

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	弾性波フィルタバンクの高性能化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	三須幸一郎
Author(English)	Koichiro Misu
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第6903号, 授与年月日:2007年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第6903号, Conferred date:2007/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

学位論文

弾性波フィルタバンクの高性能化に関する研究

2007 年 3 月

東京工業大学
総合理工学研究科
物理情報システム専攻
三須 幸一郎

目次

第1章 序論	1
第2章 ASPW法を用いた弾性表面波素子の音場分布解析 ...	19
第3章 チタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器	49
第4章 誘導m形高域通過形弾性表面波フィルタ	89
第5章 誘導m形弾性表面波フィルタバンク	117
第6章 結論	141
研究実績リスト	145

第1章 序 論

1.1 弾性波フィルタバンクの用途

フィルタバンクは、1つの入力端子と複数の出力端子からなるもので、入力信号の周波数によって出力端子に分波する機能を有する。このため、フィルタバンクは、通過周波数の異なる複数のフィルタから構成される。弾性波フィルタバンクは、これらのフィルタに弾性波素子を用いたものである。

弾性波素子は、特定周波数信号に対する選択性や阻止特性に優れた特徴を有し、かつ、小形でありながら製造性に優れていることから、電子機器に広く使われており、近年では、特に、携帯電話機器に広く使われるようになってきている。弾性波の伝搬速度が電磁波に比べ 10^{-5} 程度小さいために、波長も同様に小さく、これが素子の小形化に大きく寄与している。同様に、同じ遅延時間を実現するために必要な伝搬距離も小さく、数 μsec から数十 μsec もの遅延時間を扱うことが可能であり、遅延線や分散形遅延線のような時間域での特性を利用した素子としても使われている。周波数検知回路のような信号処理回路においては、これらの周波数選択性と、遅延特性の両方の面で重要な素子として使われている [1]–[5]。

周波数選択性を利用した素子としては、フィルタとしての用途が一般的であるが、周波数検知回路のような信号処理回路では、入力信号を複数の周波数帯で分割したチャンネルに分ける機能が必須であり、このような機能を実現するために、通過周波数の異なる複数のフィルタを多数配列したフィルタバンクを用いる。弾性波フィルタは、小形であると同時に、振幅特性と位相特性の設計の自由度が高く、例えば、振幅特性に特定の関数形を持たせることができるため、信号処理回路のような用途に適している。

図 1.1 に、周波数検知回路の概略構成例を示す [2][3]。このような回路において、フィルタバンクには複数の使用形態がある。1つは、図中 "Channelized Receiver" と示したもので、フィルタバンクを用い、入力信号の周波数に応じて、フィルタバンクの出力端子の出力を観測して周波数を知るものである。フィルタバンクの

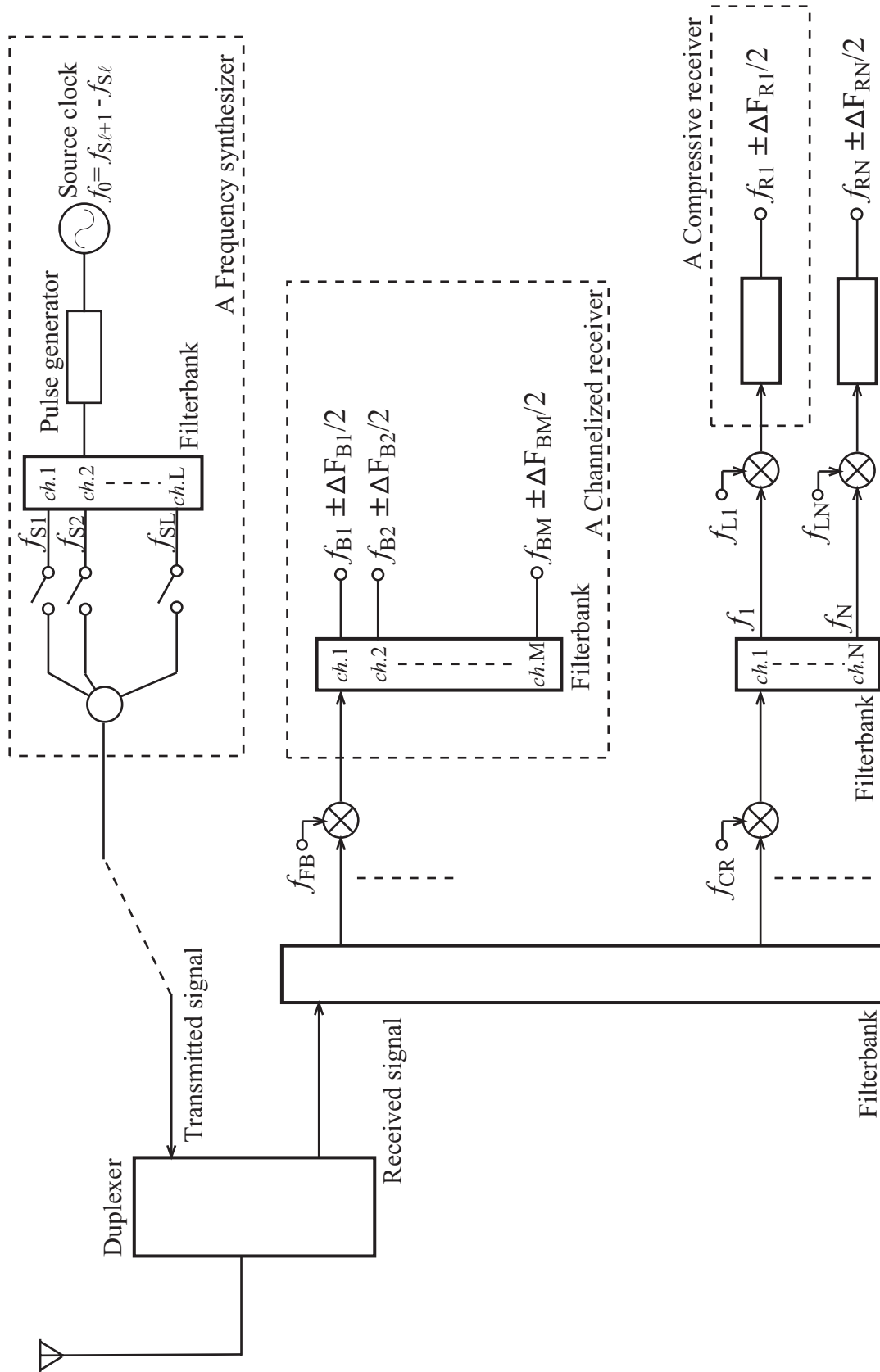


図 1.1. 周波数検知回路の概略構成

Fig.1.1 An outline block diagram of an RF band signal processing application.

動作帯域幅は、フィルタバンクを構成する各フィルタの帯域幅とチャンネル数により決まるが、各フィルタの帯域幅が広いと分解能は相対的に低下し、また、チャンネル数が多いと分配回路での損失が増大する。この場合、単にフィルタバンクによって分波するだけでは、フィルタバンク各チャンネルの周波数帯域幅以下の分解能を得ることはできないが、例えば、フィルタバンク出力端子に、"Compressive Receiver" を接続することでさらに分解能高く周波数を検知する。"Compressive Receiver" は、分散形遅延線 [6] を用いて実現できるフーリエ変換機能 [5][7] を利用し、圧縮パルスの出現時間が入力信号の周波数に比例する性質を用いて周波数検知を行う。分散形遅延線は、周波数によって遅延時間が変化する素子であり、パルス信号をチャープ信号に伸長したり、チャープ信号を再びパルス信号に圧縮する機能を有し、古くからチャープレーダと呼ばれる用途に用いられる [8]。"Compressive Receiver" では、伸張されたチャープ信号を未知の入力信号で周波数変換し、これをパルス圧縮すると、圧縮パルスの出現時間が未知の入力信号の周波数に依存するため、圧縮パルスの出現時間を計測することで、未知の入力信号の周波数を検知するものである。"Compressive Receiver" の分解能は、入力信号として扱える周波数帯域幅を、分散形遅延線の帯域幅と分散時間の積（BT 積）で割った値が目安であり、弾性表面波分散形遅延線の BT 積は数百から数千なので、例えば、入力信号の周波数帯域幅が 10MHz の場合、数十 kHz から数百 kHz の分解能を得ることができる。

"Channelized Receiver" の場合も、"Compressive Receiver" の場合も、それぞれが処理できる周波数帯域幅は限定されるため、同時に広帯域な信号を処理するためには、その前段にフィルタバンク等を配置して周波数帯域を分割し、複数の周波数検知回路を並列に配置する必要がある。このような信号処理のために、入力信号の帯域を分割することも、フィルタバンクの用途の 1 つである。

また、周波数シンセサイザにもフィルタバンクは使われる場合がある。回路内のローカル信号 $f_{\text{FB}}f_{\text{CR}}$ や、送信用の信号を生成する際に、周波数切替を高速に行うため、信号源 f_0 の信号を周波数逡倍し、その逡倍した高調波の中の 1 波だけを各出力端から取り出すことに、フィルタバンクが使われる。フィルタバンクで選択された各周波数の信号を、スイッチで切替えることで位相同期された信号を高速に切替えるこ

とが可能となる。

これらのフィルタバンクは、信号処理回路におけるキーパーツとすることができる。本研究は、周波数検知回路におけるキーパーツであるフィルタバンクの高性能化について述べるものである。

1.2 本研究の目的と意義

フィルタバンク中で使われる弾性波素子は、時間域での制御性や、周波数域における自由度の高い通過特性に優れているため、多くの適用例が知られている[9]–[13]。フィルタバンクは、入力信号を周波数に応じて分波するのがその基本的な機能であるから、より低損失で、帯域外減衰量が大きいことが求められる。本研究は、このような性能要求を満足するために、弾性波素子の伝搬問題の解析から、新たな圧電材料の適用、素子構造の提案や、周辺回路を含めた新たな回路構成の提案を行うことにより、弾性波フィルタバンクの高性能化を図るものである。

図1.2に、本研究の成果とその効果を示す。本研究は6章より構成され、第1章は序論、第6章は結論であり、第2章から第5章にて詳細な研究内容について述べる。第2章と第3章はフィルタ単体の性能向上に寄与し、その結果として、フィルタバンクの個々のチャンネルの性能向上に影響するものである。第4章は、フィルタ単体の性能向上に寄与する部分もあるが、主として、フィルタバンクの低周波数側の帯域外特性向上に寄与する。第5章は、フィルタバンクの分配損失と高周波数側の帯域外特性向上に寄与するものであり、これらの研究によりフィルタバンクの高性能化が可能となる。

