節で、DMS フィルタのカットオフ特性を急峻にする手法の提案を行い、4.4 節で、DMS フィルタの低損失化技術を述べる。

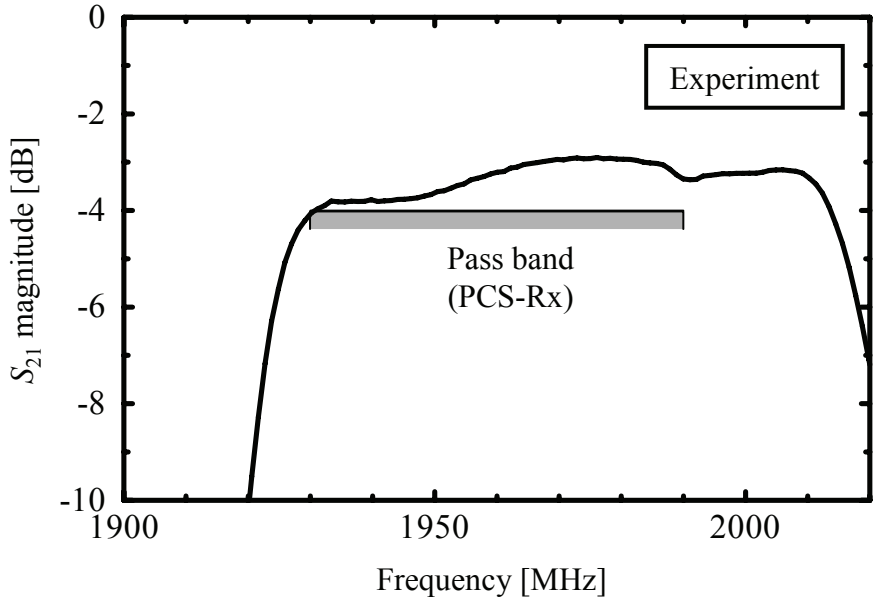
表4.1　従来設計技術を用いて作製した
1.9 GHz帯PCS-Rx用DMSフィルタの設計パラメータ

Filter type : 2-stage-cascaded DMS filter

Common parameters	
Aperture length：AP	140 μm
Metallization ratio：MR	50%
In-out IDT gap：$g1$	0.7 p_i
Input IDT	
Grating pitch：p_i	1.002 μm
IDT pair number：N_i	14.5
Output IDT	
Grating pitch：p_o	1.002 μm
IDT pair number：N_o	11.5
Reflector	
Grating pitch：p_r	1.037 μm
electrode number	140



(a) Pass band and attenuation band



(b) Pass band

図4.5　従来設計技術を用いて作製したPCS-Rx用DMSフィルタの特性（実験）

4.3 DMS フィルタの急峻性の向上

本節では、DMS フィルタの低周波側カットオフ特性を急峻にするための手法を提案する。具体的には、フィルタ外部にリアクタンス素子（インダクタ及びキャパシタ）を付加する構成を提案する。この構成の実現構造として、寄生リアクタンスを利用した外部リアクタンス素子不要構造を提案する。

4.3.1 リアクタンス素子を付加した DMS フィルタ構成の提案

DMS フィルタ自体の電極設計を最適化しても、カットオフ特性をより急峻にすることは困難である。そこで本研究では、DMS フィルタ自体の電極設計を変更するのではなく、DMS フィルタの外部にリアクタンス素子を付加することでカットオフ特性を急峻にする手法を提案する。リアクタンス素子の付加によるフィルタ特性の向上効果のことを、リアクタンス効果と呼ぶことにする。

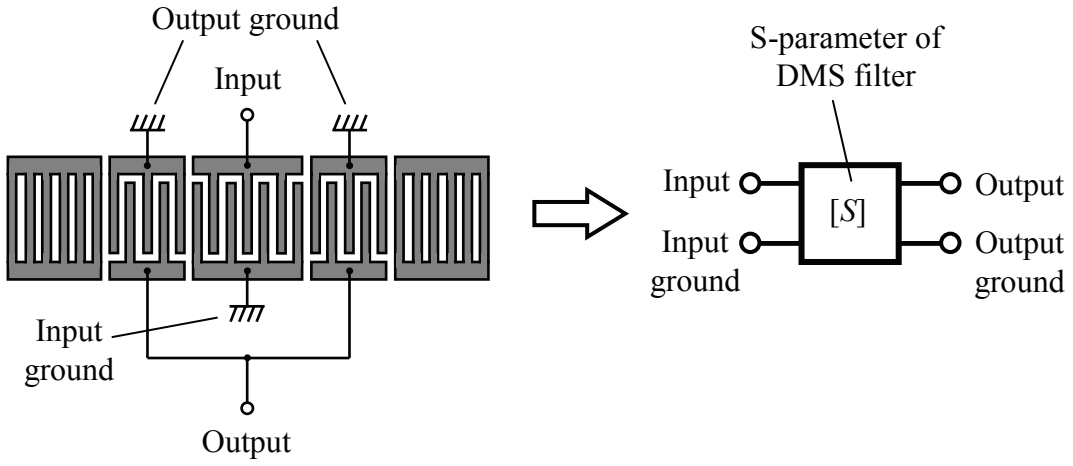


図4.6 DMSフィルタの2端子対回路表示

回路シミュレータを用いて、DMS フィルタのリアクタンス効果を調査した。以下に、リアクタンス効果のシミュレーション手法を説明する。まず、2.4.2 節で述べたモード結合理論を用いた SAW デバイスのシミュレーション手法により、DMS フィルタの散乱行列 **S**（*S* パラメータ）を計算した。設計パラメータは、表 4.1 に示した値を用い、1 段 DMS フィルタの *S* パラメータを計算した。実際の DMS フィルタ構造における各端子と、DMS フィルタを 2 端子対回路で表現したときの各端子は、図 4.6 のように対応する。

計算したSパラメータを回路シミュレータに取り込み、DMSフィルタの2端子対回路の様々な位置にリアクタンス素子を付加して通過特性を計算し、カットオフ特性を急峻にできる回路構成を探索した。

まず、図 4.7 に示すように、入出力グランドの接続点とグランド端子の間にインダクタ（共通グランドインダクタ：L_g）を付加することで低周波側のカットオフ特性を急峻にできることがわかった。

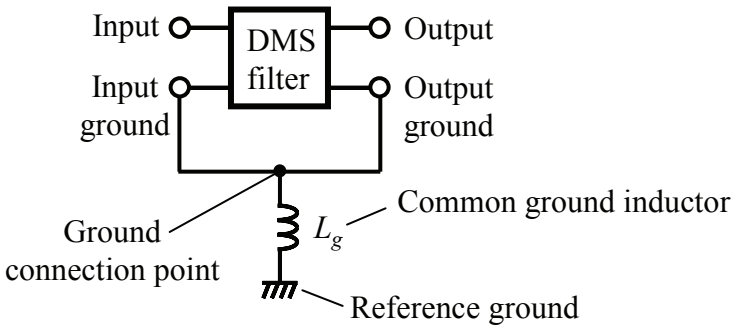


図4.7　DMSフィルタへの共通グランドインダクタの付加

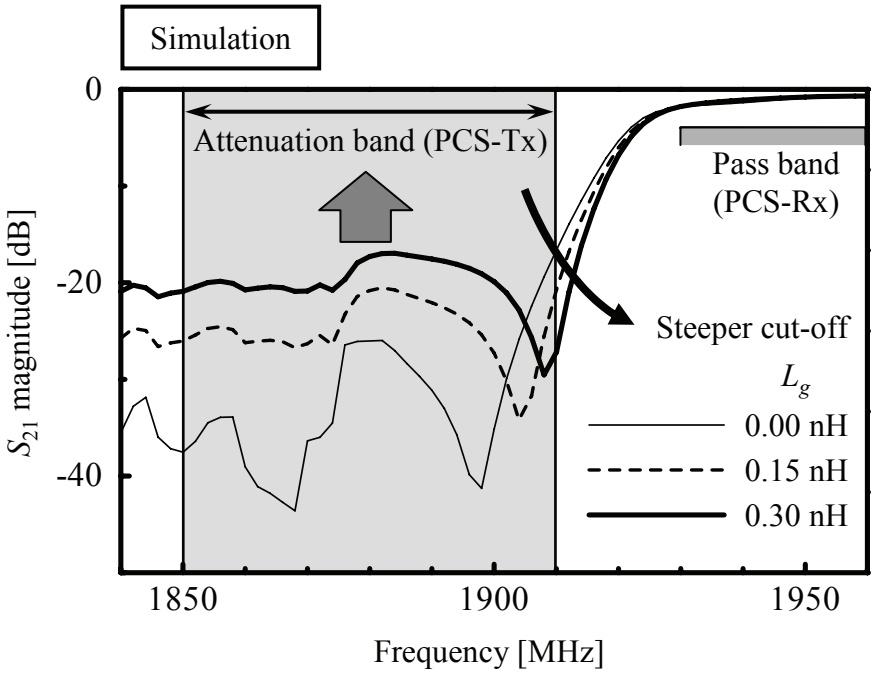


図4.8　共通グランドインダクタの付加によるカットオフ特性の急峻化（計算）

図 4.8 に、L_gを変化させたときの DMS フィルタの通過特性計算結果を示す。L_gを大きくすると、低周波側のカットオフ特性が急峻になることがわかる。しかしながら、L_g の増加に伴い、通過帯域低周波側（Tx 帯域）の抑圧度が悪化することもわかった。デュプレクサの Rx フィルタにとって Tx 帯域は阻止域であるため、Tx 帯域において高い抑圧度を確保する必要がある。

そこで、さらに回路シミュレーションを行い、低周波側のカットオフ特性を急峻に保ったままTx帯域の抑圧度を向上できる回路構成を探索した。この結果、図4.9に示すように、共通グランドインダクタ L_g に加えて、入出力端子間に結合キャパシタ（C_c）を付加することで、急峻性を保ったまま抑圧度を向上できることを見出した。

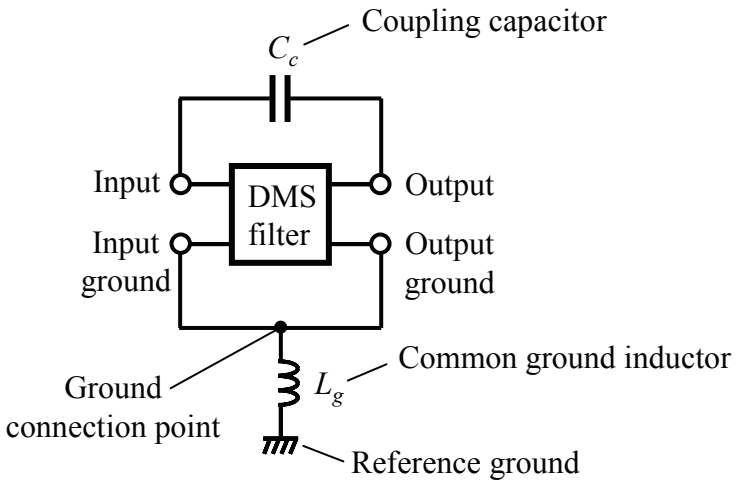


図4.9　DMSフィルタへの共通グランドインダクタおよび結合キャパシタの付加

図 4.10 に、L_gを 0.3 nH に固定して、C_cを変化させたときの DMS フィルタの通過特性計算結果を示す。C_c を大きくすると、低周波側のカットオフ特性を急峻に保ったまま、Tx 帯域の抑圧度を向上できることがわかる。

筆者は、以上述べた共通グランドインダクタ L_gと結合キャパシタ C_cを付加した DMS フィルタを「*LC* 効果型 DMS フィルタ」と名付けた。図 4.11 に、L_gと C_cを付加しない従来 DMS フィルタと、*LC* 効果型 DMS フィルタ（L_g = 0.3 nH、C_c = 0.3 pF）のシミュレーション特性の比較図を示す。この図から、*LC* 効果型 DMS フィルタは Tx 帯域の抑圧度を保ったまま、カットオフ特性を非常に急峻にできることがわかる。

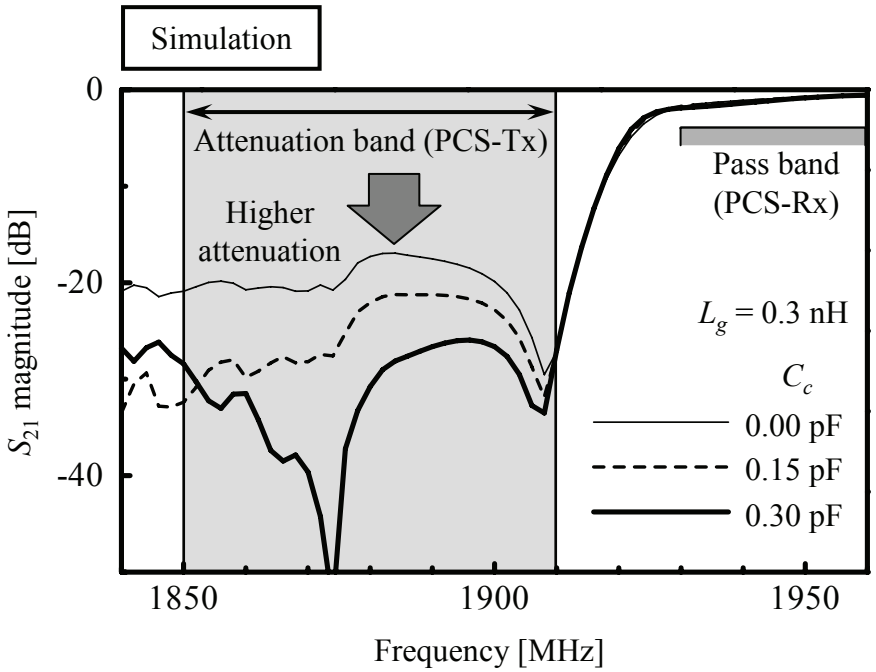


図4.10　共通グランドインダクタおよび結合キャパシタの付加による
低周波側抑圧度の向上（計算）

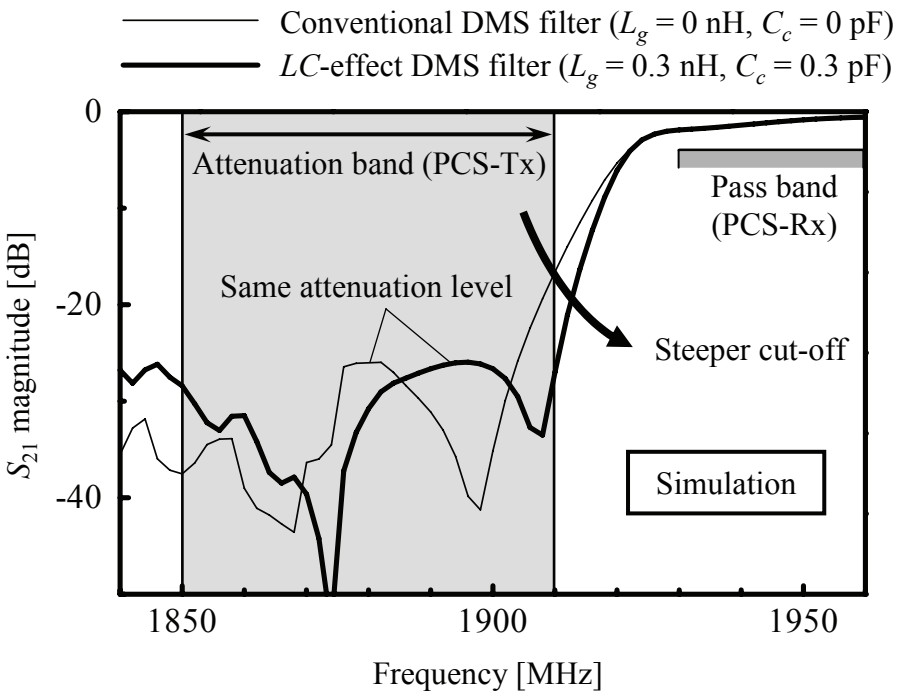
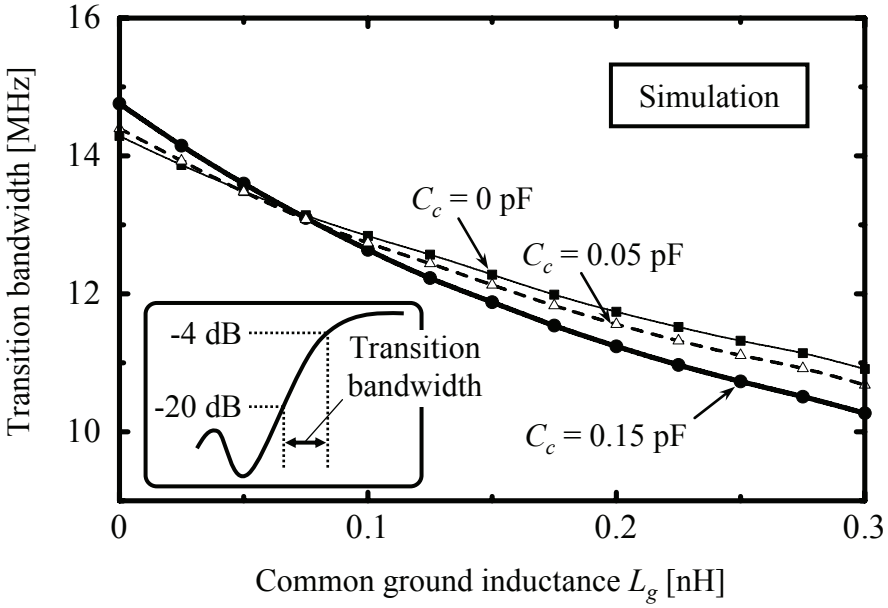


図4.11　従来DMSフィルタと*LC*効果型DMSフィルタの通過特性の比較（計算）

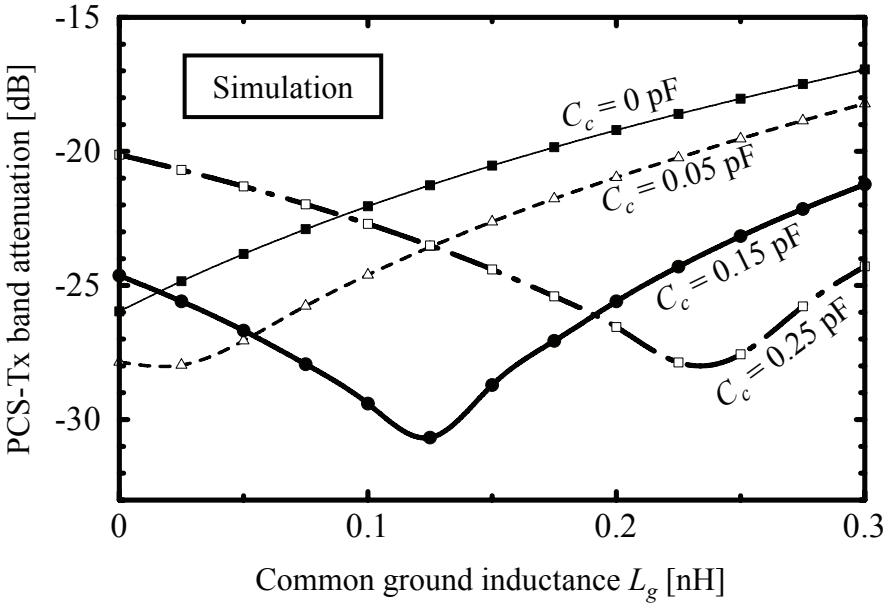
共通グランドインダクタL_gと結合キャパシタC_cによるLC効果の物理的意味を次のように考えている。L_gとC_cを付加しない DMS フィルタにおいて、通過帯域低周波側の零点周波数では、出力信号端子と出力グランド端子からほぼ等しい振幅と位相を持った信号が出力されており、両信号の振幅の差分はほぼ 0 となっている。ここで、L_gを付加することで出力グランド信号の位相が遅れ、出力グランド信号と出力信号が同じ位相となる周波数が高周波側にシフトする。つまり、通過帯域低周波側の零点周波数が高周波側にシフトするため、L_g によって低周波側のカットオフ特性が急峻になると考えられる。さらに、C_cを通過した信号は、DMS フィルタの出力信号とは逆位相となっているため、低周波側の阻止域においてC_cを通過した信号とDMS フィルタの出力信号は互いに打ち消し合う。したがって、C_cは Tx 帯域の抑圧度を向上させると考えられる。