第2章では、弾性表面波の伝搬の様子（音場分布）について、ASPW(Angular Spectrum of Plane Wave)法を用いた解析結果について述べる。ASPW法を用い、弾性表面波の伝搬速度を偶数次項からなる8次多項式で近似することにより、弾性表面波の伝搬速度の異方性を正しく考慮することができ、IDTから励振された弾性表面波の音場分布を精度よく解析することが可能となる。この結果、IDTから励振された弾性表面波が本来の伝搬方向以外の方向に伝搬することにより、素子の通過特性に意図しない帯域内リップルや帯域外スプリアスを生じることを解析によって

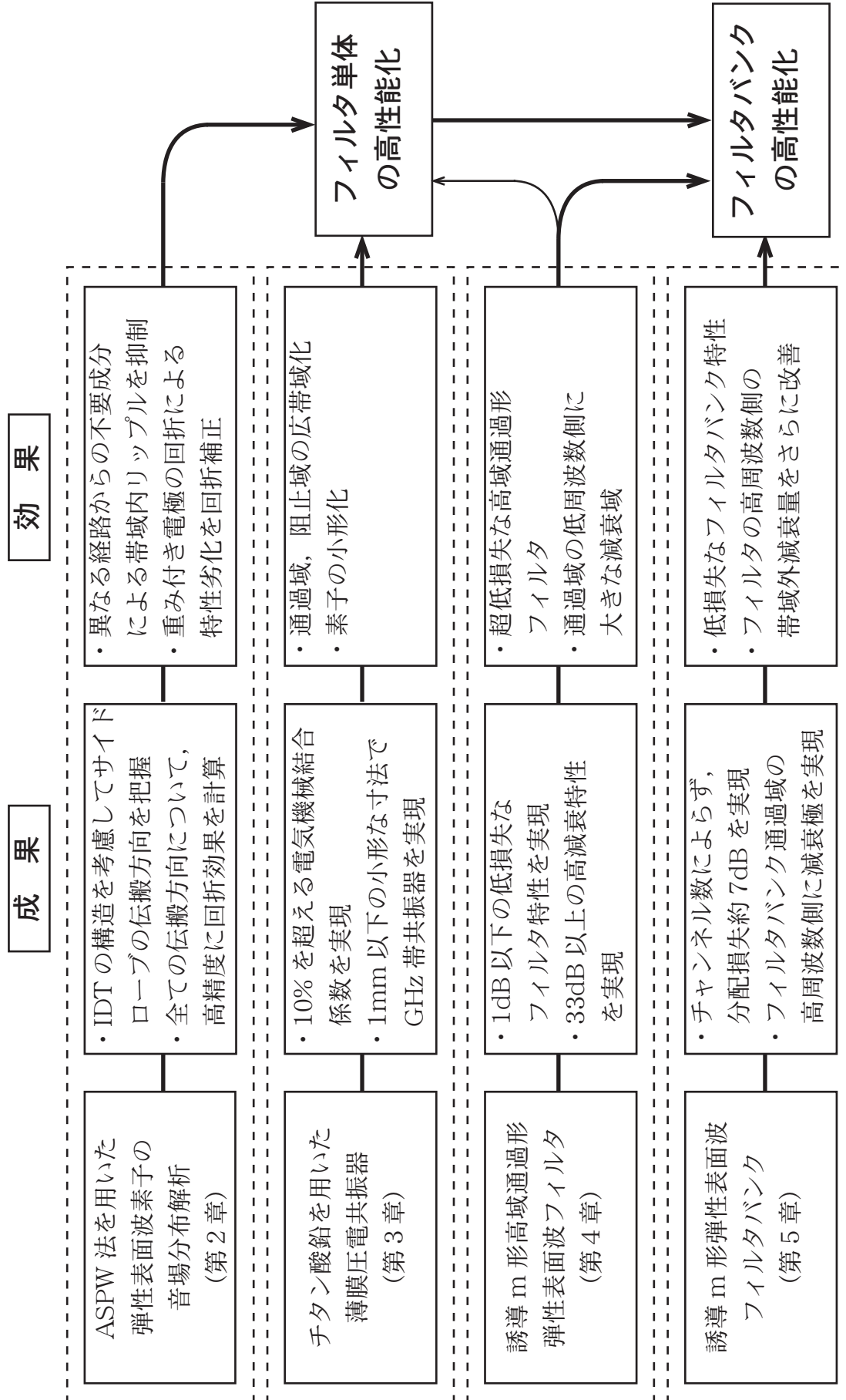


図 1.2 本研究の成果と効果
Fig.1.2 Results and effects of this study.

知ることが可能となる．また，重み付け電極を用いたトランスバーサルフィルタの交差幅の小さい領域からの回折の影響を補正する場合にも，ASPW 法は有効である．すなわち，本研究は，弾性表面波素子の通過特性の性能向上に寄与する．また，第2章にて解析対象とした傾斜形チャープ IDT を用いた弾性表面波分散形遅延線では，IDT の交差幅によって決定される方向にサイドローブが発生すると共に，傾斜形チャープ IDT の非対称な構造に起因してサイドローブレベルも非対称になることを明らかにし，等価回路による IDT 設計 [14] に加えて，IDT の交差幅や傾斜角度による音場分布を設計の際に考慮できるようになった．

第3章では，チタン酸鉛 (PbTiO_3) 薄膜を用いた薄膜圧電共振器の試作結果について述べる．圧電セラミクスでは鉛系の材料が電気機械結合係数の面で極めて優れた特性を示し広く使われているが，圧電薄膜に鉛系の材料を適用し，GHz 帯で動作させた発表は多くない．本研究では，チタン酸鉛 (PbTiO_3) を RF マグネトロンスパッタで形成した共振器を試作した結果，GHz 帯で共振動作し，実効的な電気機械結合係数 k^2 が 12% の大きな値を有することを実証した．本研究で得られた共振器は，寸法が $0.55 \times 0.69(\text{mm})$ と極めて小形であり，この共振器を用いてフィルタを構成することにより，広帯域で小形なフィルタを得ることができる．さらに，第4章で示すフィルタ回路の共振器として用いることで，小形であり，かつ，広い周波数範囲にて帯域外阻止域を得ることができる．

第4章では，誘導m形高域通過形弾性表面波フィルタを提案し，その設計法，試作結果を示す．例えば，図 1.1 に示した回路構成にて，送受同時動作を行う等の目的のために，アンテナ直下に送信信号と受信信号の周波数帯域を分離するための "Duplexer" を置き，弾性表面波フィルタをこの "Duplexer" の構成要素として用いることがある [15]．"Duplexer" は，分配数の少ないフィルタバンクの一形態である．一般的に，弾性表面波フィルタは，他のフィルタ構成である誘電体フィルタや LC フィルタ等と比べて，小形である点は優れているが，耐電力性や損失の点で劣る場合がある．本研究はこれを克服するために，弾性波共振器とインダクタ，コンデンサとの新規の回路構成を提案し，弾性表面波共振器を用いた試作により，1dB 未満の超低損失な特性を実証した．さらに，このフィルタをフィルタバンクに挿入すること

により、フィルタバンクの低周波数側の帯域外減衰量を改善することも可能である。

第5章では、誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクを提案し、その設計法、試作結果を示した。フィルタバンクは、図 1.1 にも見られる様に、信号の周波数を分割したり、周波数を検知したりするのに広く使われる重要な回路要素である。フィルタバンクは、入力信号を周波数によって分けることが役割であるため、帯域外特性は重要である。しかし、弾性表面波フィルタの帯域外スプリアス特性が原因で、フィルタバンクとしての帯域外特性にもスプリアス特性が生じる問題がある。これを解決するために、入力側の分配回路に誘導 m 形回路構成を用い、この誘導 m 形回路による零点を弾性表面波フィルタのスプリアスが発生する周波数に設定することで、フィルタバンクとしての帯域外スプリアス特性を改善することができることを実証する。例えば、弾性表面波の 3 次高調波レベルをスプリアスとした場合に、この誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクは、従来の定 k 形弾性表面波フィルタバンクに比べ、24dB 改善できることを実証した。

1.3 本研究の内容

図 1.3 に、本研究の構成を示す。さらに、この種の弾性波素子に関する技術テーマとして、『弾性波の伝搬問題』『材料およびその層構造』『弾性波素子の構造, 設計法』『弾性波素子を含む回路構成』に分類した場合に、各章の内容がどのテーマに関係するかについても示した。

第2章「ASPW 法を用いた弾性表面波素子の音場分布解析」は、基板の音速の異方性を面内の全ての伝搬方向に対して正しく考慮した解析を行い、実験結果との比較を行う。特に、弾性表面波の回折の影響が大きいと思われる弾性表面波分散形遅延線について解析を行い、弾性表面波分散形遅延線にて使用する傾斜形チャープ IDT (Interdigital Transducer) が弾性表面波を励振した時の音場分布解析および計算結果について述べ、傾斜形チャープ IDT を用いた分散形遅延線の素子構造に起因した問題を明らかにする。弾性表面波分散形遅延線を始めとして、弾性表面波素子の IDT 設計には、等価回路 [14][16] を使用するのが一般的である。しかし、等価回路

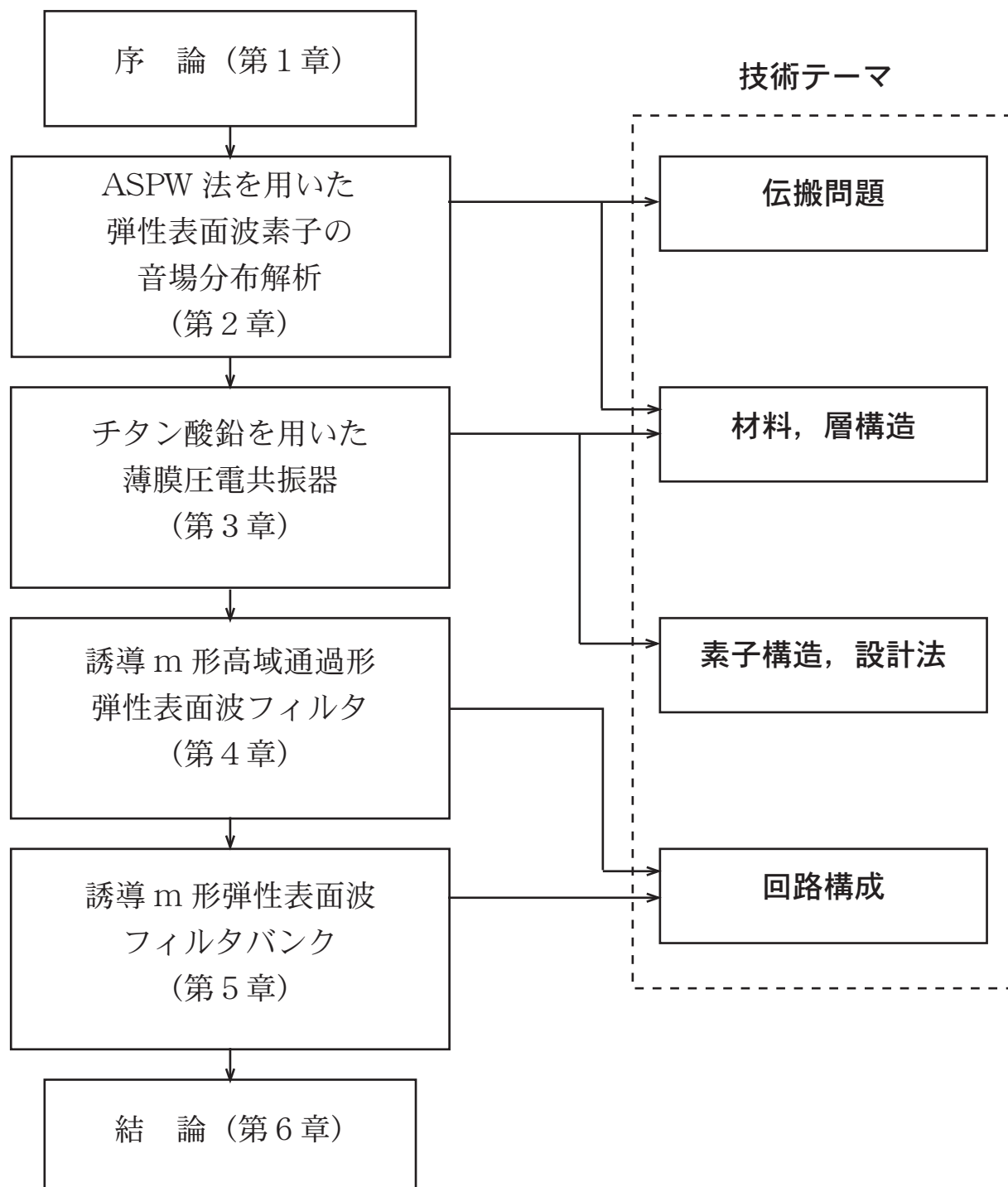


図 1.3 本論文の構成と技術テーマ

Fig.1.3 Structure and Technical themes of this paper.

は弾性表面波が平面波伝搬することを前提とした計算モデルであるために、分散形遅延線のような波長に比べて伝搬距離が長い素子では、弾性表面波の回折等による効果が無視できなくなる。このため、回折等を考慮した伝搬解析が必要になる。このとき、弾性表面波素子で用いる圧電体基板には異方性があるために、弾性表面波の伝搬速度は、基板面内の伝搬方向によって伝搬速度が変化する。したがって、この伝搬速度の異方性を考慮した解析が必要になる。波動の伝搬に関する解析手法としては、有限要素法、境界要素法、FDTD(Finite Difference Time Domain) 法等の数値解析法が考えられるが、これらの手法はいずれも、波長よりも小さい区間での領域分割が必要であり、本研究で対象とする弾性表面波分散形遅延線のような、素子寸法だけでも千波長に及ぶような大きな対象物を扱う場合は、計算規模や計算時間が極めて大きくなるものと思われる。一方、弾性表面波素子の電極指を波源として、観測点との相対的な位置関係から計算を行う手法として、『パラボリック近似法』[17] や『ASPW(Angular Spectrum of Plane Wave) 法』[18][19] が知られている。これらの手法は、計算対象とする領域を分割する必要がないため、広い領域を計算する場合でも、現実的な計算規模での計算が可能である。『パラボリック近似法』は、弾性表面波の伝搬方向を、ある基準軸からの角度 θ で表した時に、弾性表面波の伝搬速度を角度 θ の 2 次関数として近似して計算する方法である。この方法は、観測点の位置と I D T 電極指の位置および交差幅を決めると、フレネル積分の形式で定式化できるため、弾性表面波素子のような電極指で構成される素子の計算に適している。しかし、伝搬速度を 2 次関数で近似しているために、『パラボリック近似法』の精度は、伝搬速度の近似精度に依存する。本研究で対象とした弾性表面波分散形遅延線は、基板に Y カット Z 伝搬ニオブ酸リチウム (YZ-LiNbO₃) を用いている。この基板は、Z 軸方向を中心に伝搬速度を 2 次関数近似すると、Z 軸から 10° 以上離れた角度域で伝搬速度の近似誤差が大きくなるため、『パラボリック近似法』での計算には適していない。一方、『ASPW(Angular Spectrum of Plane Wave) 法』は、観測点の位置と I D T 電極指の位置および交差幅を決めると、積分形式で定式化できるため、電極指を波源とする計算に適しており、伝搬速度の異方性も特定の関数形に限定されずに考慮できる。しかし、積分形式として表される計算式が、波数空間

での無限区間積分であるため、計算時間は『パラボリック近似法』よりも要する。このため、これまで『ASPW 法』を用いた計算結果は、IDT からある距離離れた位置での伝搬方向に垂直な方向に沿った振幅分布を示す程度であった [20]。本研究では、IDT を含む広い領域における弾性表面波の音場を計算し、レーザヘテロダイン干渉法による実験結果 [21] との比較を行った。計算結果と実験結果とはよい一致を示した。また、傾斜形チャープ IDT の構造的な非対称性に起因して、サイドローブが非対称に発生することを明らかにした。さらに、2 つの傾斜形チャープ IDT を近接配置した場合には、1 つの傾斜形チャープ IDT の ASPW 法による計算結果を座標変換して加算することにより、計算することが可能であることを示した。本研究による弾性表面波の音場解析は、傾斜形チャープ IDT の設計のみに限らず、弾性表面波素子一般の設計にも適用可能であり、重み付け電極の交差幅の小さい領域からの弾性波の回折を解析することにも有効である。

第3章「チタン酸鉛 (PbTiO_3) を用いた圧電薄膜共振器」は、圧電薄膜にチタン酸鉛 (PbTiO_3) を用いた GHz 帯で動作する薄膜圧電共振器について述べる。本研究では、圧電薄膜としては適用例の少ないチタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器の試作結果について示し、良好な電気機械結合係数を実現できることを実証すると共に、素子の層構造と素子特性との関係を明らかにする。薄膜圧電共振器は、1980 年に報告 [22]–[24] されて以来、弾性表面波素子よりも高周波数での動作が期待できることと素子寸法が小さいことから注目されている。これらの素子では、圧電薄膜に酸化亜鉛 (ZnO) や窒化アルミニウム (AlN) が用いられた例が多い。当初は酸化亜鉛を用いた例が多かったが、近年では、特に 2GHz 帯や 5GHz 帯での高周波数への適用が注目され、音速が大きく、Q 値の良好な窒化アルミニウムを用いた例が多い。これらの、酸化亜鉛や窒化アルミニウム等の圧電薄膜は、電気機械結合係数 k^2 が 5 ~ 6 % 程度であり、これを用いた共振器形フィルタの帯域幅も数 % 程度に制約される。これに対して、圧電セラミクス等で広く使われている鉛系の圧電体は、電気機械結合係数が高いことが期待され、より広帯域な用途への適用が期待される。これまで、ゾルゲル法を用いてチタン酸ジルコン酸鉛 (PZT) 薄膜やチタン酸鉛 (PbTiO_3) 薄膜を形成した例 [25]–[27] や、チタン酸ストロンチウム (SrTiO_3) の上に格子状の白金 (Pt)

電極を構成し、その上にチタン酸鉛薄膜を RF マグネトロンスパッタにて形成した例 [28] が報告されている。GHz 帯の周波数にて良好な特性を示すには、圧電薄膜の特性が均一でありかつ膜厚が一定値であることが重要である。また、圧電共振器を構成する場合は、圧電薄膜の上下面に金属電極が必要であるため、下地層に特異な構造を要するものは避けたい。このため、本研究では、成膜法として、RF マグネトロンスパッタ法を選択し、圧電体には構成元素の少ないチタン酸鉛を用いることとした。素子の層構成は、ガリウムヒ素 (GaAs) 基板やシリコン (Si) 基板上に、下部電極として白金を用い、その上にチタン酸鉛を形成し、上部電極にも白金を用いる構成とした。ターゲットに La を添加したチタン酸鉛を用いることにより、緻密な圧電薄膜を得ることができ、試作共振器は周波数 1.4GHz 帯にて共振特性を示し、実効的な電気機械結合係数 k^2 は約 12% と大きな電気機械結合係数を得ることができた。これにより、酸化亜鉛や窒化アルミニウム等の圧電薄膜を用いた場合よりも約 2 倍程度の広帯域特性を有する素子を実現できる可能性がある。

第4章「誘導 m 形高域通過形弾性表面波フィルタ」は、弾性表面波共振器を用いた高域通過形フィルタの設計法および試作結果について述べる。本研究は、弾性表面波共振器とインダクタ、コンデンサを組み合わせた新回路構成による高域通過形フィルタを提案するものであり、弾性表面波フィルタでは実現できなかった 1dB 未満の低損失な特性を実現できることを実証する。これまで、低損失な弾性表面波フィルタとしては、弾性表面波共振器を直並列に配置したラダー形弾性表面波フィルタ [29][30] と、入出力 IDT の外側に反射器を配置した 2 重モード形弾性表面波フィルタ [31] が知られており、これらは現在も携帯電話用弾性表面波フィルタとして広く使われている [32]。これらのフィルタは、どちらの場合も挿入損失が約 2dB である。一方、弾性表面波共振器を直列要素として用い、コンデンサを並列要素として用いる構成のフィルタ [33] は、挿入損失が 1.2dB と優れた特性を有するが、帯域外減衰量が 20dB 程度である。これらの低損失フィルタは、通過周波数の異なる別のフィルタと組み合わせて分波器として用いられることがある。受信回路で用いられる場合はフィルタの損失が受信感度に大きく影響し、また送信回路で用いられる場合は送信電力効率に影響するため、フィルタの低損失化は送受信機の性能向上に重