4.3.2 遷移幅と抑圧度の L_g 及び C_c 依存性

次に、LC 効果型 DMS フィルタにおける低周波側の遷移幅と抑圧度の L_g 及び C_c 依存性を調べた。回路シミュレータにて L_gと C_cを変化させて DMS フィルタの通過特性を計算し、低周波側の遷移幅（-20 dB から-4 dB）と、PCS-Tx 帯域の抑圧度を読み取った。図 4.12 は、C_c をパラメータにして、L_g の関数として遷移幅及び抑圧度をプロットしたグラフである。低周波側の遷移幅は、C_c によらず L_g の増加に伴って狭くなることがわかった。一方、PCS-Tx 帯域の抑圧度は、C_c の値ごとに最も抑圧度を高められるL_gの最適値が存在することがわかった。この結果を参考に、実際は必要な遷移幅と抑圧度を確保できる L_gと C_cの最適値を実験的に探索した。



(a) Transition bandwidth



(b) PCS-Tx band attenuation

図4.12　低周波側の遷移幅と抑圧度のL_gおよびC_c依存性計算結果

4.3.3 寄生リアクタンスを利用した *LC* 効果型 DMS フィルタ構造の提案

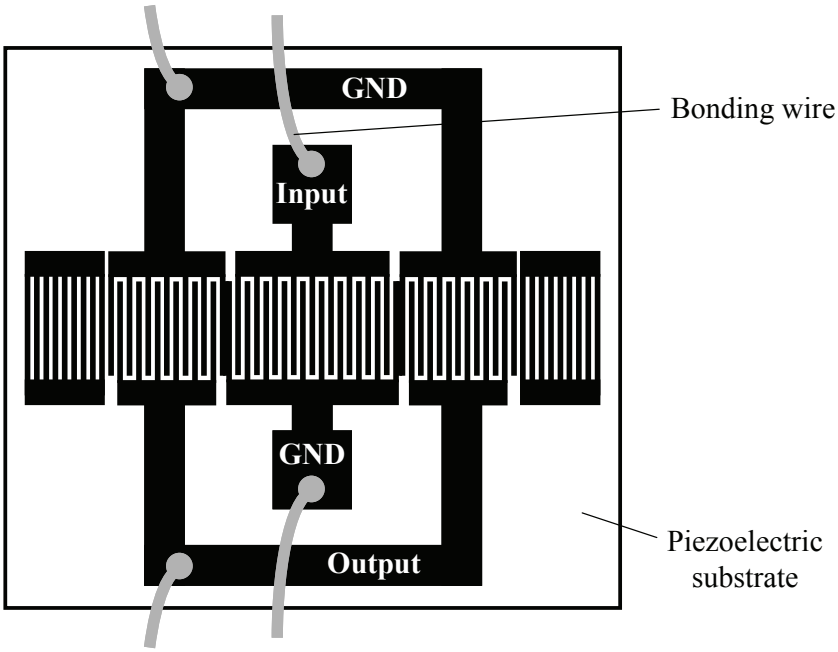
本節では、*LC* 効果型 DMS フィルタの実現構造として、L_g と C_c に寄生リアクタンスを利用した構造を提案する。本構造は、寄生リアクタンスを利用するため、チップインダクタやチップキャパシタなどの外部リアクタンス素子を付加する必要がなく、小型・安価に *LC* 効果型 DMS フィルタを実現することができる。

図 4.13 (a)に、従来の DMS フィルタ構造を示す。フィルタチップはパッケージ内に収容され、入出力 IDT の信号端子とグランド（GND）端子はパッケージのそれぞれの端子とボンディングワイヤにより接続される。共通グランドインダクタ L_g を付加しない通常の DMS フィルタにおいては、入力端子と出力端子の間の寄生静電容量（結合キャパシタ C_c）は、フィルタ抑圧度を劣化させてしまう。したがって、図 4.13 (a)のように、入出力端子を SAW 伝搬方向と垂直方向に対して逆方向に取り出す構造とすることで、入出力端子間の距離を離し、C_c をできるだけ小さく抑えている。

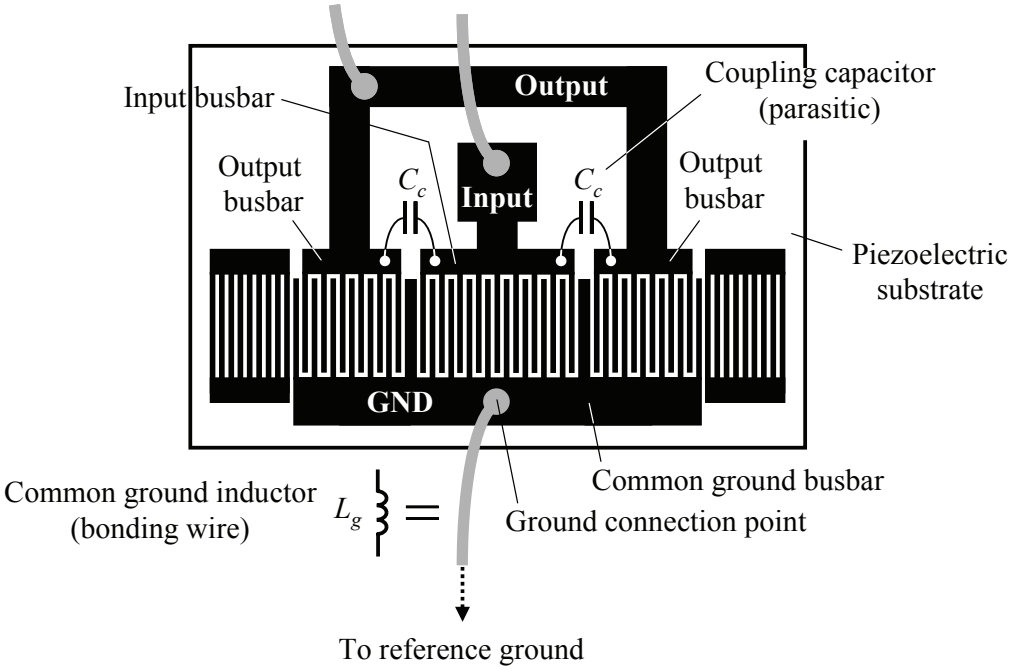
これに対して、提案する *LC* 効果型 DMS フィルタ構造を図 4.13 (b)に示す。入出力端子を SAW 伝搬方向と垂直方向に対して同方向に取り出す構造となっており、入力バスバーと出力バスバーが隣接配置されている。このため、入出力バスバー間には寄生の静電容量が発生し、これを結合キャパシタ C_c として利用する構造となっている。C_c の値は、入出力バスバー端部の形状や幅を変更することで容易に制御することができる。また、入力及び出力グランド端子は共通グランドバスバーとしてフィルタチップ上で接続されている。共通グランドバスバーは図 4.9 のグランド接続点に相当する。共通グランドバスバーとパッケージのグランド端子はボンディングワイヤで接続されており、このボンディングワイヤが持つ寄生インダクタンスを共通グランドインダクタ L_g として利用する構造となっている。L_g の値は、ボンディングワイヤの長さや本数を変更することで容易に制御することができる。

以上述べたように、本構造はいかなる外部リアクタンス素子を付加することなく *LC* 効果を得ることができ、L_g、C_c の値も容易に制御できる優れた構造であるといえる。さらに、図 4.13 からわかるように、本構造は従来構造に比べて開口長方向のサイズを小さくできるという特長も有している。

4.5 節で本構造の DMS フィルタを作製し、カットオフ特性の急峻化を実証する。



(a) Conventional DMS filter structure



(b) *LC*-effect DMS filter structure

図4.13　従来DMSフィルタと寄生リアクタンスを利用した*LC*効果型DMSフィルタの構造

4.4 DMS フィルタの低損失化

本節では、DMS フィルタを低損失化する 3 つの構造を提案し、試作・評価により有効性を実証する。

4.4.1 共用反射器を用いた小型並列接続構造

まず、IDT の電極指抵抗の低減による低損失化を検討した。SAW フィルタの挿入損失（dB）は、電極指抵抗に対して指数関数的に増加する。IDT はグレーティング電極指が電気的に並列接続された構造であるので、IDT 対数が多いほど IDT 全体としての抵抗は小さいと考えられる。ラダー型 SAW フィルタの場合、使用される SAW 共振器 1 個当りの IDT 対数は 100 対以上に及ぶため、IDT 全体の電極指抵抗は損失に影響を与えない程度に小さい。これに対して DMS フィルタの場合、1 個の IDT の対数は 10 対前後しかないため、IDT 全体の電極指抵抗は無視できないほど大きく、損失を増加させていると考えられる。DMS フィルタは IDT 対数を増加すると通過帯域幅が狭くなるため、対数増加による低抵抗化が困難である。したがって、DMS フィルタの電極指抵抗を低減するには、フィルタ自体を並列接続することが有効である。

ここで、DMS フィルタの並列接続による IDT 電極指抵抗の低減効果について説明する。図 4.14 に、DMS フィルタの並列接続の概念図を示す。並列接続前の入出力 IDT の対数を N_i、N_o、開口長を AP とする。この DMS フィルタを 2 個並列接続した構成を図 4.14 下段に示す。並列接続によって、フィルタの通過帯域幅と入出力インピーダンスを変えないようにするため、入出力 IDT の対数は同じにして、開口長のみ 1/2 倍（$AP/2$）にした DMS フィルタを 2 個並列接続する。このように並列接続することで、フィルタ全体としては入出力 IDT の対数は 2 倍に増え、開口長は 1/2 倍になる。IDT 対数が 2 倍になると並列接続の効果で電極指抵抗は 1/2 倍に低減し、開口長が 1/2 倍になると電極指長の縮小により電極指抵抗はさらに 1/2 倍に低減する。結局、DMS フィルタ 2 個の並列接続により、フィルタ全体の電極指抵抗は 1/4 倍に低減する。この考え方を一般化すれば、DMS フィルタを n 個並列接続した場合、フィルタ全体として IDT 対数は n 倍になり、開口長は $1/n$ 倍になるので、電極指抵抗は $1/n^2$ 倍に低減し、n を増すほど低損失化できると考えられる。

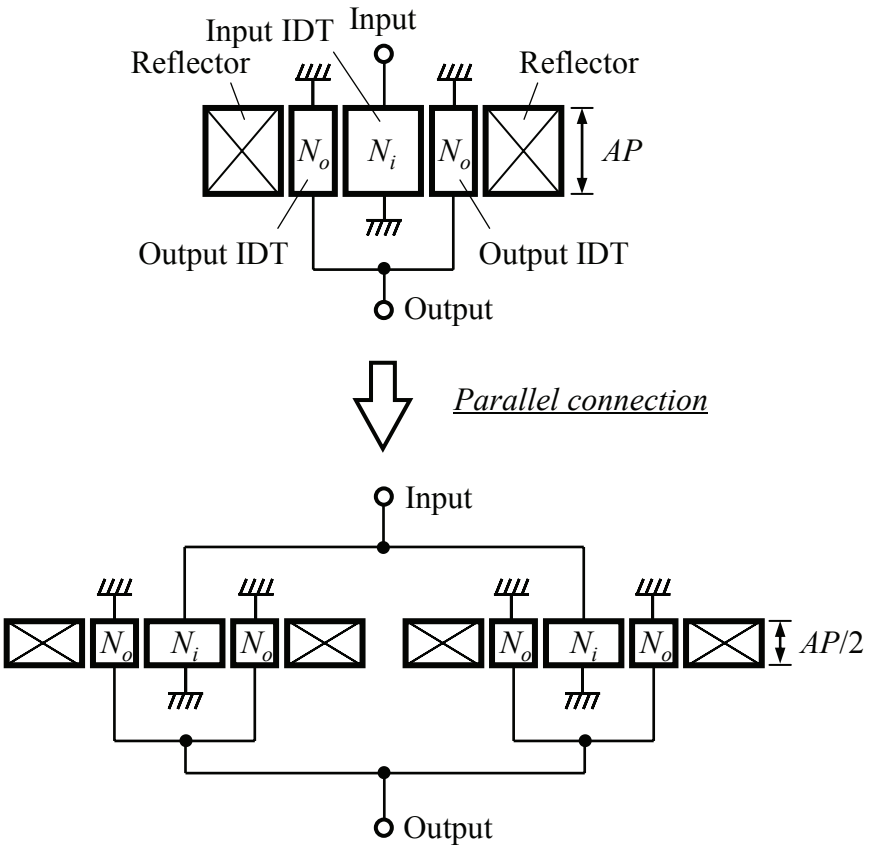


図4.14　DMSフィルタの並列接続方法

図 4.14 からわかるように、DMS フィルタを並列接続すると、SAW 伝搬方向のサイズが大きくなる。そこで筆者は、並列接続した DMS フィルタの伝搬方向のサイズを小さく抑える構造を考案した。図 4.15 に小型並列接続の構造図を示す。前節で提案した、*LC* 効果型 DMS フィルタを複数個並列接続した例を示してある。隣接する 2 個の DMS フィルタが 1 個のグレーティング反射器を共用する構造になっている。このような構造とすることで、反射器の個数を削減することができ、伝搬方向のサイズを小さくできる。共用反射器のグレーティング本数は、隣接する DMS フィルタが励振する SAW が互いに干渉しない範囲でできるだけ少なく設定した。

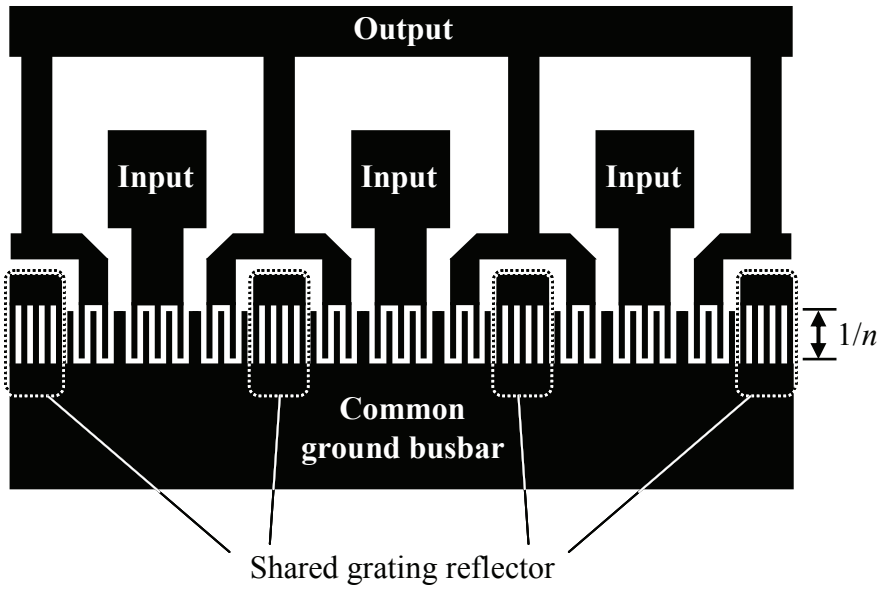


図4.15　共用反射器を用いた*LC*効果型DMSフィルタの小型並列接続構造

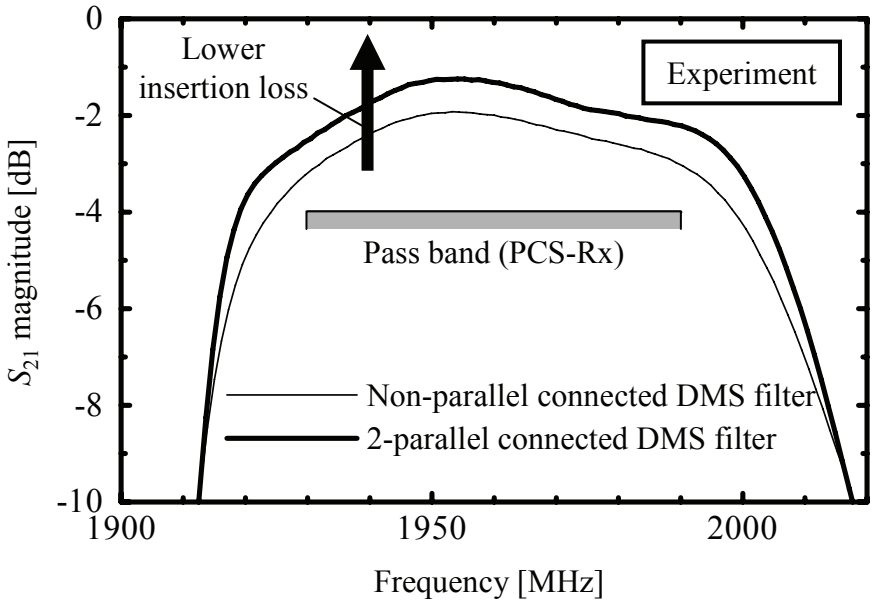


図4.16　並列接続によるDMSフィルタの低損失化（実験）

図 4.15 に示す構造の 1 段 DMS フィルタを作製し、電極指抵抗低減による低損失化効果を確認した。42°Y カット LT 基板を使用し、DMS の設計パラメータは、表 4.1 のものを用いた。並列接続しない比較用のフィルタと、開口長を1/2倍して2個並列接

続したフィルタを作製した。共用反射器のグレーティング本数は 140 本とした。作製したDMSフィルタの通過特性を評価した結果を図4.16に示す。並列接続により電極指抵抗が低減し、約 0.7 dB 低損失化した。開口長を 1/3 倍にして 3 個並列接続したDMSフィルタも作製したが、損失は2個並列接続したDMSフィルタと同等であった。これは、DMS フィルタ 2 個の並列接続によって、電極指低抵を損失に影響を与えないレベルまで低減できているためである。

4.4.2 周期変調グレーティングを用いたバルク波放射抑制構造

次に、バルク波放射の抑制による低損失化を検討した。既に述べたように、DMS フィルタはグレーティング周期の等しい入出力 IDT が特定の間隔で配置されており、通常は図 4.17 に示すように入出力 IDT 間の隣接電極指はまとめて太い 1 本の電極指として設計される。したがって、入出力 IDT の境界では、グレーティング周期とグレーティング幅が不連続になっている。図 4.17 右図に示すように、グレーティング周期やグレーティング幅が極端に異なる不連続点にSAWが入射すると、SAWエネルギーの一部がバルク波（bulk acoustic wave：BAW）に変換され、漏洩バルク波として圧電基板内部に放射される[69]。この不連続点におけるバルク波放射は、DMSフィルタの損失の一因であり、抑制できればDMSフィルタを低損失化できると考えられる。

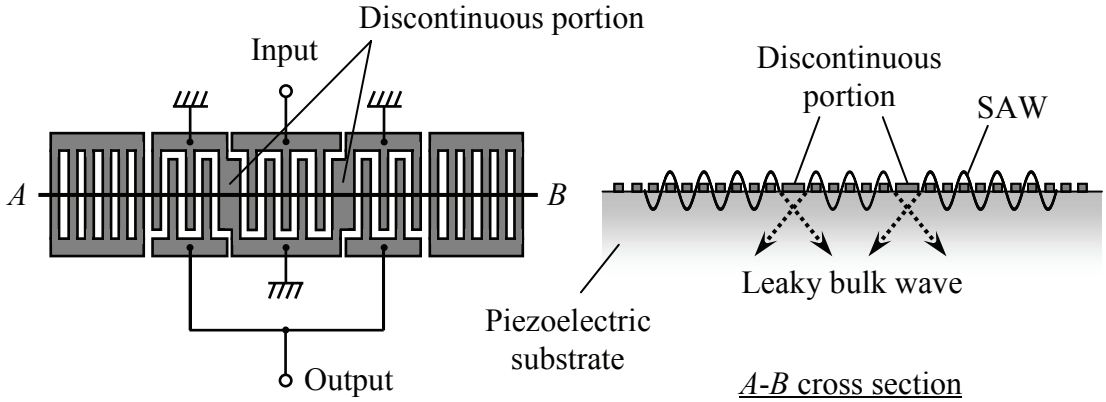


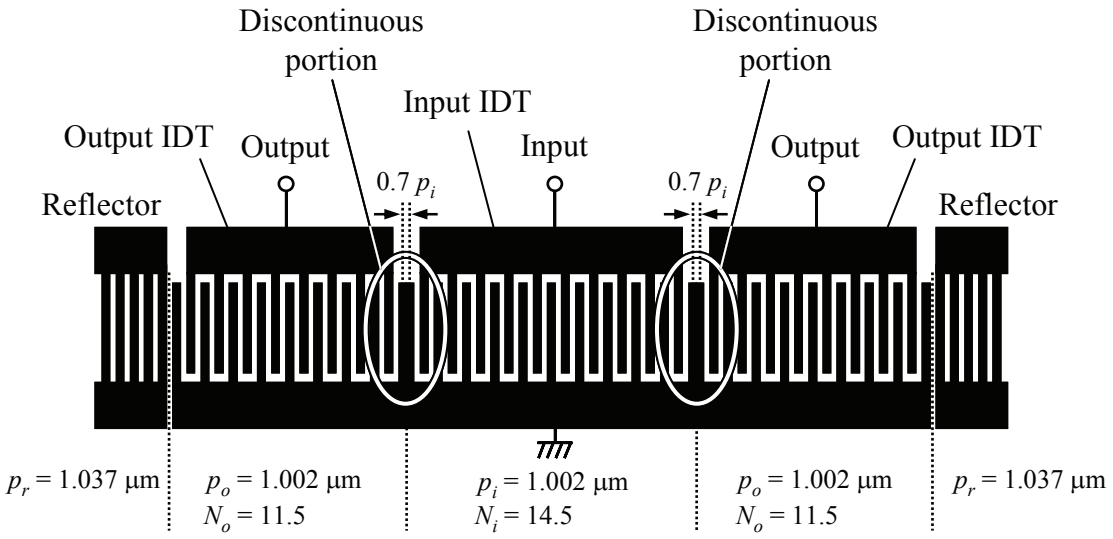
図4.17 DMSフィルタの不連続部におけるバルク波放射

そこで、バルク波放射の抑制方法の 1 つとして提案されている、周期変調グレーティング構造[70]を PCS-Rx 用 DMS フィルタに適用することを試みた。周期変調グレーティング構造は図 4.18 (b)に示すように、グレーティング周期に変調をかけることで入出力 IDT 境界部の不連続性を緩和し、バルク波放射を抑制するものである。具体的には、入力及び出力 IDT をそれぞれいくつかのブロックに分け（図 4.18 (b)では 3 ブロック）、ブロックごとにグレーティング周期をわずかに変えた構造である。このような構造とすることで、従来構造（図 4.18 (a)）で $g1$ を 0.7 p_i（= 0.7 p_o）程度としたものと同等の通過帯域幅を維持しつつ、入出力 IDT 境界部の不連続性を緩和することができる。入力 IDT のグレーティング周期及び対数を、入出力 IDT 境界に近いブロックから p_{i1}、p_{i2}…、N_{i1}、N_{i2}…とし、出力 IDT のグレーティング周期及び対数を、入出力 IDT 境界に近いブロックから p_{o1}、p_{o2}…、N_{o1}、N_{o2}…とする。従来構造（図 4.18 (a)）では、入出力 IDT 間の隣接電極の中心間隔 $g1$ は 0.7 p_i（= 0.7 p_o）程度であり、入出力 IDT 境界部におけるグレーティングの不連続性が非常に大きい。これに対して周期変調グレーティングを用いた本構造（図 4.18 (b)）は、$g1$ をほぼ(p_{i1} + p_{o1})/2 にできるため、入出力 IDT 境界部におけるグレーティングの不連続性が極めて小さい。さらに本構造では、$g1$ をほぼ(p_{i1} + p_{o1})/2 にしても、従来構造で $g1$ を 0.7 p_i（= 0.7 p_o）程度としたものと同等の通過帯域幅を実現できる。したがって、本構造では従来構造と同等の通過帯域幅を維持しつつ、入出力 IDT 境界部からのバルク波放射を抑制できるので、DMS フィルタの低損失化が期待できる。

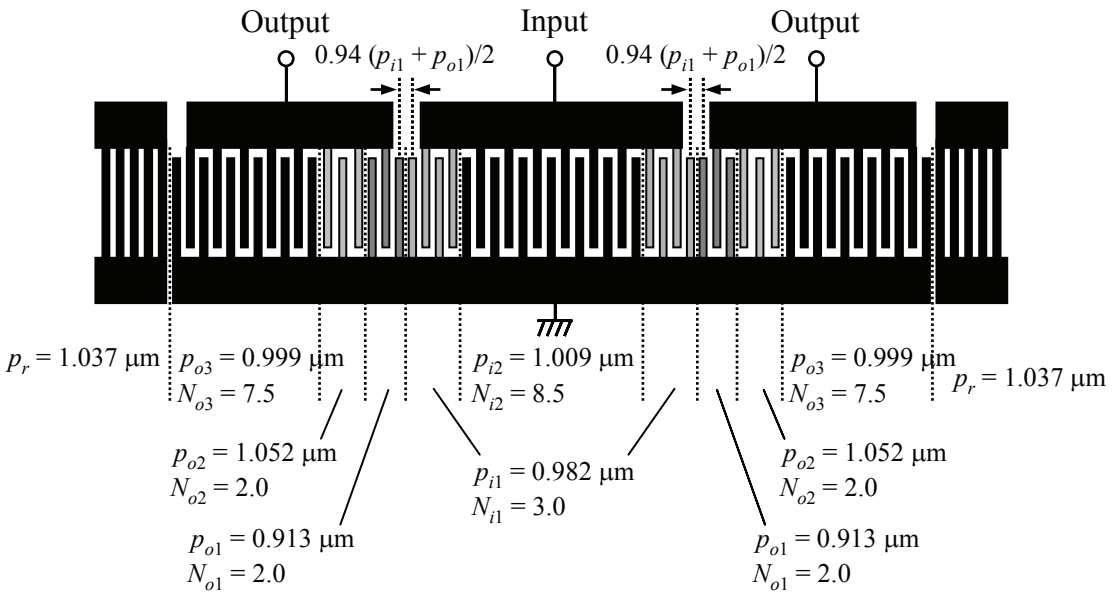
周期変調グレーティングを用いた PCS-Rx 用 DMS フィルタを設計した。フィルタ特性の計算には、2.4.2 節で説明したモード結合理論を用いた SAW デバイスのシミュレーション手法を使用し、simulated anealing（SA）法を用いて設計定数の最適化を行った。最適化の目標仕様には、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタの仕様を設定した。具体的には、入出力 IDT の各グレーティングブロックの対数・周期、及び、$g1$ をパラメータとしてフィルタ特性を計算し、目標仕様との誤差が最小となるように設計パラメータを最適化した。この際、入出力 IDT 境界部の不連続性を小さく抑えるため、$g1$ に制限範囲を設け、なるべく(p_{i1} + p_{o1})/2 に近い値になるようにした。最適化で得られた設計パラメータは、図 4.18 (b)に示した通りである。

設計した周期変調グレーティングを用いた DMS フィルタ（図 4.18 (b)）を作製した。フィルタ構成は、DMS フィルタを 2 個並列接続し、これを 2 段に縦続接続した構成と

した。比較のために、不連続性の大きい従来構造の DMS フィルタ（図 4.18 (a)）も作製した。こちらも 2 個並列接続の 2 段縦続接続構成とした。圧電基板には、42° Y カット LT を用いた。



(a) Conventional DMS filter structure with discontinuous portions



(b) Proposed DMS filter structure with pitch-modulated grating

図4.18 周期変調グレーティングを用いたDMSフィルタ構造

作製した DMS フィルタの通過特性を評価した結果を図 4.19 に示す。図 4.18 (b)の構造とすることで、従来構造と同等の通過帯域幅を維持しつつ、通過帯域全体で約 0.5 dB 低損失化した。これは、周期変調グレーティングを用いることで、入出力 IDT 境界部のグレーティング不連続性が小さくなり、バルク波放射が抑制されたためと考えられる。

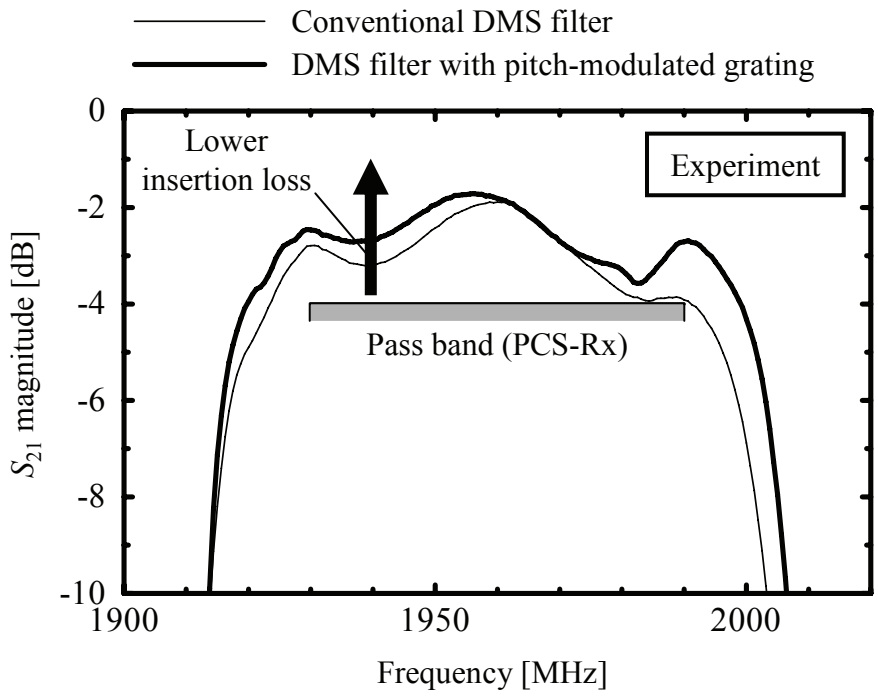


図4.19 周期変調グレーティングを用いたDMSフィルタの通過特性（実験）

4.4.3 バスバー部厚膜化構造による斜め放射の抑制

第 3 章で、共振器における LSAW の斜め放射に着目し、ナローフィンガー構造とすることで斜め放射を抑制でき、ラダー型 SAW フィルタを低損失化できることを示した。本節では、DMS フィルタの斜め放射について検討する。まず、導波路解析により、DMS フィルタでも共振器と同様に LSAW が斜め放射することを明らかにする。DMS フィルタはラダー型 SAW フィルタに比べて IDT 対数が極端に少ないため、ナローフィンガー共振器のように IDT 電極幅を細くして斜め放射を抑制しても電極指抵抗の増加が原因で低損失化できないと考えられる。そこで本節では、IDT 電極幅を細くせずに斜め放射を抑制できる新たな構造を提案し、DMS フィルタを低損失化する。

4.4.3.1 DMS フィルタにおける斜め放射の解析

まず導波路解析により、DMS フィルタでも LSAW が斜め放射するのかを調査した。解析に用いた *LC* 効果型 DMS フィルタの構造を図 4.20 に示す。入出力 IDT は周期変調グレーティング構造を用いている。解析では、IDT を短絡グレーティングと考え、DMS フィルタを 1 つのグレーティング領域と上下 2 つのバスバー領域に分割し、LSAW 導波路として扱った。グレーティング部の LSAW 速度は v_g で、バスバー部の LSAW 速度は v_b である。

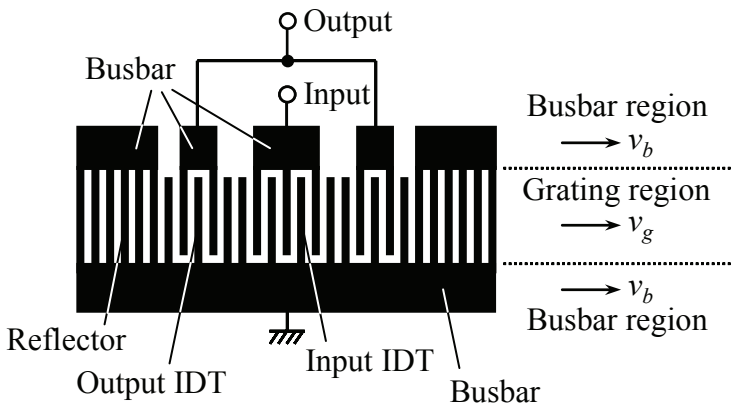


図4.20 DMSフィルタの導波路解析モデル

第 3 章で述べたように、回転 Y カット LT 基板上の導波路で LSAW を導波するためには、$v_b < v_g$ とする必要がある[60]。そこで、DMS フィルタにおける v_b と v_g を計算し、導波条件（$v_b < v_g$）を満足するか調べた。図 4.21 に、v_b 及び v_g の計算結果を示す。v_b は式(3.4)から、v_g は式(3.3)から計算した。圧電基板はパラメータが既知の 36° Y カット LT 基板を想定した。Al 膜厚は 184 nm とした。グレーティング周期は、図 4.18 (b) に示したものを用いた。入出力 IDT のグレーティング周期は、各 IDT の平均グレーティング周期を用いた。図 4.21 の LSAW 速度の計算から、入出力 IDT は通過帯域全域で導波条件を満たしておらず、反射器も通過帯域低域で導波条件を満たしていないことがわかった。この結果から、DMS フィルタでもラダー型 SAW フィルタと同様に LSAW が斜め放射することがわかった。

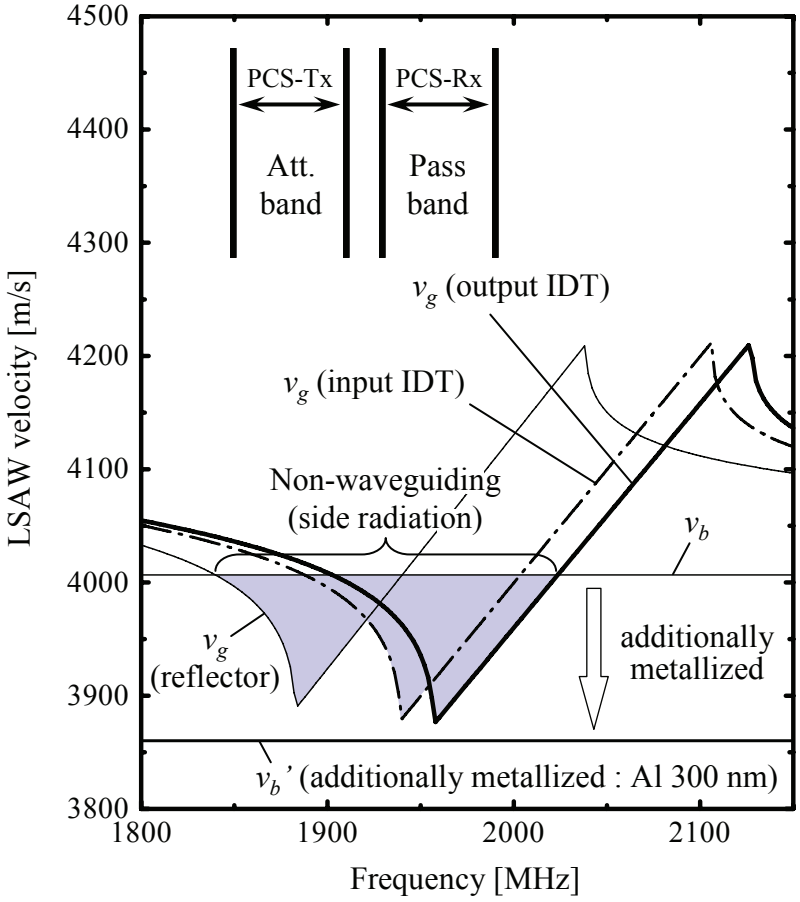


図4.21 DMSフィルタにおけるv_bおよびv_gの計算結果

4.4.3.2 バスバー部厚膜化構造の提案

第 3 章で提案したナローフィンガー構造とすることで、DMS フィルタでも斜め放射を抑制できると考えられる。しかしながら、DMS フィルタはラダー型 SAW フィルタに比べて IDT 対数が極端に少ないため、IDT 電極幅を細くして斜め放射を抑制しても電極指抵抗の増加が原因で低損失化できないと考えられる。そこで本節では、IDT 電極幅を細くせずに斜め放射を抑制できる新たな構造を提案し、DMS フィルタを低損失化する。

図 4.22 に示すようにバスバー部に金属膜を付加して厚膜化し、v_b を遅くすることで導波条件を満たし、斜め放射を抑制することを考えた。バスバー部に厚さ 300 nm の Al 膜を付加すれば、式(3.4)の計算では v_b = 4008 m/s から v_b' = 3860 m/s まで低音速化し、IDT と反射器は全周波数で導波条件を満たすことがわかった（図 4.21 参照）。

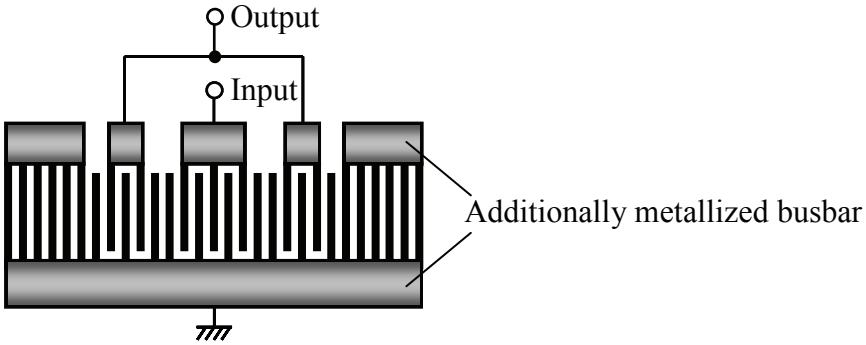
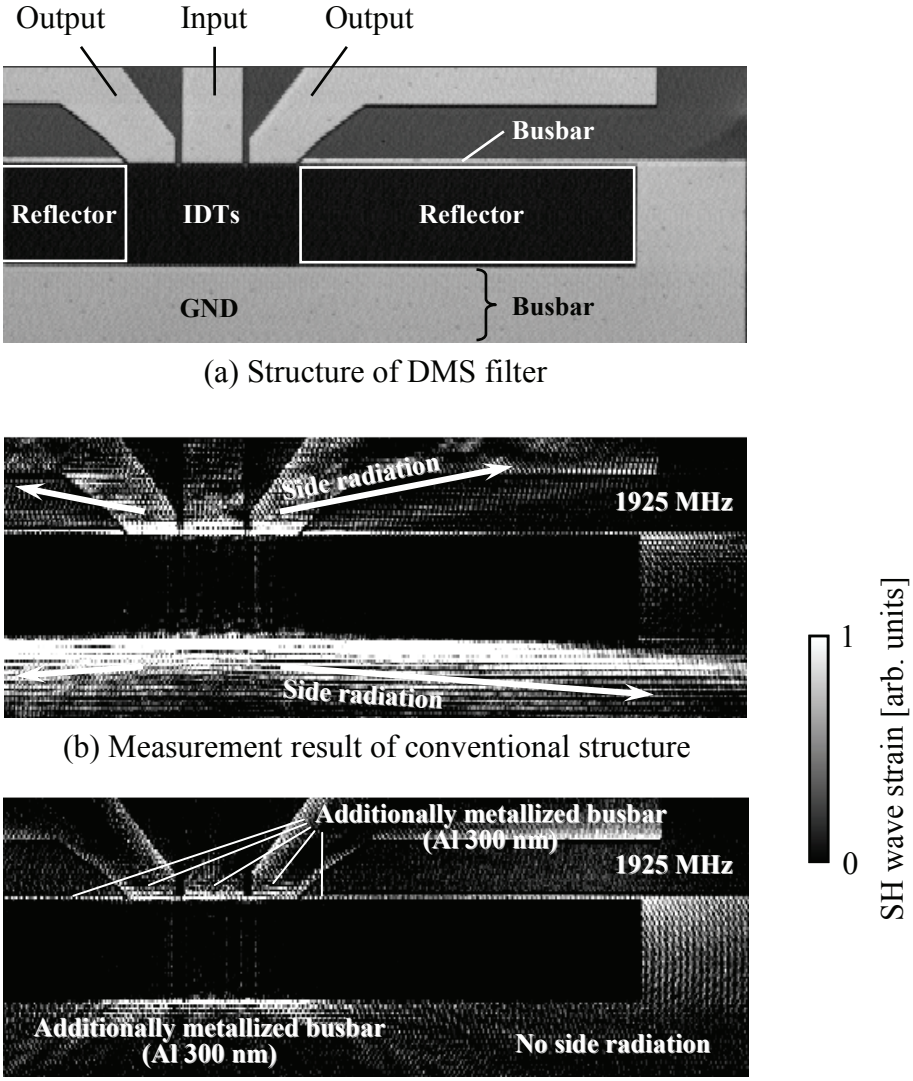