要である。本研究は、弾性波共振器を直列要素とし、コンデンサとインダクタの直列共振回路を並列要素とした高域通過形フィルタを提案するもので、弾性波共振器が共振周波数外では単なるコンデンサとして動作することを利用し、これを直列要素とし、コンデンサとインダクタの直列共振回路を並列要素として、誘導 m 形高域通過形フィルタを構成する。しかし、GHz 帯におけるこの種のフィルタは、構成要素であるインダクタやコンデンサの損失が原因で、誘導 m 形回路が形成するゼロ点近傍での阻止特性が不十分である。これを改善するために、直列要素として用いた弾性波共振器の反共振周波数を、誘導 m 形回路のゼロ点付近に設定することにより、阻止特性を改善する。同時に、フィルタとしての通過周波数域では、弾性波共振器は、単なるコンデンサとして動作するため、電気音響変換による損失が無関係となり、低損失な特性を得ることができる。共振器に弾性表面波共振器を用い、800MHz 帯での試作例にて、挿入損失 0.5dB、帯域外減衰量 33dB の良好な特性を実現した。共振器には、弾性表面波共振器に限らず、薄膜圧電共振器を適用することも可能であり、より高周波数での動作も可能である。

第5章「誘導 m 形弾性表面波フィルタバンク」は、弾性表面波フィルタバンクの新しい回路構成を提案し、本フィルタバンクの回路構成により弾性表面波フィルタの帯域外におけるスプリアス特性を低減できることを実証する。本研究では、新しい回路構成として、弾性表面波フィルタを並列要素とし、インダクタとコンデンサの並列回路を直列要素とした誘導 m 形回路構成を提案し、その設計法と試作結果について述べる。弾性表面波フィルタバンクには、弾性表面波を反射器やマルチストリップカプラの周波数選択性を利用して伝搬経路を変えることによりチャンネルを選択する方法 [12][34]–[36] と、複数の弾性表面波フィルタを電氣的に接続して、弾性表面波フィルタの周波数選択性を利用してチャンネルを選択する方法 [13][37]–[39] が知られている。前者の方法は、単一の弾性表面波チップ上にフィルタバンクを構成できるため、極めて小形なフィルタバンクを構成できる利点がある。しかし、入力側 IDT は入力信号の全帯域に対応する必要があるため、フィルタバンクとしての動作帯域が広い場合は、入力側 IDT における帯域幅と損失の両立が困難になる。また、入力側 IDT には広帯域特性が要求されるため、各チャンネル

のフィルタ特性は、出力側 I D T の周波数特性のみで実現しなければならない。このため、設計の自由度が小さく、各チャンネルのフィルタ特性や、フィルタバンクとしての動作帯域等に制限を受ける。さらに、単一の弾性表面波チップ上で構成されるため、チャンネル数の変更や、一部でも動作周波数の変更を行う場合には、フィルタバンクチップの変更を必要とするため、製造上の自由度も少ない。一方、後者の弾性表面波を電氣的に接続する方法は、各弾性表面波フィルタを独立して設計できるため、設計の自由度が大きく、各チャンネルの周波数特性は、弾性表面波フィルタで実現可能な周波数特性とほぼ同じである。最も単純なフィルタバンクとしては、電力分配器を用いてチャンネル数分の電力分配を行い、それに弾性表面波フィルタを接続する構成が考えられるが、この方法はチャンネル数の増加と共に分配損失も増加するため、多チャンネルのフィルタバンクには適さない。このチャンネル数に伴う分配損失増加を避ける構成として、弾性表面波フィルタの入力側 I D T を並列要素として、インダクタを直列要素とした定 k 形弾性表面波フィルタバンク [38][39] が知られている。この構成は、フィルタバンクとしての損失が、各弾性表面波フィルタの損失よりも約 6dB 増加し、この損失増加量が原理的にはチャンネル数に依存しないことが特徴である。この構成における各チャンネルの帯域外減衰特性は、使用する弾性表面波フィルタとほぼ同じである。このため、弾性表面波フィルタに、バルク波や 3 倍高調波によるスプリアスが存在する場合、これらのスプリアス特性によって、フィルタバンクとしての帯域外特性が決定されてしまう。本研究にて提案する誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクは、定 k 形弾性表面波フィルタバンクにおける上記帯域外特性の問題点を改善するもので、弾性表面波フィルタのスプリアス特性を、フィルタバンク入力側分波回路の減衰特性を利用して低減することが可能である。弾性表面波フィルタの 3 倍高調波におけるスプリアスレベルについて実験による比較を行った結果、フィルタバンクの最小構成である 1 セクションの場合において、定 k 形弾性表面波フィルタバンク構成の場合よりも、誘導 m 形弾性表面波フィルタバンク構成の方が 24dB 帯域外減衰量が大きい結果を得た。さらに、10 チャンネル弾性表面波フィルタバンクを試作し、フィルタバンク各チャンネルの損失と弾性表面波フィルタ単体の場合との差が約 7dB であり、帯域外減衰量

42dB 以上の良好な結果を得た。これらの結果により，誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクの有効性を実証することができた。

以上の研究により，弾性波フィルタバンクの高性能化を図ることが可能となり，今後のこの種の信号処理回路の性能向上に寄与するものと期待する。

参考文献

- [1] 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, May 1976.
- [2] David Penimuri and D.P.Havens:"Surface-acoustic-wave filters prove versatile in vhf applications", Electronics, pp.115-120, July/1979.
- [3] R.D.Towns, J.J.Chambers, R.F.Humphryes and Charles I.Smith:
"A High-Resolution Total-Power Radiometer using SAW Compressive Receivers",
IEEE MTT-S digest, pp.469-471, 1983.
- [4] W.D.Daniels, R.Kyle and W.Skudera:"Compressive Receiver Tenology",
Microwave Journal, pp.175-185, April 1986.
- [5] M.A.Jack, P.M.Grant and J.H.Collins,"The Theory, Design, and Applications of
Surface Acoustic Wave Fourier-Transform Processors",
Proc.of the IEEE, vol.68, no.4, pp.450-468, Apr 1980.
- [6] R.H. Tancrell, M.B.Schulz, H.H.Barrett, L.Davis,Jr. and M.G.Hooland:
"Dispersive Delay Lines Using Ultrasonic Surface Waves",
Proc.of the IEEE, vol.57, no.6, pp.1211-1213, Jun 1969.
- [7] G.S.Kino:"Acoustic Waves, Devices,Imaging, &Analog signal processing",
pp.391-392,Prentice-Hall, inc., 1987.
- [8] 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, Jul 1960.
- [9] Laker K. R., Budreaw A. J. and Carr P. H.:"A Circuit Approach to SAW Filterbanks
for Frequency Synthesis", Proc. IEEE, **64**, 5 pp.692-695 (May 1976).
- [10] Zaken M. B., Silberman N., Kogan E., Romik P. and Sofer E.:"A UHF Fast Frequency
Synthesizer using SAW Filters", IEEE US Symp., pp.230-234 (1980).

- [11] 篠永英之, 伊藤泰彦:
"SS/FDMA 方式—衛星搭載用帯域幅可変 SAW フィルタマトリクス応用",
信学技報, **SAT86-10** (1986).
- [12] Solie L.: "A Surface Acoustic Wave Multiplexer using Offset Multistrip Couplers",
IEEE US Symp. Proc., pp.153-156 (1974).
- [13] Andreassen O.: "A SAW Filter Bank for Telecommunication Satellites",
Microwave & RF Eng., pp.43-48 (Jan. Feb. 1990).
- [14] W.R.Smith, H.M.Gerard, and W.R.Jones: "Analysis and Design of Dispersive Interdigital
Surface-Wave Transducers", IEEE Trans., vol.MTT-20, no.7, pp.458-471, July 1972.
- [15] 吉田憲司, 村井康治, 山縣治作, 三須幸一郎, 井幡光詞,
"800MHz 帯 PDC 向け SAW フロントエンドフィルタ",
信学技報, US2002-51, pp.29-32, 2002.
- [16] W.R.Smith, H.M.Gerard, and W.R.Jones:
"Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent
Circuit Model", IEEE Trans., vol.MTT-17, pp.856-864, 1969.
- [17] T.L.Szabo and A.J.Slobodnik, JR, "The effect of diffraction on the design of acoustic
surface wave devices", IEEE Trans.Sonics Ultrason.,
vol.SU-20, no.8, pp.240-251, 1973.
- [18] M.S.Kharusi and G.W.Farnell, "Plane Ultrasonic Transducer Diffraction Fields
in Highly Anisotropic Crystals", Jour.Acout.Soc.of Am., vol.48, pp.665-670, 1970.
- [19] M.S. Kharusi and G.W.Farnell, "Diffraction and Beam Steering for Surface-Wave
Comb Structures on Anisotropic Substrates", IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics,
vol.SU-18, no.1, pp.35-42, Jan. 1971.
- [20] S.Jen, C.S.Hartmann and M.A.Domalewski,
"Propagation of Surface Acoustic Waves generated by Slanted Transducers:
A Laser Probe Study", IEEE Ultrason.Symp., pp.271-277, 1987.

- [21] T.Chiba,"Optical Measurement and Numerical Analysis of SAW Propagation at Dispersive Delay Line on Y-Z LiNbO₃ substrate",
IEEE Ultrason.Symp., pp.1718-1721, 2003.
- [22] K.M.Lakin and J.S.Wang:"UHF composite bulk wave resonator,"
1980 IEEE US Symp. Proc.,pp.834-837, 1980.
- [23] T.W.Grudkowski, J.F.Black, T.M.Reeder, D.E.Cullen, and R.A.Wagner:
"Fundamental mode VHF/UHF Bulk acoustic wave resonators and filters on silicon,"
1980 IEEE US Symp. Proc., pp.829-833, 1980.
- [24] 中村僖良, 清水洋:"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, 昭和 55 年 10 月, pp.127-128,1980.
- [25] 土屋智由, 伊藤寿浩, 須賀唯知:"ゾルゲル法による PZT 圧電薄膜の作成と特性,"
日本機械学会第 70 期通常総会講演論文集, no.930-9, pp.297-298,1993.
- [26] 南條亮太, 橋本研也, 山口正恆, 花嶋直之, 津々見修司, 米沢政:
"ゾルゲル法による PZT 薄膜の UHF-SHF 帯における超音波特性,"
信学技報, vol.97, no.151, OME97 45-57, pp.39-44, 1997.
- [27] Z.A.Wang and R.E.Miles:"Gallium arsenide bulk acoustic wave resonators fabricated
using Sol-Gel technology," Electron. Lett., vol.29, no.7, pp.626-628,1993.
- [28] K.Kushida and H.Takeuchi,"Epitaxial growth of PbTiO₃ films on SrTiO₃ by RF magne-
tron sputtering," IEEE Trans. on Ultrason. Ferroelect. and Freq. Contr.,
vol.38, no.6, pp.656-662, 1991.
- [29] 疋田光孝, 田淵豊治, 柴垣信彦, 赤木貴俊,
"新構造の SAW 共振器結合形フィルタ (1),"
信学春大, no.A-395,p.1-395, 1992.
- [30] 佐藤良夫, 伊形 理, 宮下 勉, 松田隆志, 西原時弘,
"SAW 共振器を用いた低損失帯域フィルタ",
信学論 (A), vol.J76-A, no.2, pp.245-252, Feb. 1993.
- [31] T.Morita, Y.Watanabe, M.Tanaka, and Y.Nakazawa, "Wideband low-loss double mode
SAW filters," IEEE Proc. of Ultrasonics Symposium, pp.95-104, 1992.