図4.22　バスバー部厚膜化構造のDMSフィルタ

実験では、図 4.18 (b)に示した設計パラメータで、バスバー部に金属膜を付加しない従来構造の PCS-Rx 用 DMS フィルタと、バスバー部に厚さ 300 nm の Al 膜を付加して厚膜化した DMS フィルタを作製した。圧電基板には、42°　Y カット LT を用いた。2 個並列接続した DMS フィルタを 2 段縦続接続した構成とした。付加 Al 膜は、リフトオフ法によりバスバー部のみに堆積した。作製した従来構造とバスバー部厚膜化構造の DMS フィルタに 1925 MHz（通過帯域低域）の信号を印加し、LSAW 分布を光学観測した（図 4.23）。観測法として、デバイス裏面からレーザ光を入射する偏光検出法[57]を用いることで、バスバー部などのメタライズ領域の LSAW 分布も観測した。従来構造では、LSAW 速度の計算から予想された通り斜め放射が観測されたが、バスバー部厚膜化構造では v_b が低音速化し、導波条件を満たすため斜め放射が大幅に抑制されることを確認した。

図 4.24 に、フィルタの通過特性を評価した結果を示す。図 4.24 において、破線は実測波形そのままで、実線はインピーダンスミスマッチによる損失を全周波数において差し引いたものである。バスバー部を厚膜化したことで斜め放射が抑制され、通過帯域全域で約 0.5 dB 低損失化することを確認した。



(a) Structure of DMS filter

(b) Measurement result of conventional structure

(c) Measurement result of thick busbar structure

図4.23　従来構造とバスバー部厚膜化構造のDMSフィルタにおける
LSAW分布観測結果

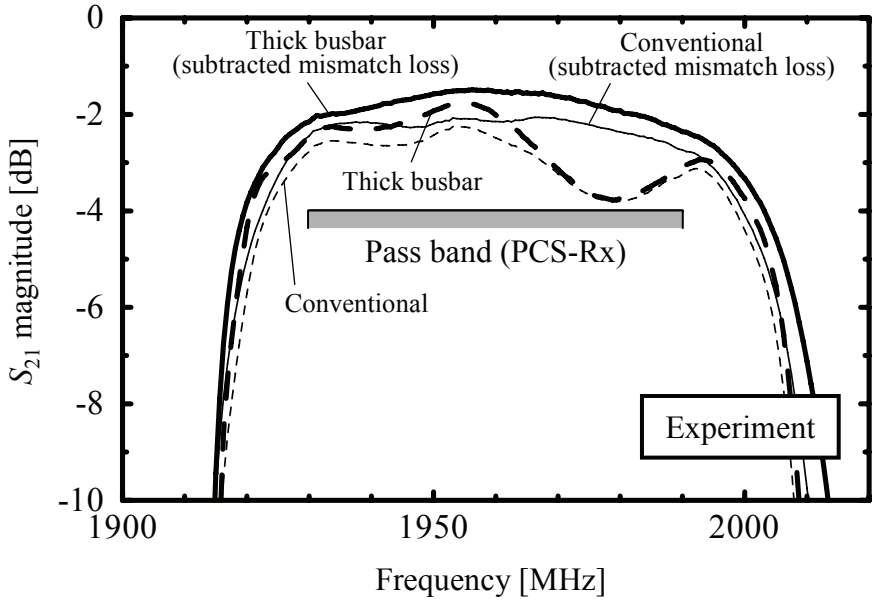


図4.24　バスバー部厚膜化構造によるDMSフィルタの低損失化（実験）

4.5　従来 DMS フィルタとの比較

本章で提案した急峻化と低損失化のためのすべての構造を取り入れた 2 並列 2 段縦続接続 DMS フィルタ（図 4.25）を作製し、従来 DMS フィルタの特性と比較した。

図 4.25 のフィルタに取り入れた構造と効果を以下にまとめる。

・寄生リアクタンスを利用した *LC* 効果型 DMS フィルタ構造：カットオフ特性の急峻化
・共用反射器を用いた小型並列接続構造：電極指抵抗低減による低損失化
・周期変調グレーティング構造：バルク波放射の抑制による低損失化
・バスバー部厚膜化構造：斜め放射の抑制による低損失化

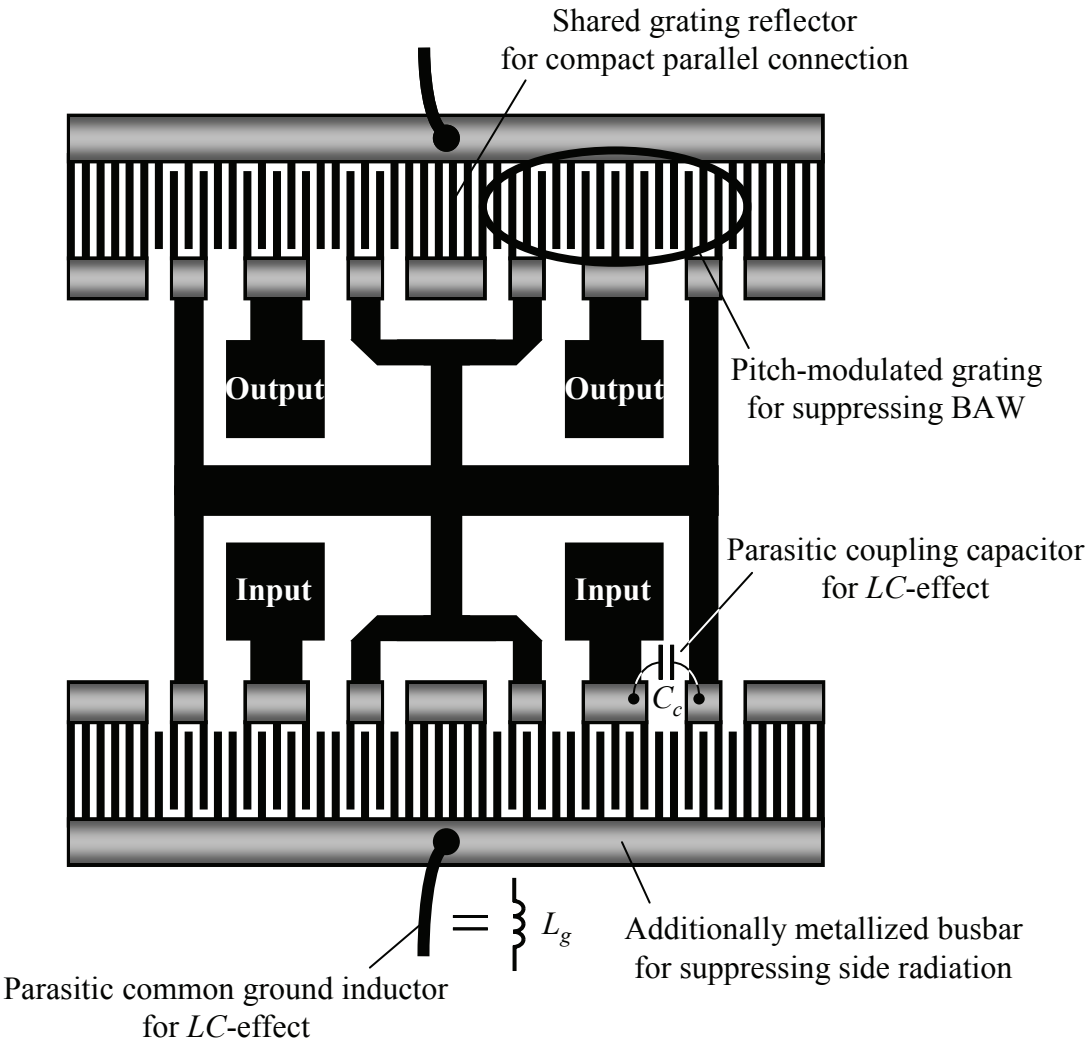
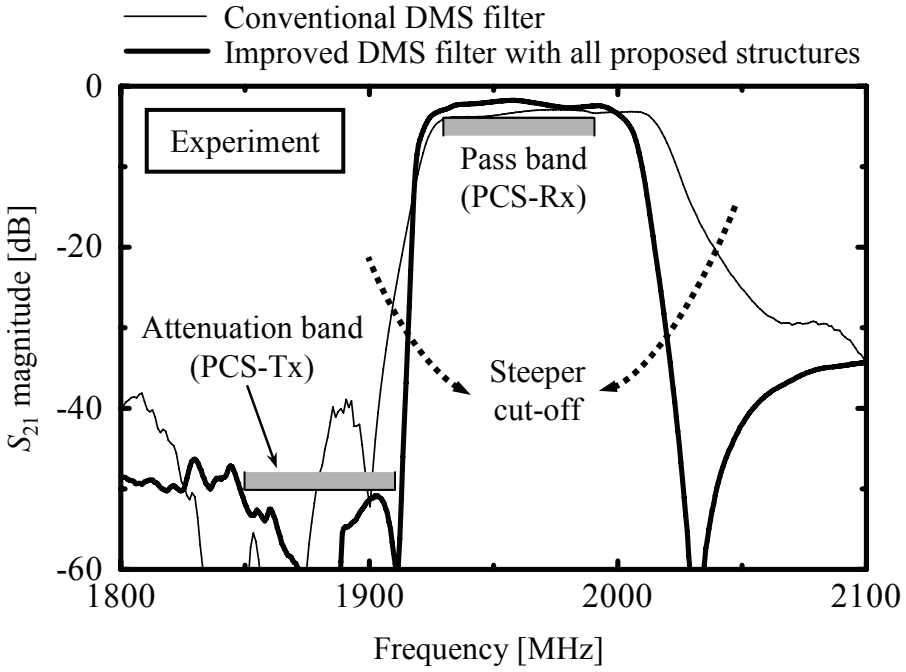


図4.25　第4章で提案した全ての構造を取り入れたDMSフィルタ

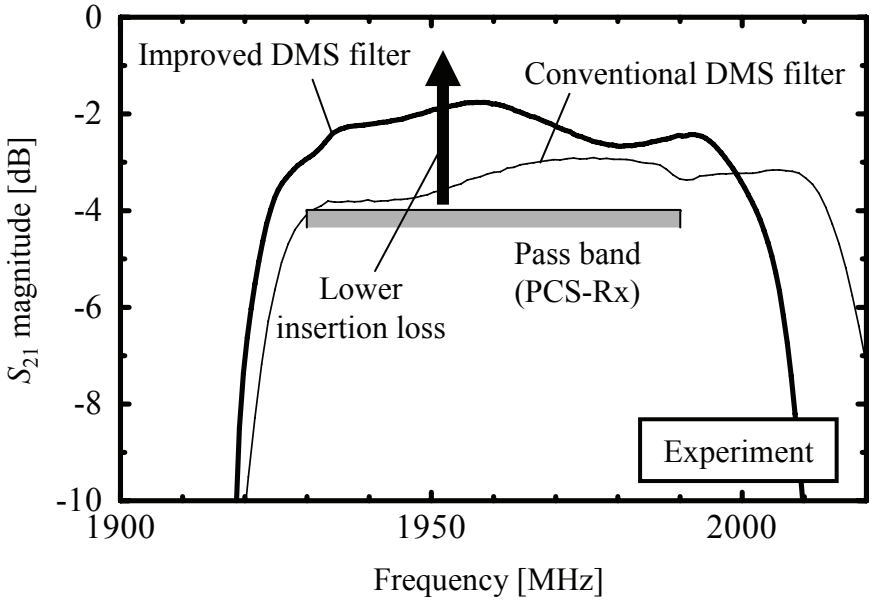
図 4.25 の DMS フィルタの設計パラメータは図 4.18 (b)に示した値を用いた。比較用の従来 DMS フィルタは図 4.4 の構造とし、表 4.1 に示した設計パラメータを用いた。圧電基板には、両フィルタともに 42°　Y カット LT を用いた。

図 4.26 に通過特性の比較図を示す。まず、*LC* 効果によりカットオフ特性が非常に急峻になったことが確認できる。低周波側だけでなく、高周波側の急峻性も向上することがわかった。阻止域である PCS-Tx 帯域の抑圧度も、PCS 用デュプレクサの仕様 -50 dB を満足できている。電極指抵抗の低減と、バルク波放射及び斜め放射の抑制により、挿入損失も大幅に低減し、最小挿入損失が 1.2 dB 低減した。遷移幅は従来の 29.9 MHz から 10.9 MHz に縮小し、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能な

レベルに到達した。



(a) Pass band and attenuation band



(b) Pass band

図4.26　従来構造と提案した全ての構造を取り入れたDMSフィルタの特性（実験）

4.6 結言

以上、DMS フィルタを PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能とすることを目的に、DMS フィルタのカットオフ特性の急峻化及び低損失化について検討した。

急峻性向上のために、DMS フィルタ自体の電極設計を変えずに、フィルタ外部にリアクタンス素子を付加する構成（*LC* 効果型 DMS フィルタ）を提案した。そして、この構成の実現構造として、寄生リアクタンスを利用した外部リアクタンス素子不要構造を提案した。本構造は、外部リアクタンス素子を付加する必要がないため、小型・安価に *LC* 効果型 DMS フィルタを実現できる。

DMS フィルタの低損失化のため、まず、DMS フィルタを並列接続して IDT 電極指抵抗を低減することを検討し、フィルタの低損失化を実証した。この際、共用反射器を用いた小型の並列接続構造を提案した。次に、周期変調グレーティングを用いたバルク波放射抑制構造を適用した。本構造の適用により、0.5 dB の低損失化を実証した。最後に、斜め放射を抑制できるバスバー部厚膜化構造を提案し、0.5 dB の低損失化を実証した。第 3 章で提案したナローフィンガー構造と異なり、本構造は IDT 電極幅を細くせずに斜め放射を抑制できるので、DMS フィルタのような IDT 対数が極端に少ないフィルタに有利である。

以上提案したすべての構造を適用した PCS-Rx 用 DMS フィルタを作製し、従来 DMS フィルタに比べて急峻性及び損失が大幅に向上することを実証した。遷移幅は従来の 29.9 MHz から 10.9 MHz に縮小し、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能な高角形の DMS フィルタが得られた。

第 5 章　高角形 SAW フィルタを用いた 1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサの作製

5.1　緒言

第 2 章で、間引き共振器及び位相反転共振器を提案し、これらを適用することでラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にできることを示した。また第 3 章では、ナローフィンガー共振器を提案し、これを適用することでラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部を低損失化できることを示した。これらの技術を組み合わせることにより、高角形のラダー型 SAW フィルタが実現できる。

第 4 章では、DMS フィルタの高角形化を目的として、カットオフ特性を急峻にできる *LC* 効果型 DMS フィルタ構造の提案、及び、低損失化のための 3 種類の DMS フィルタ構造の提案・適用を行った。これらを適用することで、高角形 DMS フィルタが実現できることを示した。

本章では、以上の研究で得られた高角形ラダー型 SAW フィルタ、及び、DMS フィルタをそれぞれ Tx、Rx フィルタとする、1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサを作製する。作製した PCS 用デュプレクサのフィルタ特性、温度特性、耐電力性を評価し、実用レベルの性能であることを示す。

5.2　デュプレクサの設計と作製

5.2.1　デュプレクサの基本構成と動作原理

初めに、デュプレクサの基本構成と動作原理について説明する。図 5.1 にデュプレクサの基本構成を示す[71]。デュプレクサはアンテナ（Ant）端子を共通端子として、Tx フィルタと Rx フィルタが並列接続された 3 ポートデバイスである。フィルタの並列接続による損失増加を最小とするために、一般に Tx、Rx フィルタの接続点と Rx フィルタの間には位相シフタが挿入される。デュプレクサには 3 つの信号経路があり、Tx－Ant 端子間の伝達周波数特性は Tx フィルタ特性、Ant－Rx 端子間の伝達周波数特性は Rx フィルタ特性、Tx－Rx 端子間の伝達周波数特性はアイソレーション特性と呼ばれる。

図 5.2 に、模式的に描いたデュプレクサの Tx、Rx フィルタ特性を示す。Tx フィルタ特性は Tx 端子に入力した信号の Ant 端子へのパワー通過率を表し、Tx 帯域が通過

域で、Rx 帯域が阻止域となることが必要である。Rx フィルタ特性は Ant 端子に入力した信号の Rx 端子へのパワー通過率を表し、Rx 帯域が通過域で、Tx 帯域が阻止域となることが必要である。デュプレクサの Tx、Rx フィルタ特性は、基本的には単体の Tx、Rx フィルタの特性と同様になる。

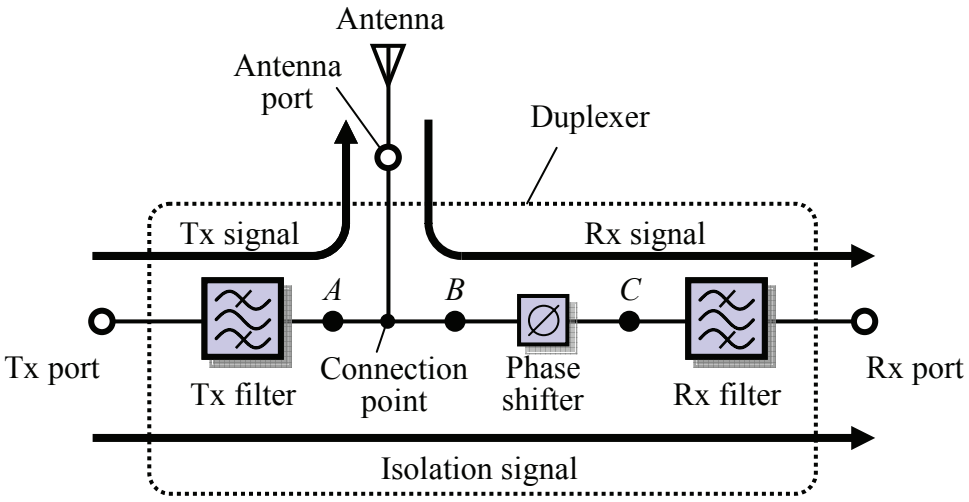


図5.1　デュプレクサの基本構成

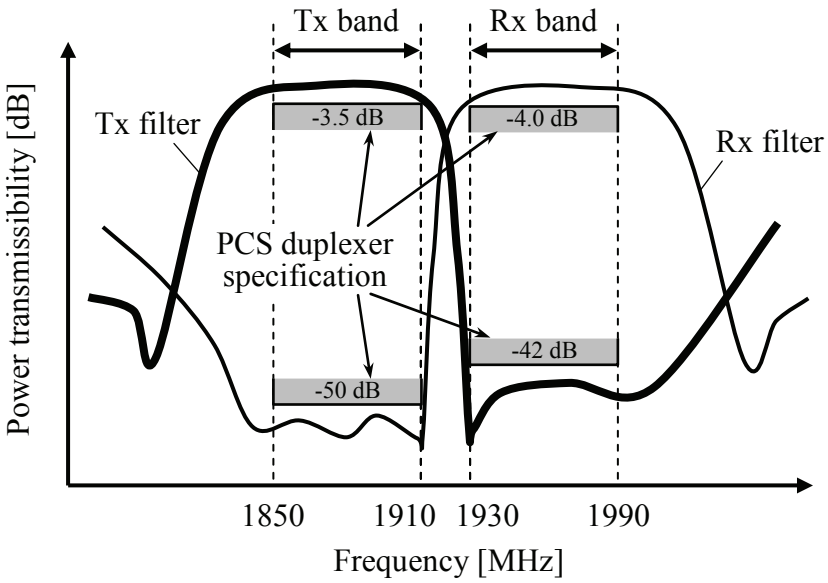


図5.2　デュプレクサのTx、Rxフィルタ特性

図 5.3 に、模式的に描いたデュプレクサのアイソレーション特性を示す。アイソレーション特性は Tx 端子に入力した信号の Rx 端子へのパワー通過率を表し、Tx、Rx 帯域で阻止域となることが必要である。デュプレクサのアイソレーション特性は、基本的には Tx、Rx フィルタの抑圧特性を反映した特性となる。PCS 用デュプレクサのアイソレーションレベルは、Tx 帯域で-55 dB、Rx 帯域で-45 dB 程度が要求される。

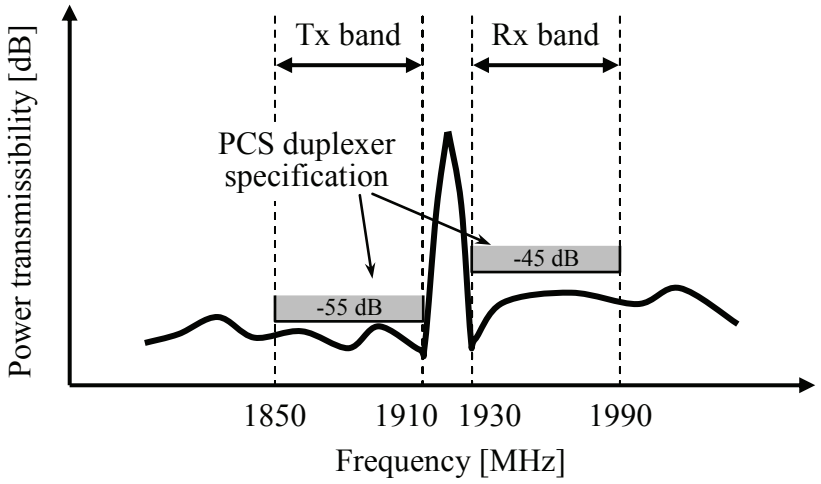


図5.3　デュプレクサのアイソレーション特性

ここで、Tx、Rx フィルタの接続点と Rx フィルタの間に挿入される位相シフタの役割について説明する。この位相シフタは、フィルタの並列接続による Tx フィルタの損失増加を最小とするために挿入される。まず、Ant 端子に入力した Rx 帯域の信号（Rx 信号）の損失について考える。接続点に到達した Rx 信号は、損失がないようにするため、Tx フィルタ側に流れることなく Rx フィルタ側に流れる必要がある。Rx 信号が接続点から Tx フィルタ側に流れないためには、図 5.1 の *A* 点から見た Tx フィルタのインピーダンスが Rx 帯域周波数で無限大（開放インピーダンス）であることが必要である。図 5.4 は、PCS-Tx 用ラダー型 SAW フィルタ単体のインピーダンスをスミスチャート表示したもので、図 5.1 の *A* 点から見た Tx フィルタのインピーダンスに対応する。図 5.4 から、Rx 帯域周波数のインピーダンスは、ほぼ無限大となっていることがわかる。したがって、Tx フィルタを接続点に直接接続しても、Rx 信号は Tx フィルタ側にほとんど流れないため、Rx 信号の損失はあまり増加しないことがわかる。

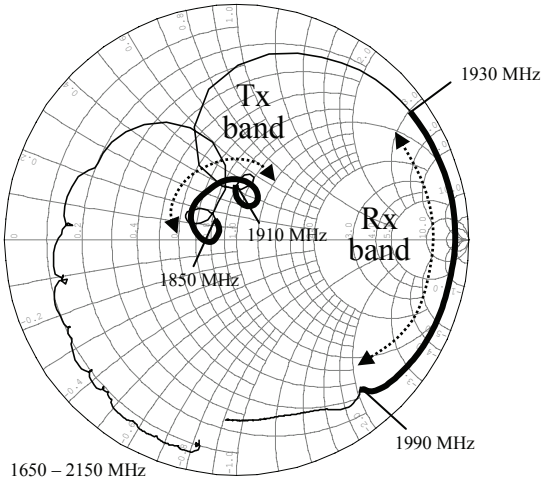
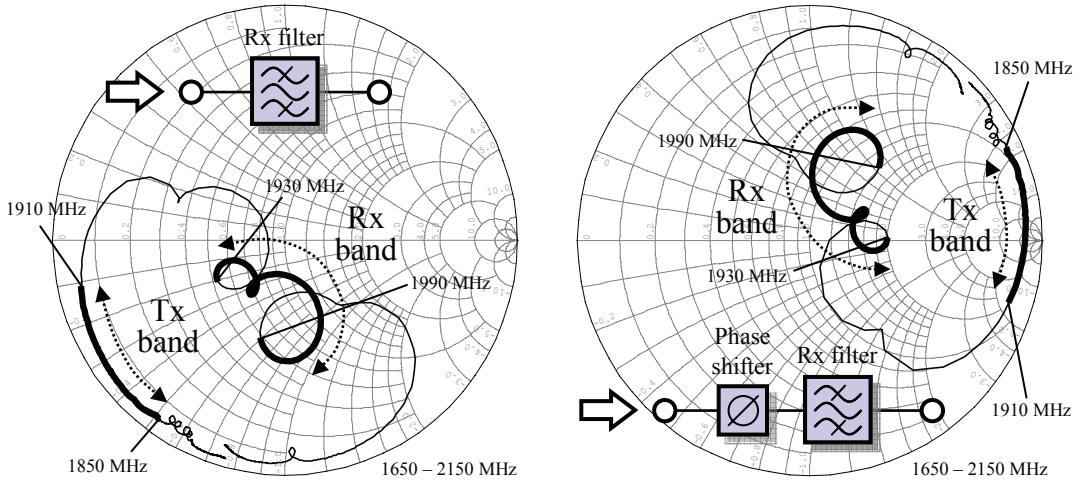


図5.4　Txフィルタ単体のインピーダンス

次に、Tx 端子に入力した Tx 帯域の信号（Tx 信号）の損失について考える。接続点に到達した Tx 信号は、損失がないようにするため、Rx フィルタ側に流れることなく Ant 端子に流れる必要がある。Tx 信号が接続点から Rx フィルタ側に流れないためには、図 5.1 の *B* 点から見た Rx フィルタのインピーダンスが Tx 帯域周波数で無限大（開放インピーダンス）である必要がある。図 5.5 (a)は、PCS-Rx 用 DMS フィルタ単体のインピーダンスをスミスチャート表示したもので、図 5.1 の *C* 点から見た Rx フィルタのインピーダンスに対応する。図 5.5 (a)から、Tx 帯域周波数のインピーダンスは非常に低いことがわかる。したがって、Rx フィルタを接続点に直接接続すると、Tx 信号の一部が Rx フィルタ側に流れ込んで、Tx 信号の損失が増加する。そこで、Tx 信号が Rx フィルタ側に流れ込むのを防止するために、一般に図 5.1 に示したように、接続点と Rx フィルタの間に位相シフタが挿入される。図 5.5 (b)に、回路シミュレータ上で 105° の位相シフタ（特性インピーダンス：50 Ω）を付加した DMS フィルタにおける位相シフタ側から見たインピーダンスを示す。図 5.5 (b)は、図 5.1 の *B* 点から見た Rx フィルタのインピーダンスに対応する。位相シフタを付加することで位相が遅れ、Tx 帯域周波数のインピーダンスがほぼ無限大になることがわかる。したがって、接続点と Rx フィルタの間に 100° 前後の位相シフタを挿入すれば、Tx 信号は Rx フィルタ側にほとんど流れなくなり、損失をあまり増加することなく Ant 端子に出力される。



(a) Rx filter　　(b) Phase shifter + Rx filter

図5.5　Rxフィルタ単体および位相シフタを付加したRxフィルタのインピーダンス

以上説明したように、デュプレクサは Tx フィルタと Rx フィルタ、及び、フィルタの接続点とRxフィルタの間に挿入される100°　前後の位相シフタから構成されるのが一般的である。位相シフタは、デュプレクサのパッケージに組み込んだマイクロストリップ線路[15]やストリップ線路[72]、または集中定数素子などで実現される。

5.2.2　SAW フィルタの設計と作製

PCS 用デュプレクサの Tx フィルタと Rx フィルタを設計・作製した。Tx フィルタには 4 段構成のラダー型 SAW フィルタを採用し、フィルタの耐電力性を高めるために、いくつかの直列共振器を直列分割した。ここで直列分割とは、1 個の共振器に印加される電力を弱めるために、1 個の共振器を n 個直列接続した共振器で置き換えることで、n 個の共振器で置き換えることを、n 分割するという。n 分割された共振器の IDT 静電容量は、分割前の n 倍に設定される。設計したフィルタの共振器構成は、図 5.6 に示すように、R_{s1}・R_{s1}－R_{p1}'－R_{s2}－R_{s3}・R_{s3}－R_{p2}'－R_{s4} である。ここで「R_{s1}・R_{s1}」と「R_{s3}・R_{s3}」は、1 段目と 3 段目の直列共振器 R_{s1}、R_{s3} が 2 分割されていることを表している。図 5.6 には、本論文で提案した設計技術の適用箇所も示してある。角形性を高めるために、第 2 章で提案した間引き共振器を R_{s3} と R_{s4} に適用し、第 3 章で提案したナローフィンガー共振器をすべての直列共振器に適用した。

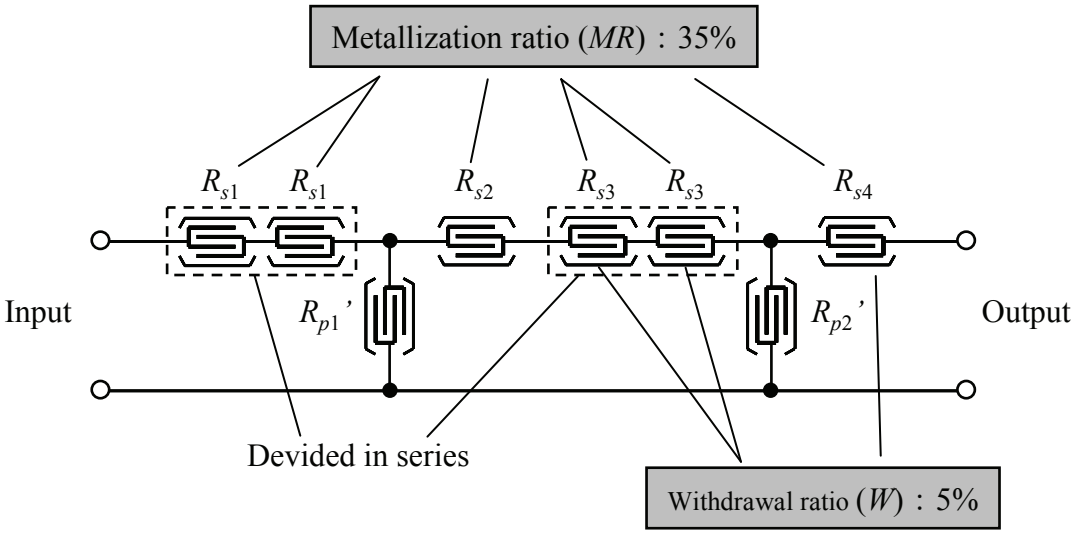


図5.6 PCS用デュプレクサTxフィルタ（ラダー型SAWフィルタ）の構成と提案技術の適用箇所

Rx フィルタには、第 4 章で設計した高角形 DMS フィルタ（図 4.25）を採用した。カットオフ特性を急峻にするために *LC* 効果型 DMS フィルタ構造を適用し、低損失化のために小型並列接続構造、バルク波放射及び斜め放射抑制構造を適用した。設計パラメータは、図 4.18 (b)に示した通りである。Rx フィルタの耐電力性を高めるために、DMS フィルタの並列接続個数を 2 個から 3 個に増加した。したがって、DMS フィルタの開口長は並列接続しないときの 1/3 倍とした。

設計した Tx フィルタと Rx フィルタを 42° Y カット LT 基板上に作製した。作製したフィルタチップの顕微鏡写真を図 5.7 に示す。Tx、Rx フィルタは 1 チップ上に集積した。チップサイズは 2.2×1.6mm である。

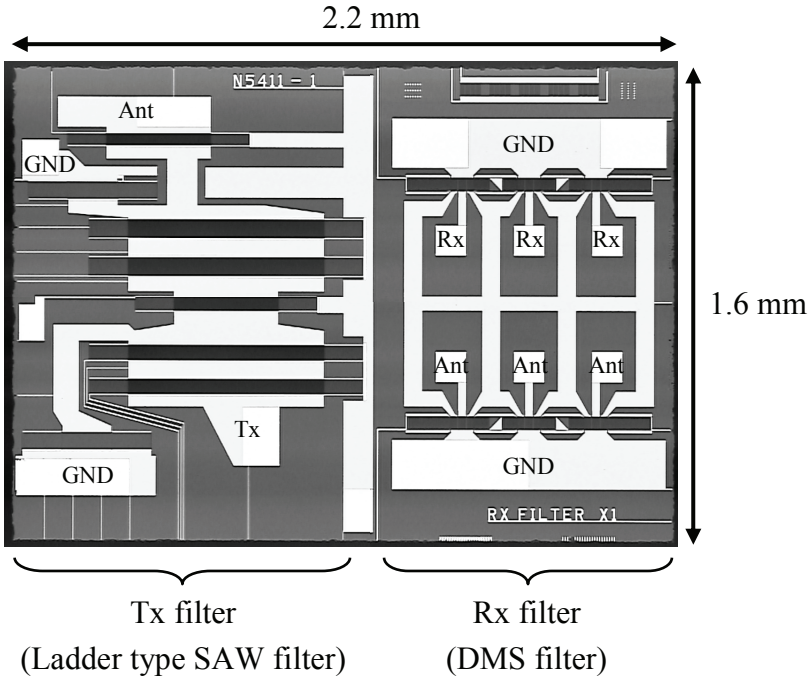


図5.7　作製したフィルタチップの顕微鏡写真

5.2.3　パッケージの設計と作製

フィルタチップを収容するパッケージを設計・作製した。設計したパッケージの断面模式構造を図 5.8 に示す。パッケージ材料には低温同時焼成セラミックス（low temperature co-fired ceramics：LTCC）を用いた。キャビティを有する 8 層の積層構造で、サイズは 5.0×5.0×1.25 mm である。5.2.1 で述べたように、デュプレクサを構成するためには、Tx、Rx フィルタの接続点と Rx フィルタの間に位相シフタが必要である。本研究では、LTCC パッケージの内層にストリップ線路を内蔵し、これを位相シフタとして用いることにした。具体的には、キャビティ底面とパッケージ下層にグランド面を配置し、このグランド面間にストリップ線路を配置した。

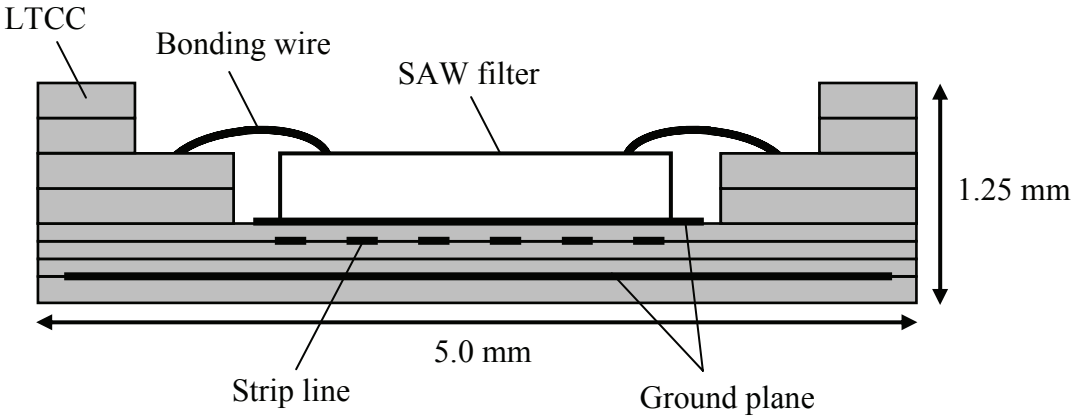


図5.8　ストリップ線路を内蔵したLTCCパッケージの断面構造

作製したパッケージにSAWフィルタチップを搭載し、Rxフィルタのみとパッケージをボンディングワイヤで接続し、ストリップ線路が付加された Rx フィルタ単体のインピーダンスを評価した（図 5.1 の *B* 点から見た Rx フィルタのインピーダンスに対応）。評価結果を図 5.9 に示す。ストリップ線路を用いても図 5.5 (b)と同様のインピーダンス特性が得られており、Tx 帯域周波数のインピーダンスをほぼ無限大にできていることがわかる。したがって、ストリップ線路を介して Tx フィルタと Rx フィルタを接続すれば、Tx 信号の損失をほとんど増加させずにデュプレクサを構成できると考えられる。最後に、Tx フィルタとパッケージをボンディングワイヤで接続し、厚さ 0.2 mm のメタルキャップで封止して、トータル高さ 1.45 mm のデュプレクサを完成させた（図 5.10）。なお、図 5.10 は実際の製品写真であり、耐電力性のマージンを確保するため、Rx フィルタ 1 段目は 4 個並列接続した DMS フィルタを用いている。

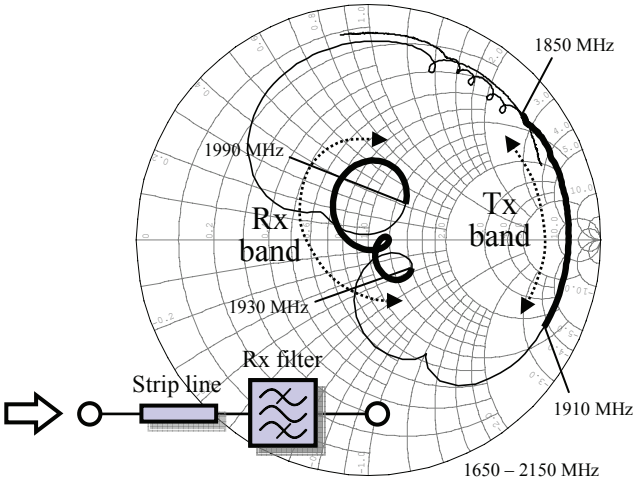
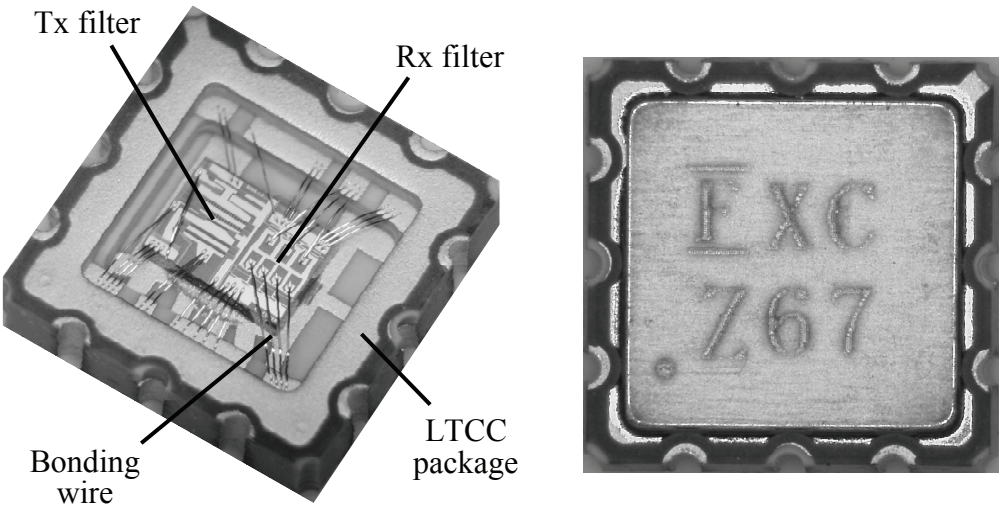