- [32] 佐藤良夫, 伊形 理, ” 携帯電話用 RF 帯 SAW フィルタ ,”
信学誌 , vol.84, no.11, pp.782-789, Nov. 2001.
- [33] M.Hikita, Y.Ishida, T.Tabuchi, and K.Kurosawa, ”Miniature SAWAntenna Duplexer
for 800-MHz Portable Telephone Used in Cellular Radio Systems,”
IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol.MTT-36, no.6, pp.1047-1056, Jun. 1988.
- [34] Solie L. P., Fredricksen H. P., Lins S. and Nelson C.: "A SAW Filter Bank using
Hyperbolically Tapered Transducers", IEEE US Symp., pp.83-86 (1988).
- [35]. Lewis M.F.: "A Versatile SAW Filterbank Derived from the Optical Diffraction Grating",
IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., **UFFC-33**, 6, pp.681-691 (1986).
- [36]. Dolat Y. and Melngailis J.: "16-Channel Surface Acoustic-Wave Filter Bank",
IEEE US SYmp. Proc., pp.756-759 (1974).
- [37]. Slobodnik Jr. A. J., Roberts G. A., Silva J. H., Kearns W. J., Sethares J. C.
and Szabo T. L.: "Switchable SAW Filter Banks at UHF",
IEEE Trans. Sonics & Ultrason., **SU-26**, 2, pp.120-126 (March 1979).
- [38]. Webb D. C. and Banks C.:
"Properties of a Constant-k Ladder SAW Contiguous Filter Bank",
IEEE Trans. SONics & Ultrason., **SU-23**, 6, pp.386-393 (Nov. 1976).
- [39]. 三須幸一郎, 和高修三, 武田文雄, 小林正明, 加藤高秋 :
" 定 k 形 SAW フィルタバンク ", 信学技報 , **US84-67** (1985).

第2章 ASPW 法を用いた弾性表面波素子の音場分布解析

概要 本章は、SAW (Surface Acoustic Wave: 弾性表面波) 基板上での音速の異方性を考慮できる ASPW (Angular Spectrum of Plane Wave) 法を用いた音場分布解析結果について述べたものである。SAW 素子の設計には、等価回路法やモード結合法が広く用いられているが、これらの方法は SAW が平面波として伝搬することを前提としている。しかし、例えば、SAW 分散形遅延線のような SAW 伝搬距離が波長に比べて大きい素子の場合には、SAW の回折が素子性能に大きく影響する場合がある。本章は、Y カット Z 伝搬ニオブ酸リチウム基板 (YZ-LiNbO₃) 上に構成した傾斜形チャープ IDT を用いた SAW 分散形遅延線の音場分布解析結果について述べたものである。計算結果は、レーザヘテロダイン干渉法を用いた測定結果との比較も行った。基板上での音速の異方性を考慮するために、音速を基板 X 軸からの伝搬角度の多項式に近似することにより、誤差 1 (m/sec) 以下の精度が得られることを確認した。さらに音場分布を解析した結果、基板 Z 軸に沿って伝搬する成分は、傾斜形チャープ IDT から励振されたメインビームであり、+Z 軸方向と -Z 軸方向で異なる分布を示した。Z 軸から約 18° の斜めの方向に伝搬する成分が見られ、この成分は第一サイドローブであることを示した。さらに、X 軸方向についても非対称な分布を示し、これは傾斜形チャープ IDT が X 軸方向にも非対称な構造をしていることに起因していることを示した。最後に、同じ構造の傾斜形チャープ IDT を X 軸方向にずらして 2 つ配置し、電気的には直列接続した 2 電極構成の場合についても音場分布を計算した。2 電極構成の場合は、1 電極の場合の ASPW 法による計算結果を用いて、これらを重ね合わせによって音場計算を行った。2 つの IDT から Z 軸方向にも、X 軸方向にも非対称に分布する結果が得られた。これらの音場計算結果は、レーザヘテロダイン干渉法による測定結果と比較し、よい一致を示した。

2.1 まえがき

弾性表面波 (Surface Acoustic Wave: SAW) 分散形遅延線 (Dispersive Delay Line: DDL)[1] は、SAW デバイスの一種であり、動作周波数によって群遅延時間

が変化する特性を有する。SAW-DDL はパルス圧縮，パルス伸長用素子として信号処理用途に広く使われている [2]–[4]。傾斜形チャープ IDT [5] を用いた SAW-DDL は、通常の SAW フィルタと同等の製造プロセスを適用することができる特徴があり、数 μ sec から十数 μ sec 程度の分散時間を実現することができる。傾斜形チャープ IDT の交差部は SAW 伝搬方向に沿って非対称に配列され、さらに SAW 伝搬方向に垂直な方向にも非対称な構造を有する。このように傾斜形チャープ IDT は非対称な構造を有するため、IDT から励振された SAW の波面が乱れることが知られている [6]。このため、分散形遅延線の設計において、SAW の音場を解析することは重要である。SAW 音場を光学的手法によって測定した結果でも、複雑な音場分布を示すことが報告されており [6][7]、パラボリック近似を用いた解析結果は光学的手法による音場測定結果とよい一致を示すことが報告されている [7]。しかし、パラボリック近似法は SAW 音速を 2 次関数を用いて近似するため、Y カットニオブ酸リチウム基板では Z 軸から 10° 以上離れた方向に伝搬する SAW の音速は誤差が大きくなる。

本章では、傾斜形チャープ IDT の音場計算に、ASPW (Angular Spectrum of Plane Wave) 法 [8][9] を適用した結果について報告する。ASPW 法は、Y カットニオブ酸リチウム基板上の任意の伝搬方向についての音速を考慮することができる特徴がある。基板 Z 軸に沿った方向の分布を見ると、+Z 軸方向と -Z 軸方向とで非対称な分布を示した。Z 軸から X 軸方向へ $+18^\circ$ 傾斜した方向に伝搬する成分は、傾斜形チャープ IDT で励振された SAW ビームの第 1 サイドローブであることを明らかにした。さらに、X 軸方向に見られる音場分布の非対称性は、傾斜形チャープ IDT の構造の非対称性に起因することも示した。最後に、同じ構造の傾斜形チャープ IDT を X 軸方向に 2 つ配置し、電気的には直列接続した 2 電極構成 IDT の音場分布について示した。2 電極構成 IDT の場合の音場分布は、1 電極のみの場合の ASPW 法による音場分布計算結果を用い、IDT の配置に伴う X 軸方向の座標系の変化分を考慮して、各 IDT の音場分布の重ね合わせにより計算を行った。各 IDT により励振された 2 つの SAW ビームが観測され、これらのビームは平行な分布を示さなかった。これらの計算結果は、光学的手法による測定結果 [7] と比較し、よい一致を示した。

2.2 ASPW 法による計算

2.2.1 座標系

図 2.1 に、ASPW 法を用いて計算する線波源についての座標系を示す。波源は X 軸に沿って配置し、IDT の i 番目の交差部の波源の長さを W_i と表す。波源の中央部を原点 $(0,0)$ とする。 $\mathbf{k}$ は波数ベクトル、 k_1 は波数ベクトル $\mathbf{k}$ の X 軸方向成分、 k_3 は波数ベクトル $\mathbf{k}$ の Z 軸方向成分である。回折や伝搬に関わる現象は基本的に 2 次元問題として考えることを前提とする。波源の振幅を 1 とすると、観測点 $A(Z,X)$ における関数 $f_i(Z,X)$ は次式のように与えられる [9]。

$$f_i(Z,X) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin(k_1 W_i / 2)}{k_1} \right) e^{j[k_1 X + k_3 Z]} dk_1 \quad (2.1)$$

ここで、

$$k_3^2 = |\mathbf{k}|^2 - k_1^2 \quad (2.2)$$

$$|\mathbf{k}| = 2\pi f / V(\theta) \quad (2.3)$$

これらの式において、 f は動作周波数、 $V(\theta)$ は波数ベクトル $\mathbf{k}$ の方向に伝搬する SAW 音速、 θ は波数ベクトル $\mathbf{k}$ の X 軸からの回転角である。

傾斜形チャープ IDT の音場は、これらの線波源からの音場の総和として計算すればよい。観測点 $A(Z,X)$ での傾斜形チャープ IDT の音場を $f(Z,X)$ とすると、次式により求めることができる。

$$f(Z,X) = \sum_{i=1}^N f_i(Z - z_i, X - x_i) \quad (2.4)$$

ここで、 (z_i, x_i) は番号 i の線波源の位置であり、 N は線波源の数である。

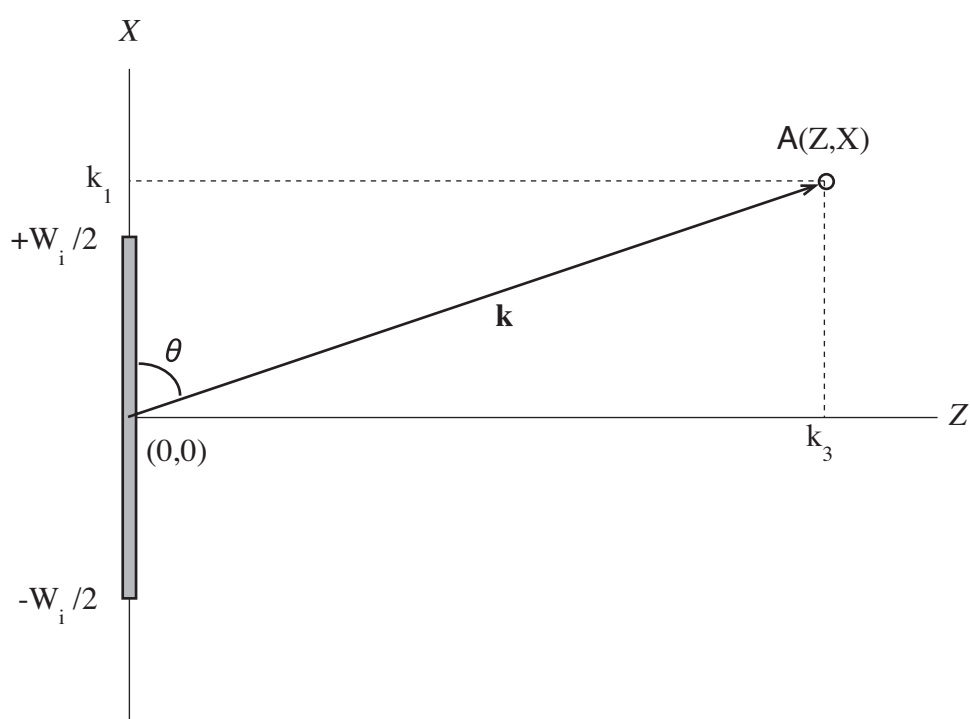


図 2.1 線波源からの音場計算に使用する座標系

Fig.2.1 Coordinate system of the acoustic field analysis from a wave source.