図5.9　ストリップ線路を付加したRxフィルタのインピーダンス



(a) Before sealing　　(b) After sealing

図5.10　作製したPCS用デュプレクサの概観

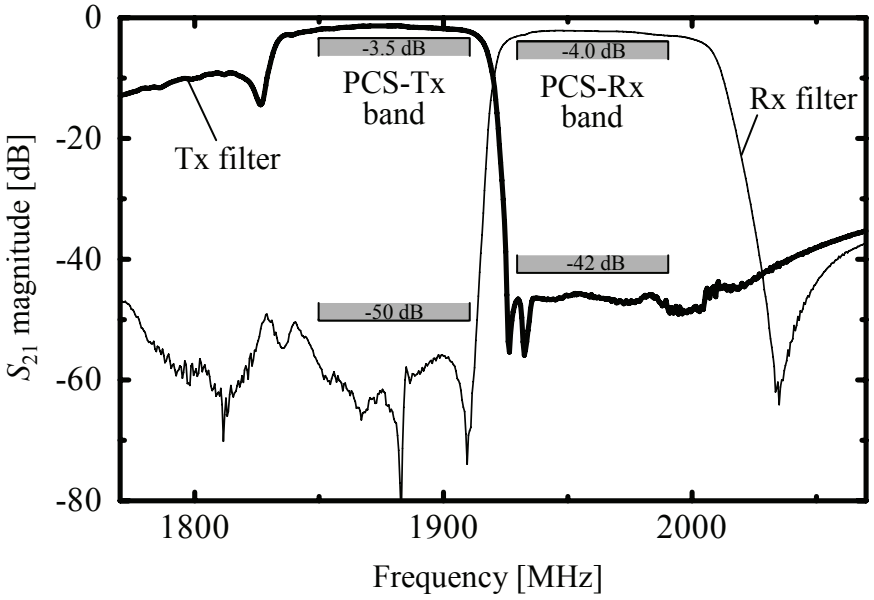
5.3 デュプレクサの評価

本節では、作製したPCS用SAWデュプレクサを評価した結果を示す。フィルタ特性、温度特性、耐電力性の3項目を評価した。

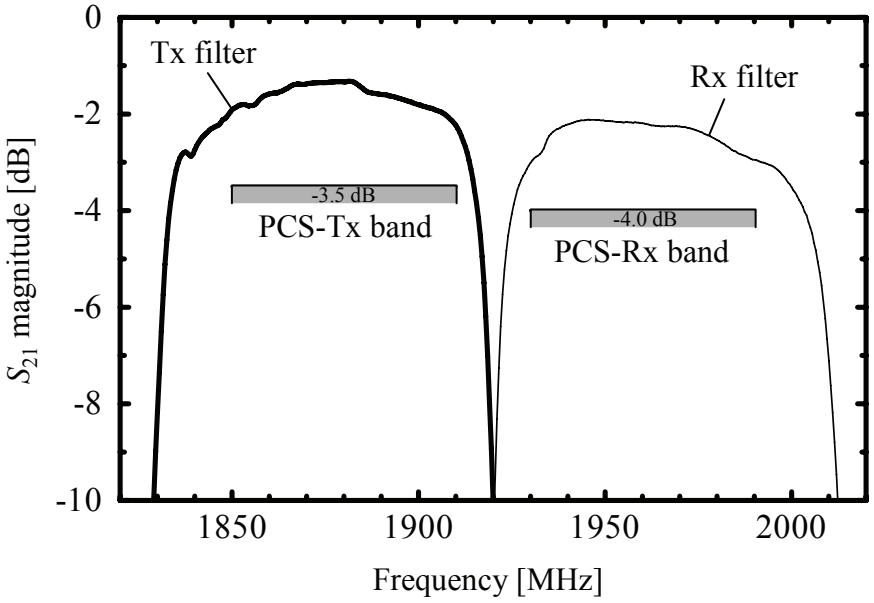
5.3.1 フィルタ特性

作製したデュプレクサのTx、Rxフィルタ特性、及び、アイソレーション特性をネットワークアナライザにて測定した。Tx、Rxフィルタ特性を図5.11に示す。両フィルタともに高角形特性を示しており、20 MHzしかないガードバンド内でのカットオフが実現できている。Txフィルタの遷移幅は10.3 MHz、Rxフィルタの遷移幅は11.6 MHzであり、目標値の10 MHzに近い値を得た。また、Tx、Rx帯域の抑圧度の仕様も満足できている。

図5.12に、アイソレーション特性を示す。Tx帯域で-56.0 dB、Rx帯域で-48.2 dB確保できており、アイソレーション特性の要求仕様も満足することを確認した。



(a) Pass band and attenuation band



(b) Pass band

図5.11　作製したPCS用デュプレクサのTx、Rxフィルタ特性

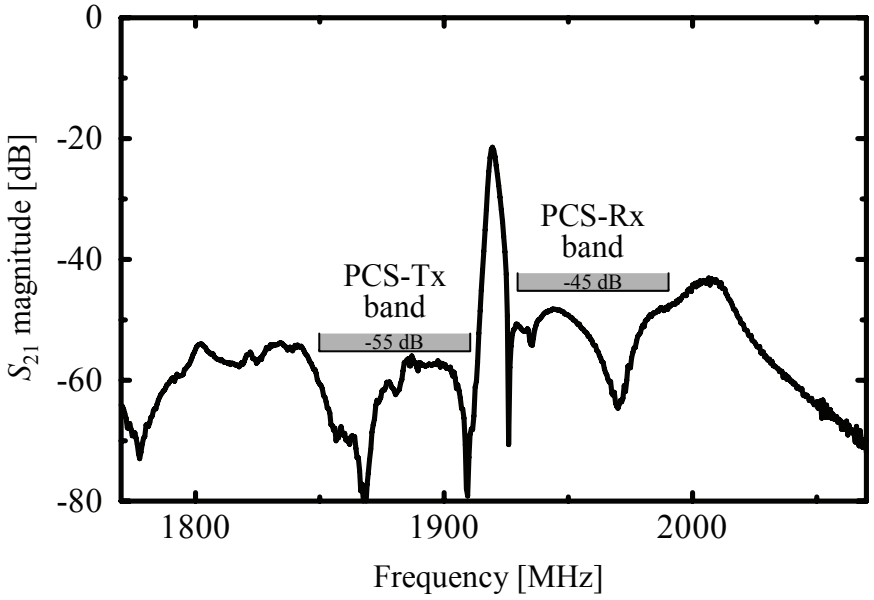


図5.12　作製したPCS用デュプレクサのアイソレーション特性

5.3.2 温度特性

次に、環境温度によるフィルタ特性の変化（温度特性と呼ぶ）を測定した。温度特性の評価系を図 5.13 に示す。測定サンプルを温度制御可能な恒温槽にセットし、恒温槽の温度を-30、+25、+85℃に変化させ、各温度でのフィルタ特性をネットワークアナライザで測定した。

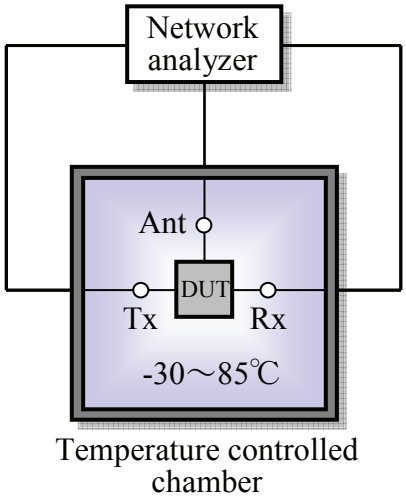
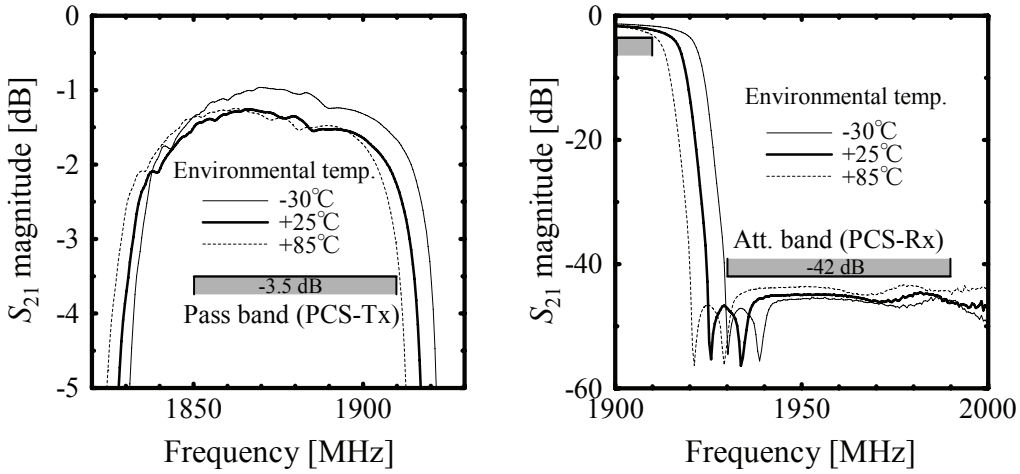
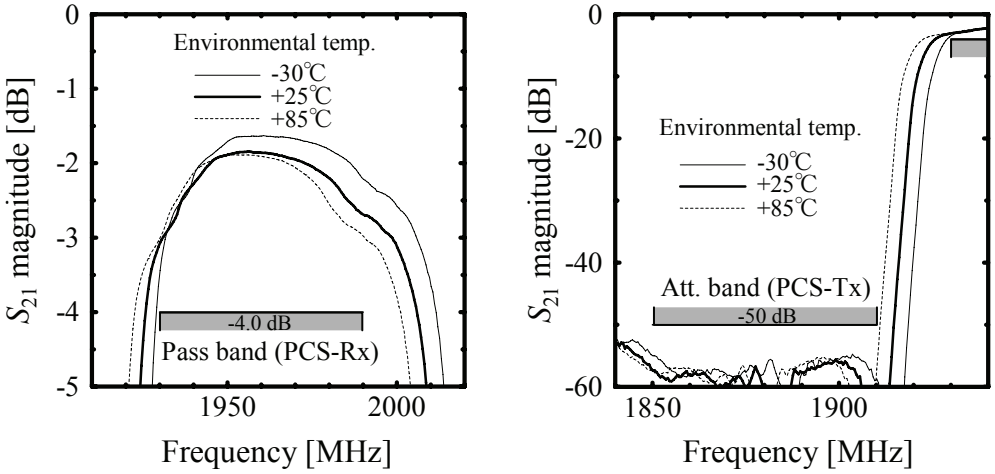


図5.13　温度特性の評価系

温度特性の評価結果を図 5.14 に示す。Tx、Rx フィルタ特性ともに、環境温度の上昇とともに低周波側にシフトした。-30～+85℃の温度範囲での Tx フィルタの通過帯域高周波側-3.5 dB 周波数のシフト量は 9.21 MHz（41.8 ppm/℃）で、高周波側-42 dB 周波数のシフト量は 9.26 MHz（41.8 ppm/℃）であった。また、Rx フィルタの通過帯域低周波側-4.0 dB 周波数のシフト量は 6.37 MHz（28.8 ppm/℃）で、低周波側-50 dB 周波数のシフト量は 7.57 MHz（34.4 ppm/℃）であった。携帯電話の実用環境温度（-30～+85℃）内で、PCS 用デュプレクサの仕様を満足できることを確認した。



(a) Frequency shift of Tx filter



(b) Frequency shift of Rx filter

図5.14 温度特性の評価結果

5.3.3 耐電力性

最後に、耐電力試験を行った。耐電力試験とは、測定サンプルに一定パワーをかけ続け、サンプルが故障するまでの時間を測定する試験のことで、寿命試験とも呼ばれる。デュプレクサの場合、実用途でハイパワーが印加されるのは Tx 端子であるので、Tx 端子に Tx 帯域の信号を印加して耐電力試験を行った。一般に、環境温度 85℃下で 0.8 W のパワー印加で 5,000 時間故障しないことが要求される。実際の試験は、環境温度を 85℃に設定し、印加パワーを高くして加速試験を行った。

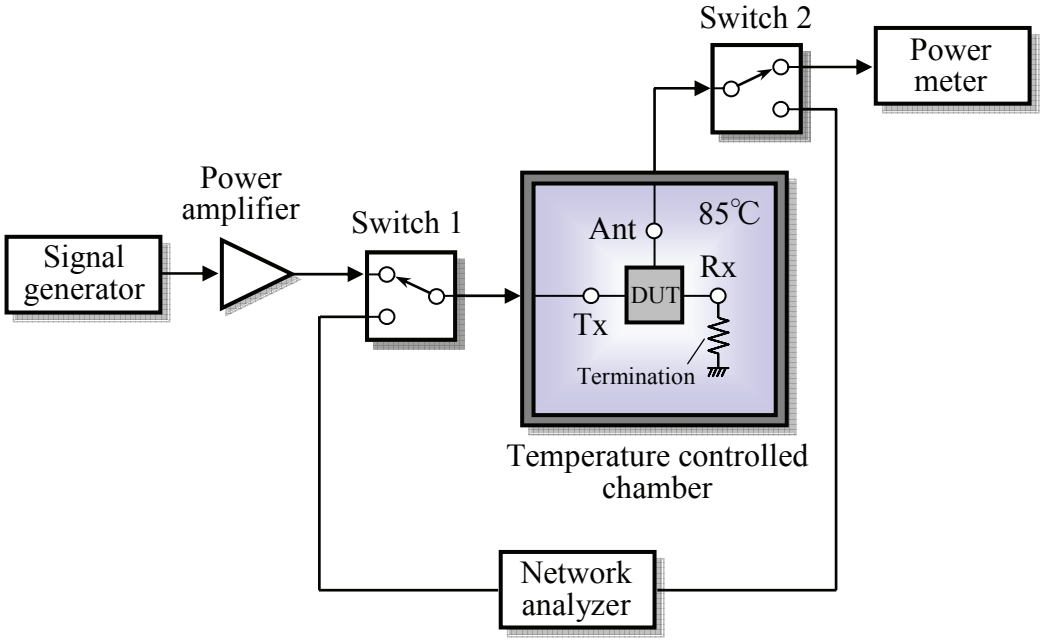


図5.15 耐電力加速試験の測定系

耐電力加速試験の測定系を図 5.15 に示す。信号発生器から出力される RF 連続波（continuous wave：CW）をパワーアンプで増幅し、恒温槽にセットした測定サンプルの Tx 端子に印加した。恒温槽の温度は 85℃に設定した。入力信号の周波数は、ラダー型 SAW フィルタにおいて最も耐電力性が低い通過帯域高周波側端部とした[27]。サンプルへの印加パワーは 1.0、1.1、1.2 W の 3 条件で試験を行った。Rx 端子は 50 Ωの抵抗で終端した。Ant 端子からの出力信号はパワーメータでモニタした。パワー印加した状態で 30 分間放置した後、スイッチ 1 と 2 を切り替えて測定サンプルとネットワークアナライザを接続し、フィルタ特性を測定することでフィルタの故障をチェ

ックした。パワー印加前の初期特性と比較して、Tx フィルタの最小挿入損失が 0.3 dB 以上増加するか、-3.5 dB の通過帯域幅が 2 MHz 以上縮小すれば測定サンプルは故障したと判定し、測定を終了した。フィルタ特性が判定基準まで劣化していなければ、スイッチ 1 と 2 を切り替えて再び測定サンプルにパワーを印加し、サンプルが故障するまで試験を繰り返した。

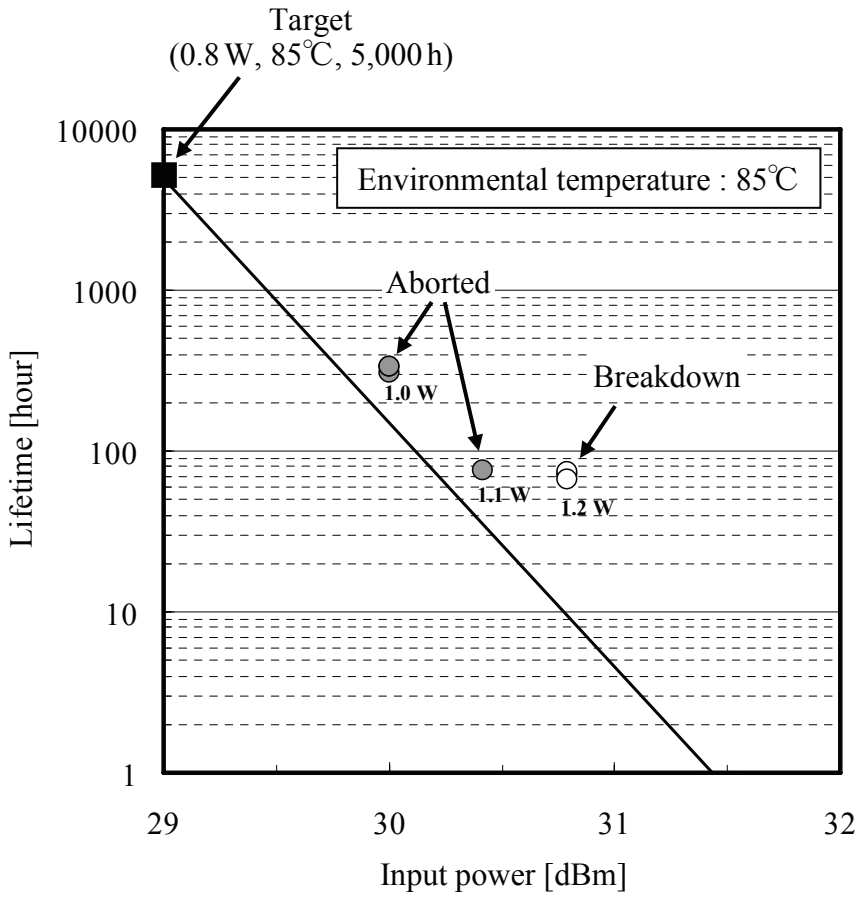


図5.16 耐電力加速試験結果

図 5.16 に、耐電力加速試験結果を示す。横軸を印加パワー、縦軸を故障するまでの時間（寿命）として両対数グラフでプロットしてある。グラフ中の直線は、耐電力性の目標値（環境温度 85℃、印加パワー0.8 W で 5,000 時間持続）を、印加パワー依存性を含めて表したものである。直線の傾きは、過去の耐電力加速試験の実績値から独自に決定した。この直線よりも上側にプロットされれば、上述の耐電力目標値を満足できていることを意味する。

まず、印加パワー1 W（30.0 dBm）で試験を行った。300 時間以上経過してもサンプルは故障しなかったため、測定を中断した。この結果から、作製したデュプレクサは耐電力の目標値を満足することを確認した。作製したデュプレクサの耐電力性の実力値を把握するために、さらに印加パワーを上げて試験を行った。1.1 W（30.4 dBm）の印加パワーでは 75 時間経過しても特性変化がなかったため、再び試験を中断した。印加パワーを 1.2 W（30.8 dBm）にすると、70 時間前後で Tx フィルタが故障することがわかった（図 5.16 の○）。この結果を、図 5.16 の直線の傾きを使って「環境温度 85℃、印加パワー0.8 W（29.0 dBm）」の条件に変換すると、40,000 時間程度の寿命を有することになる。したがって、作製したデュプレクサは一般的な耐電力目標値の 8 倍程度の寿命実力値がある計算になり、実用上十分な耐電力性を有することが確認できた。

5.4 結言

第 4 章までの研究で得られた高角形 SAW フィルタの設計技術を用いて、1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサを作製した。

Tx フィルタには、間引き共振器とナローフィンガー共振器を適用したラダー型 SAW フィルタを採用し、Rx フィルタには、低損失化した *LC* 効果型 DMS フィルタを採用した。位相シフタの役目を担うストリップ線路を内蔵した LTCC パッケージを作製し、SAW フィルタチップを搭載してデュプレクサを完成させた。デバイスサイズは、5.0×5.0×1.45 mm である。

作製したデュプレクサのフィルタ特性を評価し、携帯電話端末の実用環境温度（-30～+85℃）内で、PCS 用デュプレクサの仕様を満足することを確認した。デュプレクサの耐電力性も評価し、実用上十分な寿命を有することを確認した。

以上、高角形SAWフィルタを用いて、実用レベルのPCS用デュプレクサを開発することに成功した。

第 6 章　結論

ラダー型 SAW フィルタ及びダブルモード型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にし、挿入損失を低減するための設計手法を理論面・実験面から検討し、数多くの有効な設計手法を確立した。そして、得られた高角形 SAW フィルタを用いて、北米携帯電話向け 1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサを作製し、実用性能を有することを確認した。本デバイスは初の PCS 用 SAW デュプレクサとして製品化された。既に相当数の製品が市場に出荷されており、これまで北米エリアの携帯電話端末で使用されてきた大型の誘電体デュプレクサに取って代わった。本デュプレクサは、誘電体デュプレクサの体積比 6%と画期的小型化を実現した。

本研究で得られた結果を以下に要約するとともに、SAW デュプレクサをさらに発展させるための課題、及び、本研究の発展可能性を述べ、本研究の結論とする。

第 2 章では、ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にするための設計手法について検討し、間引き共振器及び位相反転共振器を提案した。そして、位相反転共振器を適用したラダー型 SAW フィルタを設計・作製した。

1) ラダー型 SAW フィルタのカットオフ特性を急峻にするための設計指針を得るために、モード結合理論を用いて SAW 共振器を解析した。その結果、カットオフ特性を急峻にするために共振器の共振－反共振周波数差Δfを縮小するには、IDT において電気エネルギーから SAW エネルギーに変換される割合（励振効率）を小さくすることが有効であることを明らかにした。
2) IDT 全体としての励振効率を任意に低減できる「間引き共振器」及び「位相反転共振器」を提案し、モード結合理論を用いたシミュレーションと実験の両面から基礎特性を評価した。その結果、両共振器ともにΔf の低減効果を有することを確認した。また、位相反転共振器は間引き共振器よりもΔf の低減効果が高く、静電容量の補正量を小さくできるため、より小型のフィルタが実現できることがわかった。
3) 位相反転共振器を直列共振器に適用した 1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用ラダー型 SAW フィルタを作製し、高周波側の遷移幅を従来の 31.0 MHz から 18.2 MHz

に縮小することに成功した。

第 3 章では、ラダー型 SAW フィルタの低損失化を目的として、共振器における LSAW の斜め放射を理論的に解析し、斜め放射を抑制できるナローフィンガー共振器を提案した。そして、提案した共振器を適用したラダー型 SAW フィルタを設計・作製した。

1) 回転 Y カット LT 基板上の共振器における LSAW の斜め放射を導波モード解析手法により解析した。その結果、斜め放射率はグレーティング部の LSAW 速度とバスバー部の LSAW 速度がおよそ一致する周波数でピークになることを明らかにした。さらに、放射ピークは共振点の前後に 2 つ存在し、直列共振器における 2 つの放射ピークはラダー型 SAW フィルタの通過帯域端部に対応することも明らかにした。
2) グレーティング部の LSAW 速度を速くすることで斜め放射を抑制する「ナローフィンガー共振器」を提案し、光学的な LSAW 分布観測及び電気特性の測定から、斜め放射が抑制されることを実証した。また、提案した共振器構造により、共振 Q 値が従来の 3 倍以上に向上することを示した。
3) ナローフィンガー共振器を直列共振器に適用した 1.9 GHz 帯 PCS-Tx 用ラダー型 SAW フィルタを作製し、高周波側の通過帯域端部を大幅に低損失化できることを実証した。斜め放射の抑制により、高周波側の遷移幅を従来の 29.3 MHz から 13.7 MHz に縮小することに成功した。

第 4 章では、DMS フィルタを PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能とすることを目的として、DMS フィルタのカットオフ特性を急峻にする *LC* 効果型 DMS フィルタ及び低損失化のための 3 つの新規構造を提案・適用した。

1) DMS フィルタ自体の電極設計を変えずに、フィルタ外部にリアクタンス素子を付加することで、カットオフ特性の急峻性を向上できることを見出した。このフィルタ構成を *LC* 効果型 DMS フィルタと名付けた。
2) *LC* 効果型 DMS フィルタの実現構造として、寄生リアクタンスを利用する構造

を提案した。本構造は外部リアクタンス素子が不要なため、小型・安価に *LC* 効果型 DMS フィルタを実現できる。

3) DMS フィルタの低損失化のため、DMS フィルタの並列接続により IDT 電極指抵抗を低減することを検討し、実験においてフィルタの低損失化を実証した。この際、共用反射器を用いる小型並列接続構造を提案した。
4) グレーティング不連続点からのバルク波放射による損失に着目し、周期変調グレーティングを用いたバルク波放射抑制構造を適用した。本構造の適用により、0.5 dB の低損失化に成功した。
5) さらなる低損失化のため、DMS フィルタにおける LSAW の斜め放射を抑制できるバスバー部厚膜化構造を提案し、実験により 0.5 dB の低損失化を実現した。
6) 以上提案したすべての構造を適用した PCS-Rx 用 DMS フィルタを作製した。フィルタの遷移幅は従来の 29.9 MHz から 10.9 MHz に縮小し、PCS 用デュプレクサ Rx フィルタに適用可能な DMS フィルタの作製に成功した。

第 5 章では、第 2 章から第 4 章の研究で得られた高角形 SAW フィルタを用いて、1.9 GHz 帯 PCS 用デュプレクサを作製した。

1) Tx フィルタには、間引き共振器とナローフィンガー共振器を適用したラダー型 SAW フィルタを採用し、Rx フィルタには、低損失化した *LC* 効果型 DMS フィルタを採用した。DMS フィルタを用いた SAW デュプレクサの報告例は無く、本研究が初の試みである。
2) デュプレクサに必要な位相シフタの役目を担うストリップ線路を内蔵した LTCC パッケージを設計・作製し、5.0×5.0×1.45 mm サイズの PCS 用 SAW デュプレクサを完成させた。
3) 作製したデュプレクサのフィルタ特性、温度特性、耐電力性を評価し、PCS 用デュプレクサの所望の特性を満足することを確認した。本デバイスは初の PCS 用 SAW デュプレクサとして実用化された。

以上、本研究で得られた成果により、1.9 GHz 帯 SAW フィルタの遷移幅を約 10

MHz まで縮小することに成功した。そして、本高角形フィルタを用いて、PCS 用 SAW デュプレクサを開発することに初めて成功し、実用化されるに至った。

SAW デュプレクサをさらに発展させるための課題を述べる。携帯電話端末は継続的に小型・高機能化の進化を遂げており、これに伴って使用されるデバイス、特に SAW デュプレクサにはさらなる小型・低損失化が要求され続けている。小型化の要求に対しては、例えば現状のフェースアップ実装＋ワイヤボンディング構造からフェースダウンのフリップチップ実装に変更することや、位相シフタをストリップ線路から集積受動素子に変更することなどが考えられる。低損失化の要求に対しては、SAW フィルタ自体の低損失化技術を開発することが最も重要であるが、温度特性を向上させることも低損失化の観点で有効である。なぜなら、環境温度変化に対するフィルタ周波数のシフト量を小さく抑えることができれば、通過帯域内の損失保証値を小さくできるからである。第 1 章で述べたように、SAW フィルタの温度特性補償技術も活発に研究がなされており、これらの研究が実用レベルに到達すれば、より低損失の SAW デュプレクサが実現でき、携帯電話端末の高性能化に貢献できる。また近い将来、デュプレクサの Rx 端子は現在のシングルエンド型からバランス型に移行すると考えられている。Rx 端子をバランス型にするための基本的な方法は、Rx フィルタにバランス型 DMS フィルタを用いることであり、このことからも本論文で DMS フィルタを用いた SAW デュプレクサを研究したことは大変意義深い。本研究で提案した DMS フィルタを用いた SAW デュプレクサをベースに、バランス型 DMS フィルタの設計技術を発展させれば、バランス型 SAW デュプレクサの実現につながると期待される。

最後に、本研究の発展可能性を述べる。本研究で提案した設計技術は、PCS 用 SAW デュプレクサだけでなく、他の帯域の SAW デュプレクサや単体 SAW フィルタ全般に適用可能で、波及効果が非常に大きいと考えられる。例えば、間引き／位相反転共振器や *LC* 効果型 DMS フィルタを、急峻なカットオフ特性が要求される EGSM や DCS 帯域の SAW フィルタに適用すれば、フィルタ性能を向上できると考えられる。また、ナローフィンガー共振器は、ほとんど全ての SAW フィルタ・デュプレクサに適用でき、現行製品全体の大幅な低損失化につながると考えられる。また、本研究で検討した理論解析手法も SAW フィルタ・デュプレクサ全体の解析に展開できると考えられる。しかし、本研究で行った導波モード解析は、IDT を短絡グレーティングとして扱ったため、厳密には実際構造とは異なる。今後、さらなる低損失化を実現するには、実

際構造により近いモデルでの解析が必須である。したがって、IDTをグレーティング部とバスバー部に分けるだけでなく、電極指先端のギャップ部もトラックとして分割し、マルチトラックの導波モード解析を行ったり、IDT 構造全体をモデリングして有限要素法解析を行ったりして、電極指先端部における SAW の振る舞いを厳密に解析していくことが今後重要になってくると考えている。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なるご指導、ご鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻 栖原 敏明 教授に謹んで感謝の意を表します。また、貴重なご教示、ご助言を頂きました電気電子情報工学専攻 谷口 研二 教授、及び、瀬恒 謙太郎 教授に心から感謝致します。

また、本論文の作成にあたり、ご指導頂きました電気電子情報工学専攻 伊藤 利道 教授、森 勇介 教授、片山 光浩 教授、杉野 隆 教授、尾崎 雅則 教授、近藤 正彦 教授、森田 清三 教授、八木 哲也 教授に深く感謝の意を表します。

筆者が在学中より常々ご指導、ご教示頂いている大阪大学名誉教授 西原 浩 先生に心より感謝致します。また、大阪大学大学院 医学系研究科 春名 正光 教授（元 工学研究科 電子工学専攻）には学生時代から多大なるご指導、ご鞭撻を頂き、ここに謹んでお礼を申し上げます。

本研究を行う機会を与えて下さいました、株式会社 富士通研究所 村野 和雄 社長、森田 修三 常務、内山 隆 取締役、同社ペリフェラルシステム研究所 安部 文隆 元所長代理（現 富士通研究所 シニアスタッフ）、山岸 文雄 元所長代理（現 ビジネスインキュベーション研究所 専任研究員）、同社メディアデバイス研究部 佐脇 一平 元部長（現 ビジネスインキュベーション研究所 主管研究員）を始め、関係各部門の皆様に感謝致します。

本研究を行うにあたり、終始一貫してご指導、ご鞭撻、ご討論を頂いた富士通研究所 佐藤 良夫 フェロー、富士通メディアデバイス株式会社 通信デバイス事業部 伊形 理 事業部長、富士通研究所 佐藤フェロー室 上田 政則 主任研究員、松田 隆志 主任研究員に深謝の意を表します。

本研究を行うにあたり、有益なご指導、ご助言を頂くとともに、実験にご協力頂いた佐藤フェロー室 岩本 康秀 氏（現 富士通クオリティ・ラボ）、三浦 道雄 氏、堤 潤博士、保田 浩善 氏、松田 聡 氏を始めとするSAWデバイスグループの皆様に深く感謝致します。また、本研究を進めるにあたり、有益なるご助言、ご協力を頂きました富士通メディアデバイス株式会社 藤原 嘉朗 取締役、同社通信デバイス事業部 設計部 江畑 泰男 専任部長、川内 治 部長、水戸部 整一 課長、西澤 年雄 氏を始めとするSAWデバイス関連の仕事をされている方々に感謝致します。

参考文献

[1] L. Rayleigh, “On Waves Propagated along the Plane Surface of an Elastic Solid,” *Proc. London Math. Soc.*, 17, pp. 4–11, 1885.

[2] R. M. White, and F. W. Voltmer, “Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 7, no. 12, pp. 314–316, 1965.

[3] S. Takahashi, H. Hirano, T. Kodama, F. Miyashiro, B. Suzuki, A. Onoe, T. Adachi, and K. Fujinuma, “SAW IF Filter on $LiTaO_3$ for Color TV Receivers,” *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. CE-24, no. 3, pp. 337–346, 1978.

[4] J. D. Maines, and E. G. S. Paige, “Surface-Acoustic-Wave Devices for Signal Processing Applications,” *Proc. IEEE*, vol. 64, no. 5, pp. 639–651, 1976.

[5] J. R. Klauder, A. C. Price, S. Darlington, and W. J. Albersheim, “The Theory and Design of Chirp Radars,” *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 39, pp. 745–808, 1960.

[6] S. Urabe, S. Sato, and N. Kanmuri, “New SAW Oscillators for Land Mobile Telephone Radio Unit,” *Proc. IEEE Microwave Symp.*, pp. 315–317, 1983.

[7] M. Hikita, A. Sumioka, and T. Tabuchi, “A Wideband SAW Resonator and Its Application to a VCO for Mobile Radio Transceivers,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol 43, no. 4, pp. 863–869, 1994.

[8] S. Shiokawa, and J. Kondoh, “Surface Acoustic Wave Sensor for Liquid-Phase Application,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 445–452, 1999.

[9] J. Kent, M. Takeuchi, K. Oishi, and R. Adler, “Rayleigh Waves on Love-Wave Substrates for Touch-Sensitive Panels,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 337–342, 2001.

[10] 山之内, 尾形, 三保田, “分散型一方向性すだれ状電極変換器とエラスティックコンボルバの高効率化,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J76-A, no. 2, pp. 253–259, 1993.

[11] K. Yamanouchi, W. Sato, and H. Odagawa, “High Efficiency Electro-Acoustic Convolver,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1583–1586, 1996.

[12] C. S. Tsai, “Wideband Guided-Wave Acoustooptic Bragg-Devices and Applications,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 120–125, 1975.

[13] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of Low-Loss Band-Pass Filters using SAW Resonators for Portable Telephones,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 111–115, 1992.

[14] T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka, and Y. Nakazawa, “Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 95–104, 1992.

[15] O. Ikata, N. Nishihara, Y. Satoh, H. Fukushima, and N. Hirasawa, “A Design of Antenna Duplexer using Ladder Type SAW Filters,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1–4, 1998.

[16] R. Takayama, H. Nakanishi, T. Matsushita, Y. Satoh, and T. Kawasaki, “Band-Switching SAW Antenna Duplexers for US-PCS,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 119–122, 2002.

[17] K. Onishi, A. Nanba, H. Sato, T. Ogura, S. Seki, Y. Taguchi, M. Tomita, O. Kawasaki, and K. Eda, “A Novel Temperature Compensation Method for SAW Devices using Direct Bonding Techniques,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 227–230, 1997.

[18] H. Sato, K. Onishi, T. Shimamura, and Y. Tomita, “Temperature Stable SAW Devices using Directly Bonded $LiTaO_3$/Glass Substrates,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 335–338, 1998.

[19] T. E. Parker, and H. Wichansky, “Temperature-Compensated Surface-Acoustic-Wave Devices with SiO_2 Film Overlays,” *J. Appl. Phys.*, 50 (3), pp. 1360–1369, 1979.

[20] K. Yamanouchi, and S. Hayama, “SAW Properties of SiO_2/128ºY-X $LiNbO_3$ Structure Fabricated by Magnetron Sputtering Technique,” *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, vol. SU-31, pp. 51–57, 1984.

[21] R. Takayama, H. Nakanishi, Y. Iwasaki, T. Inoue, and T. Kawasaki, “The Approach to Realize the Characteristics of SAW Resonator with the Temperature Compensation and Steepness for PCS Duplexer,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 385–388, 2003.

[22] 中村, 清水, “異方性エッチSi基板を用いたZnO膜低次オーバートーン厚み共振子,” 日本音響学会講演論文集, p. 127–128, 1980.

[23] T. W. Grudkowski, J. F. Black, T. M. Reeder, D. E. Cullen, and R. A. Wagner, “Fundamental-Mode VHF-UHF Miniature Acoustic Resonators and Filters on Silicon,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 37, no. 11, pp. 993–995, 1980.

[24] K. M. Lakin, and J. S. Wang, “Acoustic Wave Bulk Composite Resonators,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 38, pp. 125–127, 1981.

[25] R. Ruby, P. Bradley, J. D. Larson III, and Y. Oshmyansky, “PCS 1900 MHz Duplexer using Thin Film Bulk Acoustic Resonators (FBARS),” *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 10, pp. 794–795, 1999.

[26] R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, A. Chien, and J. D. Larson III, “Thin Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) for Wireless Applications,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 813–821, 2001.

[27] T. Nishihara, H. Uchishiba, O. Ikata, and Y. Satoh, “Improved Power Durability of Surface Acoustic Wave Filters for an Antenna Duplexers,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 34, no. 5B, pp. 2688–2692, 1995.

[28] Y. Satoh, T. Nishihara, O. Ikata, M. Ueda, and H. Ohmori, “SAW Duplexer Metallizations for High Power Durability,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 17–26, 1998.

[29] R. Takayama, H. Nakanishi, T. Sakuragawa, T. Kawasaki, and K. Nomura, “High Power Durable Electrodes for GHz Band SAW Duplexer,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 9–13, 2000.

[30] Y. Ebata, M. Koshino, O. Furukawa, and S. Ichikawa, “Stress-Migration Analysis on SAW Duplexer,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 5–8, 2002.

[31] Y. Satoh, O. Ikata, T. Matsuda, T. Nishihara, and T. Miyashita, “Resonator-Type Low-Loss Filters,” *Proc. Int. Symp. SAW Devices for Mobile Comm.*, pp. 179–185, 1992.

[32] 佐藤, 伊形, 宮下, 松田, 西原, “SAW 共振器を用いた低損失帯域フィルタ,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J76-A, no. 2, pp. 245–252, 1993.

[33] 日本学術振興会弾性波素子技術第 150 委員会・編, “弾性波デバイス技術,” オーム社, 2004.

[34] F. Ishihara, Y. Koyamada, and S. Yoshikawa, “Narrow Band Filters using

Surface Acoustic Wave Resonators," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 381–384, 1975.

[35] E. A. Ash, "Surface Wave Grating Reflectors and Resonators," *Proc. IEEE Symp. MTT*, pp. 385–386, 1970.

[36] E. J. Staples, "UHF Surface Acoustic Wave Resonators," *Proc. IEEE Symp. on Freq. Contr.*, pp. 280–285, 1974.

[37] 柳沢, "フィルタの理論と設計," 産報出版, 1974.

[38] Y. Satoh, and O. Ikata, "Ladder Type SAW Filter and Its Application to High Power SAW Devices," *Int. J. High Speed Electronics and Systems*, vol. 10, no. 3, pp. 825–865, 2000.

[39] 鈴木, 竹内, 中村, 廣田, "SAW 周期構造のモード結合理論," 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J76-A, pp. 87–95, 1983.

[40] 橋本, "弾性表面波（SAW）デバイスシミュレーション技術入門," リアライズ社, 1997.

[41] P. V. Wright, "Natural Single-Phase Unidirectional Transducer," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 58–63, 1985.

[42] S. Datta, B. J. Hunsinger, and D. C. Malocha, "A Generalized Model for Periodic Transducers with Arbitrary Voltages," *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, SU-26, 3, pp. 235–242, 1980.

[43] H. Engan, K. A. Ingebrigtsen, and A. Tonning, "Elastic Surface Waves in α-Quartz, Observation of Leaky Surface Waves," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 10, pp. 311–313, 1967.

[44] K. Nakamura, M. Kazumi, and H. Shimizu, "SH-type and Rayleigh-type Surface Waves on Rotated Y-cut $LiTaO_3$," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 819–822, 1977.

[45] O. Kawachi, S. Mineyoshi, G. Endoh, M. Ueda, O. Ikata, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "Optimal Cut for Leaky SAW on $LiTaO_3$ for High Performance Resonators and Filters," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 48, no. 5, pp. 1442–1448, 2001.

[46] S. Sääskilahti, J. Knuuttila, M. Kaivola, C. G. Aminoff, and M. M. Salomaa,

"Interferometric Investigation of SAW Devices," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 173–176, 1996.

[47] T. Hesjedal, E. Chilla, and H. –J. Fröhlich, "High Resolution Visualization of Acoustic Wave Fields within Surface Acoustic Wave Devices," *Appl. Phys. Lett.*, 70, pp. 1372–1374, 1997.

[48] T. Chiba, "Optical Measurement and Numerical Analysis of SAW Propagation at Dispersive Delay Line on Y-Z $LiNbO_3$ Substrate," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1718–1721, 2003.

[49] H. Kamizuma, L. Yang, T. Omori, K. Hashimoto, and M. Yamaguchi, "High-Speed Laser Probing System for Surface Acoustic Wave Devices Based on Knife-Edge Method," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 44, no. 6B, pp. 4535–4538, 2005.

[50] J. Knuuttila, P. Tikka, V. P. Plessky, T. Thorvaldsson, and M. M. Salomaa, "Recent Advances in Laser-Interferometric Investigations of SAW Devices," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 161–164, 1997.