2.2.2 SAW 音速の近似

SAW 音速 $V(\theta)$ は、波数ベクトル $\mathbf{k}$ の方向 θ によって異なる数値として扱う必要がある。ここでは、計算の便宜上、伝搬方向の角度 θ の多項式として SAW 音速を表すことを考える [10]–[12]。図 2.2 に、Y カットニオブ酸リチウム基板上での SAW (レーリー波) 計算結果を示す。計算値は、自由表面における値である。ニオブ酸リチウムの材料定数は文献 [13] に示された数値を用いた。表 2.1 は、図 2.2 に示した角度 $\theta=0$ から 90° の範囲について、多項式近似した係数を示したものである。多項式は、次式のように表すことができる。

$$V(\theta) = \sum_{n=0}^N A_{2n} \theta^{2n} \quad (2.5)$$

ここで、 θ は X 軸からの角度、 A_{2n} は表 2.1 に示した多項式係数である。結晶の X 軸に関する対称性から、多項式は偶数次項 $2n$ のみを用いた。表 2.1 には、最大誤差と標準偏差も合わせて示した。8 次多項式の最大誤差は 1.0m/sec 以下であり、十分な精度精度を有している。このため、以降に示す計算結果は全て、表 2.1 に示した 8 次多項式を用いることとする。

一方、パラボリック近似法 [14] は、2 次多項式を SAW 音速として近似する。SAW 音速 $V_p(\theta)$ は次式で与えられる。

$$V_p(\theta) = V_0 \left[1 + \frac{\gamma}{2} (\theta - \theta_0)^2 \right] \quad (2.6)$$

ここで、 γ は異方性定数、 θ_0 は SAW 伝搬方向であり、本章での場合 θ_0 は $\pi/2(\text{rad})$ である。図 2.3 に、4 種の SAW 音速計算値を示す。実線は、図 2.2 に示した音速計算値と同じである。点線は、表 2.1 に示した 8 次多項式係数を式 (2.5) に適用した場合の計算値である。実線と点線はよく一致している。破線は、式 (2.6) を用いた計算値である。片方は図 2.2 に示した音速から求めた異方性定数 $\gamma = -0.766$ を用いた場合、他方は

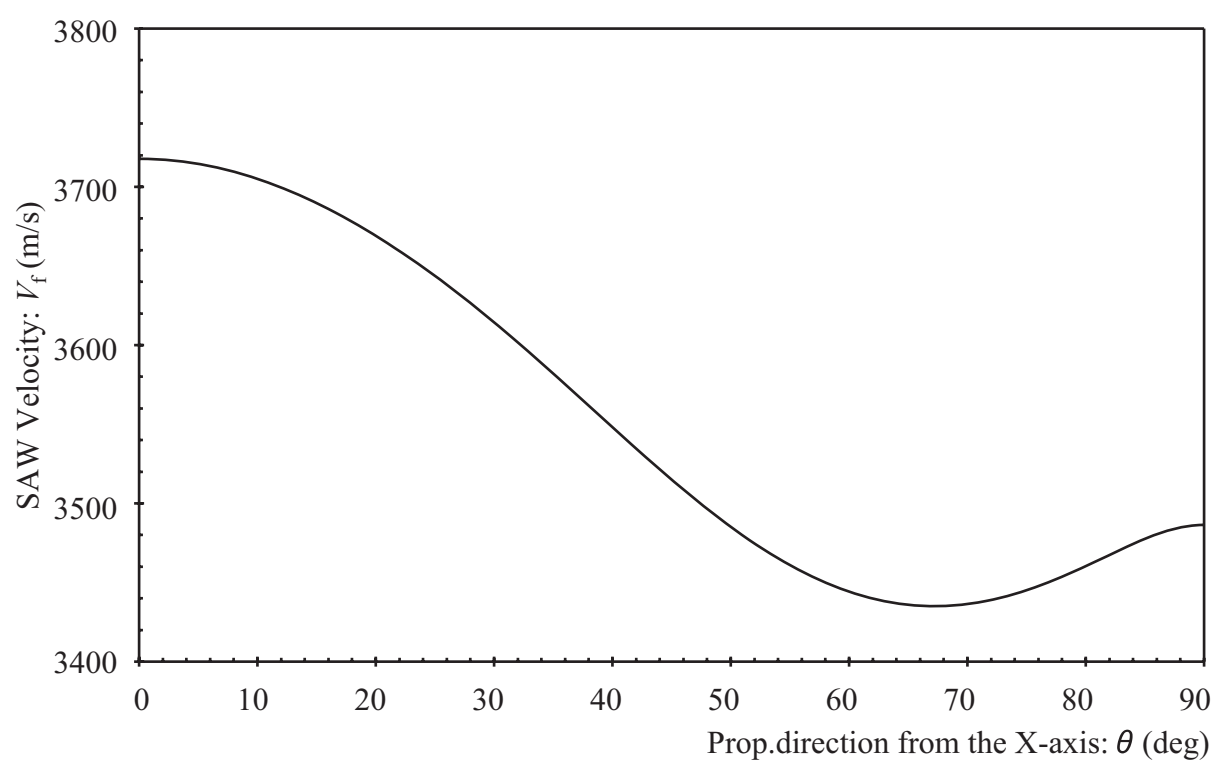


図 2.2 Y カットニオブ酸リチウム上のレーリー波音速計算結果

Fig.2.2 Calculated Rayleigh wave velocity on Y-cut LiNbO_3 .

表 2.1 多項式係数

Table 2.1 Polynomial coefficients.

	4th Order	6th Order	8th Order
A_0	3710.4	3721.3	3718.0
A_2	-0.11395	-0.14218	-0.12768
A_4	1.1346E-5	2.1792E-5	1.1958E-5
A_6	-	-9.4486E-10	1.1577E-9
A_8	-	-	-1.3892E-13
Max error	-17~+45.4	-4.2~+10.9	-0.9~+1.0
σ	10.1	3.0	0.6

* 角度単位が度 (degree) の場合

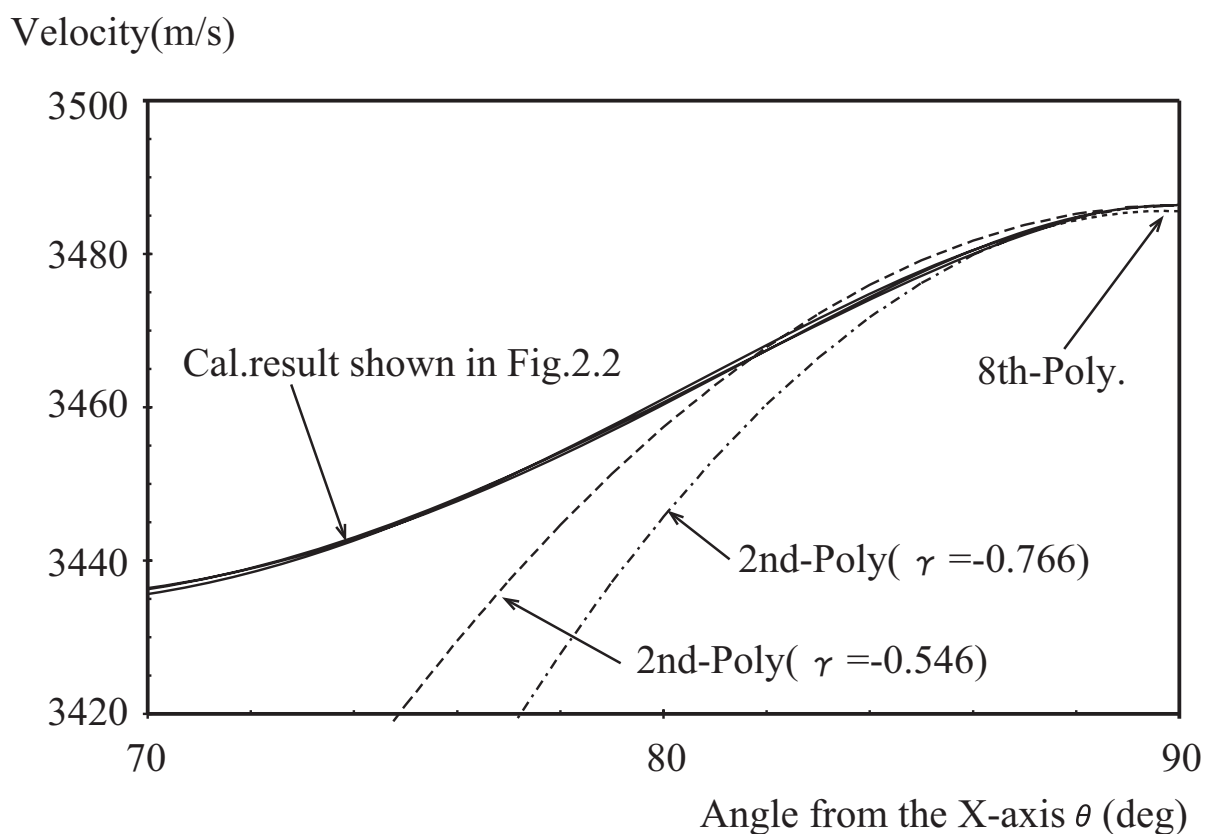


図 2.3 Y カットニオブ酸リチウム上 Z 軸近傍に伝搬する SAW 音速について
多項式近似した計算値と図 2.2 に示した計算値との比較

Fig.2.3 Comparison between SAW velocity calculated by polynomials
and the SAW velocity shown in Fig. 2.2 propagating
in the vicinity of the Z-axis on Y-cut LiNbO_3 .

図 2.2 の 80° から 90° の範囲で式 (2.6) によく合うように求めた定数 $\gamma = -0.546$ を用いた場合の計算値である。実線とこれらの破線との差は、 80° より小さいか角度範囲では極めて大きくなる。すなわち、パラボリック近似では、SAW 伝搬方向が Z 軸から 10° 以上離れると、SAW 音速の近似精度が大きく劣化する。

2.2.3 傾斜形チャープ IDT の音場

2.2.3.1 計算モデル

表 2.2 に、傾斜形チャープ IDT の設計パラメータを示す。図 2.4 に、傾斜形チャープ IDT の構造を示す。この IDT は、文献 [7] にて示された IDT と同じものである。中心周波数は 100MHz 帯であり、帯域幅は 15MHz、1 つの IDT の分散時間は $2.5 \mu \text{ sec}$ (DDL としての分散時間は $5 \mu \text{ sec}$) である。IDT は、X 軸方向に 5° 傾斜し、IDT の両端 20% は圧縮パルスのサイドローブを低減するため [15] に、COS 関数で重み付けしている。IDT の左側端部が高周波数側、右側端部が低周波数側である。座標系では、IDT の右側端部を $Z=0$ として Z 軸を定義し、IDT の中央部を $X=0$ として X 軸を定義する。波数ベクトルの方向によって SAW 音速が変化することを考慮する。しかし、IDT 部と自由表面との音速差は、ここでは考慮しないこととする。

表 2.2 傾斜形チャープ IDT の設計パラメータ

Table 2.2 Design parameters of the inclined chirp IDT.

Center frequency: f_0	100MHz band
Band width: B	15MHz
Dispersion time: T	2.5 μ sec
Aperture width: W_0	100 μ m
Inclined angle: ϕ	5 °
IDT weighting	Cosine function at both 20% sides of the IDT
Substrate	YZ-LiNbO ₃

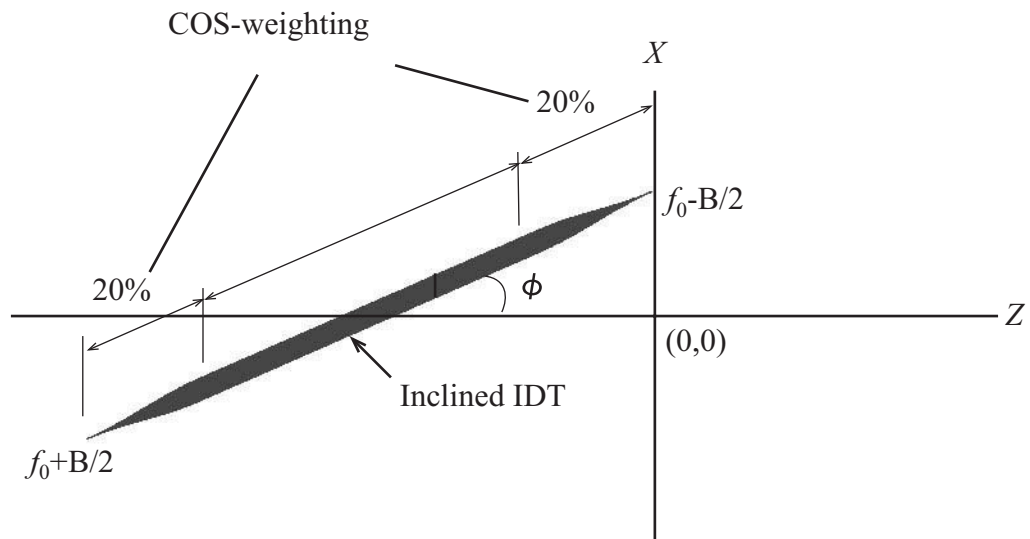


図 2.4 傾斜形チャープ IDT の構造

Fig.2.4 Structure of the inclined chirp IDT.

2.2.3.2 計算結果

図 2.5 に、表 2.2 および図 2.4 に示した傾斜形チャープ IDT の ASPW 法を用いた音場計算結果を示す。図 2.5 は振幅値をリニアスケールにて表しており、黒色は振幅 0 を示し、白色は最大振幅 100 を示している。図 2.5 は、中心周波数における計算結果であり、参考のため、IDT 部をグレーにて重ねて示している。IDT のほぼ中央部から強い SAW ビームが励振され、Z 軸に沿った方向に伝搬していることがわかる。そして、Z 軸に沿って伝搬する成分は広がりを見せ、+Z 軸方向へ伝搬する成分と -Z 軸方向へ伝搬する成分は非対称な分布を示している。この Z 軸に沿って伝搬する成分は、パラボリック近似を用いた計算結果 [7] ともよく似た傾向を示している。図 2.5 では、さらに、Z 軸から約 20° X 軸方向へ傾いた方向に伝搬する成分が見られる。この成分は、パラボリック近似を用いた場合にも見られる [7] が、リニアスケールでは薄く、さらにレベルの小さい領域を見るための log スケールでは、IDT から X 軸方向斜めに伝搬する成分に干渉と思われる模様が見られる [18] が、これは図 2.4 や図 2.5 には見られない。さらに、図 2.5 では、Z 軸から約 -20° の方向に伝搬する成分は、観測されない。

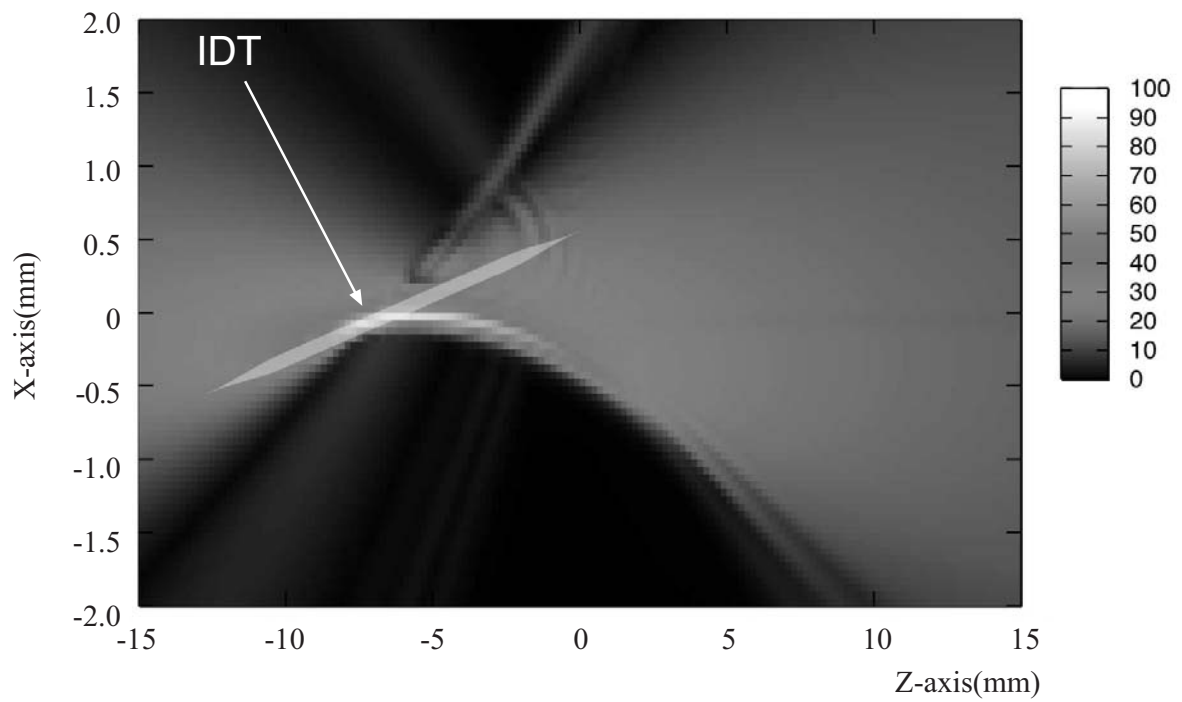


図 2.5 傾斜形チャープ IDT の音場計算結果

Fig.2.5 Calculated acoustic field of the inclined chirp IDT.

2.2.3.4 実験値との比較

図 2.6 に、レーザヘテロダイン干渉法を用いた音場測定結果 [7] を示す。図 2.6 に示す縦軸と横軸は、図 2.5 に示した計算結果とそれぞれ同じとした。振幅測定値は相対値であり、図 2.6 における数値は、図 2.5 における数値と絶対値として同じではない。ここでも、IDT 部をグレーで重ね描きしている。ただし、図 2.6 に示した DDL と、図 2.5 に示した DDL とは、厳密には同一の構造ではない。図 2.6 に示した DDL には、チップ端部での SAW 反射を低減するために吸音材を塗布してある。さらに、図 2.6 に示した DDL では、傾斜した IDT とパッドとの境界での屈折の影響を補正するために、入出力 IDT の内側のパッド端面で波面補正 [16] を行っているが、図 2.5 ではパッド等の音速の異なる領域は考慮していない。しかし、図 2.6 に示した測定結果は、図 2.5 に示した計算結果とほぼ同じである。特に、図 2.6 においても、Z 軸から約 $+20^\circ$ 方向に伝搬する成分が見られ、約 -20° 方向に伝搬する成分が見られない点は、図 2.5 の場合と一致している。

図 2.7 に、 $Z=-3\text{mm}$ における X 軸方向の振幅分布を示す。図中、細い実線は、図 2.5 に示した計算値の振幅分布を示している。参考のため、図 2.5 に示した計算に用いた櫛引による材料定数 [13] と異なる文献の材料定数を用いた計算結果を合わせて示す。点線は文献 [17] に示された Warner による材料定数による計算結果である。一点鎖線は文献 [13] に示された櫛引による材料定数を用い、表面を短絡とした場合の計算結果である。振幅の頂点の位置が若干異なるが、全体的にはほぼ同じ分布である。太い実線は、図 2.6 に示した測定結果である。測定結果の縦軸は、計算結果と比較できるように、図 2.6 にて使用した振幅値を定数倍して表している。計算結果と測定結果は、全体的にはほぼ同じ分布を示している。しかし、計算値には $X=-0.1\text{mm}$ 付近に鋭いピークが見られるのに対して、測定値は $X=0.1 \sim 0.2\text{mm}$ 付近が最大値となっている。これは、実際の測定対象では、IDT 部、パッド部、自由表面部で音速が異なり、IDT 部とパッド部との境界やパッド部と自由表面部との境界にて弾性表面波の屈折が生じているのに対して、計算では全ての領域にて同じ音速の異方性を想定しているため屈折を考慮していないことが、分布に差が生じた要因と思われる。表 2.3 に、図 2.7 にて使用した 8 次多項式の係数および近似誤差をまとめて示す。