[51] J. Knuuttila, P. Tikka, T. Thorvaldsson, K. Hashimoto, and M. M. Salomaa, "High Resolution Laser-Interferometric Probing of SAW Devices," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 235–238, 1998.

[52] J. Knuuttila, P. Tikka, C. S. Hartmann, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Anomalous Asymmetric Acoustic Radiation in Low-Loss SAW Filters," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 13, pp. 1115–1116, 1999.

[53] J. Koskela, J. Knuuttila, P. Tikka, C. S. Hartmann, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Mechanism for Acoustic Leakage in Surface-Acoustic Wave Resonators on Rotated Y-cut Lithium Tantalate Substrate," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 75, no. 17, pp. 2683–2685, 1999.

[54] J. Koskela, J. Knuuttila, T. Makkonen, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Acoustic Loss Mechanisms in Leaky SAW Resonators on Lithium Tantalate," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 209–213, 2000.

[55] J. Koskela, J. Knuuttila, T. Makkonen, V. P. Plessky, and M. M. Salomaa, "Acoustic Loss Mechanisms in Leaky SAW Resonators on Lithium Tantalate,"

IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 48, no. 6, pp. 1517–1526, 2001.

[56] A. Miyamoto, S. Wakana, and A. Ito, "Novel Optical Observation Technique for Shear Horizontal Wave in SAW Resonators on 42ºYX-cut Lithium Tantalate," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 86–89, 2002.

[57] S. Wakana, A. Miyamoto, and A. Ito, "Backside Observation Technique for SAW Distribution under Electrodes," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1714–1717, 2003.

[58] R. V. Schmidt, and L.A. Coldren, "Thin Film Acoustic Surface Waveguides on Anisotropic Media," *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, vol. SU-22, pp. 115–122, 1975.

[59] J. K. Knowles, "A Note on Elastic Surface Waves," *J. Geophysical Res.*, vol. 71, no. 22, pp. 5480–5481, 1966.

[60] 員見, 中村, 清水, "$LiTaO_3$ 回転 Y 板 SH タイプ表面波共振子における導波効果," 日本音響学会講演論文集, 3-1-1, pp. 77–78, 1979.

[61] 廣田, "弾性表面波導波路構造及びそれを用いたデバイス," 特許第 3890740 号, 2006.

[62] K. Hirota, and K. Nakamura, "Analysis of SAW Grating Waveguides Considering Velocity Dispersion Caused by Reflectivity," *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 221–226, 1999.

[63] T. Sato, and H. Abe, "Propagation of Longitudinal Leaky Surface Waves under Periodic Metal Grating Structure on Lithium Tetraborate," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 45, no. 2, pp. 394–408, 1998.

[64] T. Sato, Y. Ohkubo, and H. Abe, "Propagation of Longitudinal Leaky Surface Waves under Periodic SiO_2/Al Structure on $Li_2B_4O_7$ Substrate," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 46, no. 2, pp. 383–391, 1999.

[65] 田中, 森田, 小野, 中沢, "狭帯域二重モード SAW フィルタ," 電気学会　電子回路技術委員会　第 15 回 EM シンポジウム, pp. 5–10, 1986.

[66] 神田, 鈴木, 清水, "高次縦モードを利用した弾性表面波共振子フィルタの広帯域化," 電子情報通信学会春季全国大会, A-238, 1988.

[67] G. Endoh, M. Ueda, O. Kawachi, and Y. Fujiwara, “High Performance Balanced Type SAW Filters in the Range of 900 MHz and 1.9 GHz,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 41–44, 1997.

[68] M. Koshino, K. Kanasaki, N. Akahori, M. Kawase, R. Chujyo, and Y. Ebata, “A Wide-band Balanced SAW Filter with Longitudinal Multi-mode Resonator,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 387–390, 2000.

[69] Y. Ebata, “Suppression of Bulk-Scattering Loss in SAW Resonator with Quasi-Constant Acoustic Reflection Periodicity,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 91–96, 1988.

[70] O. Kawachi, S. Mitobe, M. Tajima, T. Yamaji, S. Inoue, and K. Hashimoto, “A Low-Loss and Wide-Band DMS Filter using Pitch-Modulated IDT and Reflector Structures,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 298–301, 2004.

[71] M. Hikita, Y. Ishida, T. Tabuchi, and K. Kurosawa, “Miniature SAW Antenna Duplexer for 800-MHz Portable Telephone used in Cellular System,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 6, pp. 1047–1056, 1988.

[72] N. Hirasawa, H. Fukushima, O. Kawachi, T. Nishihara, O. Ikata, and Y. Satoh, “A Study of Miniaturization Technique of SAW Antenna Duplexer for Mobile Application,” *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 413–416, 2000.

関連発表論文

［論文, レター］

1) **S. Inoue**, T. Matsuda, S. Matsuda, M. Ueda, Y. Satoh, K. Wada, S. Mitobe, and Y. Ebata, "Double-Mode Surface Acoustic Wave Filter with Suppressed Longitudinal and Transverse Mode Spurious Responses using Wave-Shaped Apodized Structure," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 8A, pp. 6490–6495, 2006.
2) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, M. Ueda, O. Ikata, and Y. Satoh, "Ultra-Steep Cut-Off Double Mode SAW Filter and Its Application to a PCS Duplexer," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 54, no. 9, pp. 1882–1887, 2007.
3) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, M. Ueda, O. Ikata, and Y. Satoh, "Analysis and Suppression of Side Radiation in Leaky SAW Resonators," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 54, no. 8, pp. 1692–1699, 2007.
4) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 上田政則, 佐藤良夫, "ダブルモード型弾性表面波フィルタの斜め放射の解析と抑制," 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J90-C, no. 4, pp. 396–397, 2007.
5) 三浦道雄, 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 上田政則, 佐藤良夫, 伊形　理, 江畑泰男, "$LiTaO_3$/サファイア接合基板を用いた温度特性改善 SAW デバイス," 電気学会論文誌 C, vol. 127, no. 8, pp. 1161–1165, 2007.
6) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, M. Ueda, and R. Weigel, "Influence of Linear and Non-Linear Distortions in SAW/FBAR Duplexers for 3rd Generation Mobile Phone Systems," *J. European Microwave Association*, vol. 3, pp. 120–127, 2007.
7) O. Kawachi, S. Mitobe, M. Tajima, **S. Inoue**, and K. Hashimoto, "Low-Loss and Wide-Band Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters Using Pitch-Modulated Interdigital Transducers and Reflectors," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 54, no. 10, pp. 2159–2164, 2007.

［国際会議］

1) T. Matsuda, J. Tsutsumi, **S. Inoue**, Y. Iwamoto, Y. Satoh, M. Ueda, and O. Ikata, "High-Frequency SAW Duplexer with Low-Loss and Steep Cut-Off

Characteristics," *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 71–76, Munich, Oct. 2002.

2) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, M. Ueda, and O. Ikata, "Extremely Low-Loss SAW Filter and Its Application to Antenna Duplexer for the 1.9 GHz PCS Full-Band," *IEEE Intl. Freq. Cont. Symp.*, pp. 861–867, Tampa, May 2003.

3) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, M. Ueda, and O. Ikata, "1.9 GHz Range Ultra-Low-Loss and Steep Cut-Off Double Mode SAW Filter for the Rx Band in the PCS Antenna Duplexer," *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 389–392, Honolulu, Oct. 2003.

4) M. Ueda, J. Tsutsumi, **S. Inoue**, Y. Iwamoto, M. Miura, T. Matsuda, O. Ikata, and Y. Satoh, "High Performance SAW Antenna Duplexer using Ultra-Low-Loss Ladder Filter and DMS for 1.9GHz US PCS," *Intl. Symp. on Acoustic Devices for Future Mobile Comm. Systems*, pp. 261–264, Chiba, Mar. 2004.

5) M. Ueda, J. Tsutsumi, **S. Inoue**, T. Matsuda, O. Ikata, and Y. Satoh, "Ultra-Miniaturized and High Performance PCS SAW Duplexer with Steep Cut-Off Filters," *IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp.*, pp. 913–916, Fort Worth, Jun. 2004.

6) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, Y. Iwamoto, M. Miura, T. Matsuda, Y. Satoh, T. Nishizawa, M. Ueda, and O. Ikata, "A Miniaturized 3 x 3-mm SAW Antenna Duplexer for the US-PCS Band with Temperature-Compensated $LiTaO_3$/Sapphire Substrate," *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 954–958, Montreal, Aug. 2004.

7) O. Kawachi, S. Mitobe, M. Tajima, T. Yamaji, **S. Inoue**, and K. Hashimoto, "A Low-Loss and Wide-Band DMS Filter using Pitch-Modulated IDT and Reflector Structures," *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 298–301, Montreal, Aug. 2004.

8) M. Ueda, T. Nishihara, J. Tsutsumi, S. Taniguchi, T. Yokoyama, **S. Inoue**, T. Miyashita, and Y. Satoh, "High-Q Resonators using FBAR/SAW Technology and their Applications," *IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp.*, pp. 209–212, Long Beach, Jun. 2005.

9) **S. Inoue**, T. Matsuda, S. Matsuda, M. Ueda, Y. Satoh, K. Wada, S. Mitobe, and Y. Ebata, "Low-Loss SAW Filter on $Li_2B_4O_7$ using Novel-Shape Apodized Structure

for 1 GHz RF-ID System," *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1036–1041, Rotterdam, Sep. 2005.

［研究会］

1) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 佐藤良夫, 上田政則, 伊形　理, "SAW 共振器の斜め放射を抑制した超高角形フィルタ," 日本学術振興会　弾性波素子技術第 150 委員会　第 83 回研究会資料, pp. 7–12, 2003 年 7 月.
2) 井上将吾, 松田隆志, 松田　聡, 上田政則, 佐藤良夫, 和田剛一, 水戸部整一, 江畑泰男, "Wave 形状アポダイズにより縦モードと横モードの不要応答を抑制した LBO 基板 DMS フィルタ," 日本学術振興会　弾性波素子技術第 150 委員会　第 97 回研究会資料, pp. 7–12, 2006 年 5 月.

［学会発表］

1) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 佐藤良夫, 上田政則, 伊形　理, "SAW 共振器の斜め放射を抑制した超高角形フィルタ," 電気学会　電子回路技術委員会第 32 回 EM シンポジウム, pp. 95–98, 2003 年 5 月.
2) 堤　潤, 井上将吾, 岩本康秀, 三浦道雄, 松田隆志, 佐藤良夫, 上田政則, 伊形　理, "超高角形 SAW フィルタを用いた 1.9GHz－PCS 帯デュプレクサ," 電気学会　電子回路技術委員会　第 32 回 EM シンポジウム, pp. 99–104, 2003 年 5 月.
3) 上田政則, 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 佐藤良夫, 伊形　理, "北米 PCS 向け SAW デュプレクサの開発," 圧電材料・デバイスシンポジウム 2004, pp. 37–40, 2004 年 2 月.
4) 三浦道雄, 井上将吾, 堤　潤, 岩本康秀, 松田隆志, 上田政則, 佐藤良夫, 伊形　理, 江畑泰男, "ハイパワー向け SAW デバイス用温度特性改善基板," 電気学会　電子回路技術委員会　第 34 回 EM シンポジウム, pp. 65–68, 2005 年 5 月.
5) 和田剛一, 水戸部整一, 江畑泰男, 井上将吾, 松田隆志, 松田　聡, 上田政則, 佐藤良夫, "新形状のアポダイズ構造を用いた RF-ID システム用低損失 $Li_2B_4O_7$ 基板フィルタ," 電気学会　電子回路技術委員会　第 35 回 EM シンポジウム, pp. 89–94, 2006 年 5 月.

6) 堤　潤, 井上将吾, 上田政則, Robert Weigel, “第 3 世代携帯電話システムにおける弾性波デュープレクサの線形／非線形歪の影響,” 電気学会　電子回路技術委員会　第 36 回 EM シンポジウム, pp. 75–78, 2007 年 5 月.

［特許］

1) 松田隆志, 堤　潤, 井上将吾, 伊形　理, “弾性表面波共振器及びこれを用いた弾性表面波フィルタ,” 特許第 3432492 号（出願日　2000 年 9 月 28 日）.
2) 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 伊形　理, “弾性表面波フィルタ,” 特許第 3467472 号（出願日　2000 年 11 月 15 日）.
3) 堤　潤, 今井雅彦, 井上将吾, 松田隆志, “弾性表面波素子及びこれを用いた分波器,” 公開特許公報, 特開 2003-188681（出願日　2001 年 12 月 14 日）.
4) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 伊形　理, “弾性表面波共振子及び弾性表面波フィルタ,” 公開特許公報, 特開 2003-198317（出願日　2001 年 12 月 21 日）.
5) 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, “弾性表面波フィルタ、それを有する弾性表面波分波器,” 公開特許公報, 特開 2004-120685（出願日　2002 年 9 月 30 日）.
6) 岩本康秀, 井上将吾, 堤　潤, “分波器及び電子装置,” 公開特許公報, 特開 2004-336181（出願日　2003 年 4 月 30 日）.
7) 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, “分波器,” 公開特許公報, 特開 2004-343736（出願日　2004 年 4 月 23 日）.
8) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 上田政則, “弾性表面波フィルタ及びそれを有する分波器,” 公開特許公報, 特開 2004-349893（出願日　2003 年 5 月 20 日）.
9) 松田隆志, 堤　潤, 井上将吾, 伊形　理, “弾性表面波フィルタ,” 特許第 3704131 号（出願日　2000 年 9 月 28 日）.
10) 井上将吾, 田島基行, 山地隆行, 兼田泰文, 川内　治, 上田政則, “バランス出力型フィルタ,” 公開特許公報, 特開 2005-318307（出願日　2004 年 4 月 28 日）.
11) 堤　潤, 井上将吾, 上田政則, “弾性表面波素子,” 公開特許公報, 特開 2005-347892（出願日　2004 年 5 月 31 日）.
12) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 上田政則, “多重モード弾性表面波フィルタ及び分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-42398（出願日　2003 年 4 月 23 日）.

13) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 上田政則, “多重モード弾性表面波フィルタ及び分波器,” 特許第 3764731 号(出願日　2003 年 4 月 23 日).
14) 井上将吾, 岩本康秀, 松田隆志, 上田政則, “分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-135447(出願日　2004 年 11 月 2 日).
15) 岩本康秀, 井上将吾, 上田政則, “分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-180192 (出願日　2004 年 12 月 22 日).
16) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 伊形　理, “弾性表面波フィルタ,” 特許第 3824498 号(出願日　2001 年 4 月 18 日).
17) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 伊形　理, “弾性表面波共振子及び弾性表面波フィルタ,” 特許第 3824499 号(出願日　2001 年 4 月 20 日).
18) 岩本康秀, 井上将吾, 伊形　理, 堤　潤, “分波器及びこれを用いた電子装置,” 特許第 3833569 号(出願日　2002 年 5 月 10 日).
19) 岩本康秀, 井上将吾, 上田政則, “フィルタおよび分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-303931(出願日　2005 年 4 月 21 日).
20) 井上将吾, 西澤年雄, 村田俊彦, “弾性表面波フィルタおよび分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-311180(出願日　2005 年 4 月 28 日).
21) 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, “弾性表面波フィルタ、それを有する弾性表面波分波器,” 特許第 3844725 号(出願日　2002 年 9 月 30 日).
22) 堤　潤, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, “分波器,” 特許第 3853303 号(出願日　2003 年 4 月 28 日).
23) 松田　聡, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, “弾性波フィルタおよび弾性波分波器,” 公開特許公報, 特開 2006-333012(出願日　2005 年 5 月 25 日).
24) 松田隆志, 堤　潤, 井上将吾, 上田政則, “弾性表面波デバイス,” 特許第 3865712 号(出願日　2003 年 5 月 26 日).
25) 井上将吾, 堤　潤, 松田隆志, 伊形　理, “弾性表面波共振子及び弾性表面波フィルタ,” 特許第 3866709 号(出願日　2001 年 4 月 20 日).
26) 和田剛一, 水戸部整一, 井上将吾, “弾性表面波装置,” 公開特許公報, 特開 2007-19710(出願日　2005 年 7 月 6 日).
27) 井上将吾, 西原時弘, 松田隆志, 上田政則, “共振器、フィルタおよびアンテナ分波器,” 公開特許公報, 特開 2007-36856(出願日　2005 年 7 月 28 日).

28) 和田剛一, 水戸部整一, 井上将吾, “弾性表面波装置,” 公開特許公報, 特開 2007-60108（出願日 2005 年 8 月 23 日）.

29) 井上将吾, 西原時弘, 松田隆志, 上田政則, “フィルタおよびアンテナ分波器,” 公開特許公報, 特開 2007-60412（出願日 2005 年 8 月 25 日）.

30) 西原時弘, 井上将吾, 松田隆志, 上田政則, 岩城匡郁, 谷口眞司, 遠藤 剛, “分波器及びラダー型フィルタ,” 公開特許公報, 特開 2007-74698（出願日 2006 年 5 月 9 日）.

31) 岩本康秀, 井上将吾, 堤 潤, 上田政則, “分波器及び電子装置,” 特許第 3910187 号（出願日 2004 年 4 月 27 日）.

32) 上田政則, 川内 治, 井上将吾, 堤 潤, 松田隆志, 佐藤良夫, “弾性表面波デバイス,” 特許第 3929415 号（出願日 2003 年 4 月 23 日）.

33) T. Matsuda, J. Tsutsumi, **S. Inoue**, and O. Ikata, “Surface acoustic wave resonator and filter using the same with specified distance between an interdigital transducer and reflector,” US 6,466,108, Oct. 15, 2002.

34) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and O. Ikata, “Surface acoustic wave resonator with withdrawn electrodes and surface acoustic wave ladder filter using same,” US 6,552,632, Apr. 22, 2003.

35) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and O. Ikata, “Surface acoustic wave ladder filter having at least one resonator with electrode finger pairs in inverted orientation,” US 6,570,471, May 27, 2003.

36) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, T. Matsuda, and O. Ikata, “Surface acoustic wave ladder filter using interdigital transducers not involving resonance,” US 6,597,261, Jul. 22, 2003.

37) J. Tsutsumi, M. Imai, **S. Inoue**, and T. Matsuda, “Surface acoustic wave element and duplexer having the same,” US 6,903,626, Dec. 11, 2002.

38) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and O. Ikata, “Surface acoustic wave resonator and surface acoustic wave filter,” US 6,946,931, Sep. 20, 2005.

39) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, T. Matsuda, and M. Ueda, “Surface acoustic wave filter and surface acoustic wave duplexer having the same,” US 6,975,185, Dec. 13, 2005.

40) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, T. Matsuda, and M. Ueda, "Duplexer with a ladder filter and a multimode filter on the same substrate," US 7,026,890, Apr. 11, 2006.

41) J. Tsutsumi, **S. Inoue**, T. Matsuda, and M. Ueda, "Duplexer having two surface acoustic wave filters on one substrate," US 7,030,716, Apr. 18, 2006.

42) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and M. Ueda, "Multi-mode surface acoustic wave filter device and duplexer," US 7,078,989, Jul. 18, 2006.

43) Y. Iwamoto, **S. Inoue**, O. Ikata, and J. Tsutsumi, "Branching filter having both saw ladder and dual mode filters, and electronic apparatus using the branching filter," US 7,135,944, Nov. 14, 2006.

44) **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and M. Ueda, "Surface acoustic wave filter and duplexer including the same," US 7,154,359, Dec. 26, 2006.

45) M. Ueda, O. Kawachi, **S. Inoue**, J. Tsutsumi, T. Matsuda, and Y. Satoh, "Surface acoustic wave device with a thicker partial bus bar area and optimal bus bar to electrode tip gap," US 7,170,371, Jan. 30, 2007.

46) T. Matsuda, J. Tsutsumi, **S. Inoue**, and M. Ueda, "Surface acoustic wave element, and surface acoustic wave device including the same," US 7,218,038, May 15, 2007.

47) **S. Inoue**, M. Tajima, Y. Kaneda, O. Kawachi, and M. Ueda, "Balanced output filter having specified package input and output ground metal patterns," US 7,233,219, Jul. 19, 2007.