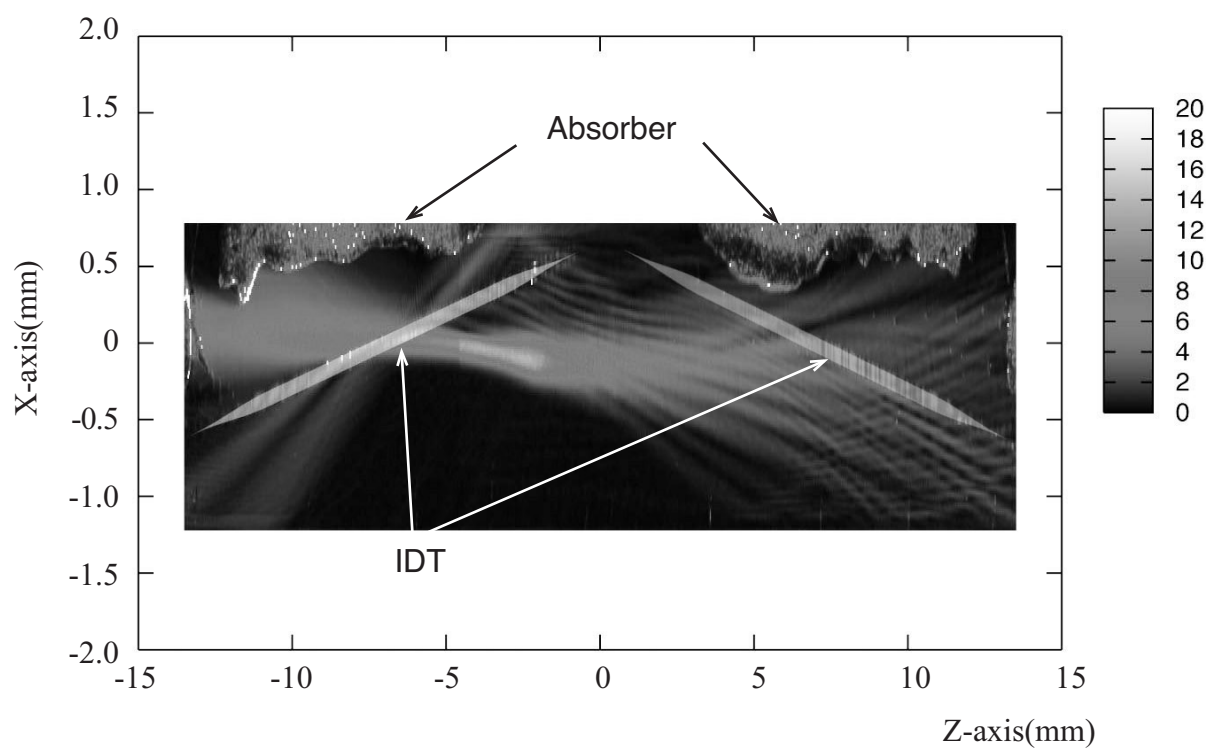


図 2.6 傾斜形チャープ IDT の音場測定結果 [7]

Fig.2.6 Measured acoustic field of the inclined chirp IDT[7].

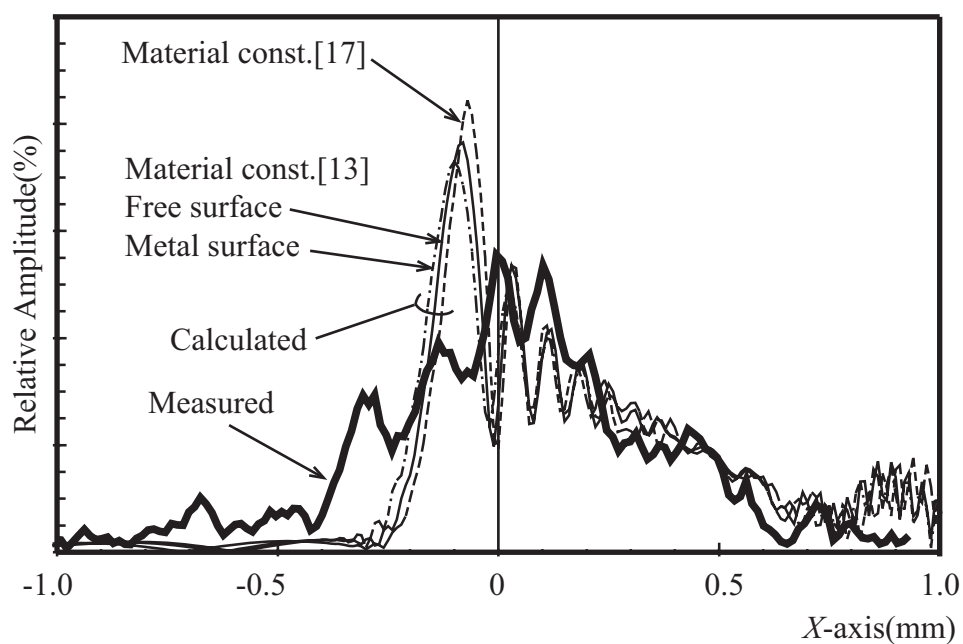


図 2.7 音場分布計算結果と図 2.6 に示した測定結果の比較

Fig.2.7 Comparison between calculated amplitude profiles
and measured amplitude profile shown in Fig.2.6.

(All amplitude profiles along the X-axis at the point of $Z = -3\text{mm}$)

表 2.3 8 次多項式係数

Table 2.3 The 8th order Polynomial coefficients.

References	Kushibiki[13]		Warner[17]
Boundary	Free	Short	Free
A_0	3718.0	3692.2	3790.8
A_2	-0.12768	-0.14154	-0.15044
A_4	1.1958E-5	1.7007E-5	1.3154E-5
A_6	1.1577E-9	1.7664E-10	14.5656E-10
A_8	-1.3892E-13	-0.7965E-13	-1.6306E-13
Max error	-0.9~+1.0	-0.8~+0.9	-1.8~+1.9
σ	0.6	0.5	1.2

* 角度単位が度 (degree) の場合

2.2.3.4 サイドローブについての検討

図 2.5 や図 2.6 にて見られた約 $+20^\circ$ 傾斜した方向に伝搬する成分は、波源からのサイドローブと思われる。線波源の指向性関数 $D(\phi)$ は次式にて与えられる。

$$D(\phi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{kW_i}{2}\sin\phi\right)}{\frac{kW_i}{2}\sin\phi} \right| \quad (2.7)$$

ここで、 ϕ は Z 軸からの角度、 k は波数、 W_i は波源の長さである。SINC 関数 $(\sin\xi/\xi)$ の第 1 サイドローブは $\xi=4.49$ なので、次式を満足する。

$$\xi = \frac{kW_i}{2}\sin\phi = 4.49 \quad (2.8)$$

式 (2.8) から、第 1 サイドローブは $\phi=18^\circ$ であることが求められる。この場合、厳密には波数 k は角度 ϕ に依存する。ここで、音速を角度 ϕ に依存しない一定値として、角度 $\theta=90^\circ$ ($\phi=0$) の場合の音速から式 (2.8) を用いて求めた角度を ϕ_1 とし、角度 $\theta=72^\circ$ ($\phi=18$) の場合の音速から式 (2.8) を用いて求めた角度を ϕ_2 とする。これらの角度 ϕ_1, ϕ_2 の差は約 0.3° である。このため、ここでの計算では、波数 k を角度 ϕ に依存しない一定値として式 (2.8) を解いても実質的に問題ない。

図 2.8 に、正規形 IDT における音場計算結果を示す。線波源の数は 100 であり、Z 軸に沿って、傾斜しない状態で、一定間隔で波源を配置している。この IDT の中心周波数と波源の長さは、図 2.5 や図 2.6 に示した場合と、それぞれ同じである。ただし、図 2.8 では、レベルの低いサイドローブが判別し易いように、振幅値はデシベルにて表している。計算は、中心周波数にて動作した場合を示している。Z 軸から 18° 傾斜した方向を一点鎖線にて示し、第 1 サイドローブがこの一点鎖線に沿った方向に観測されている。

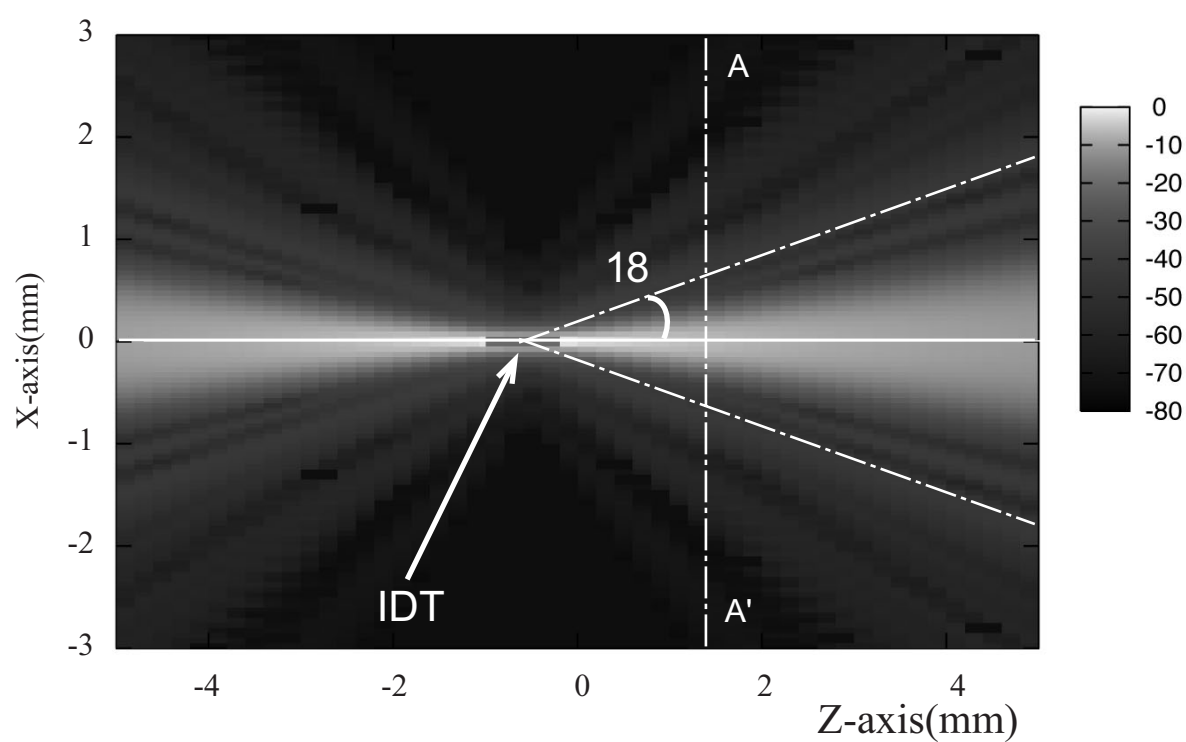


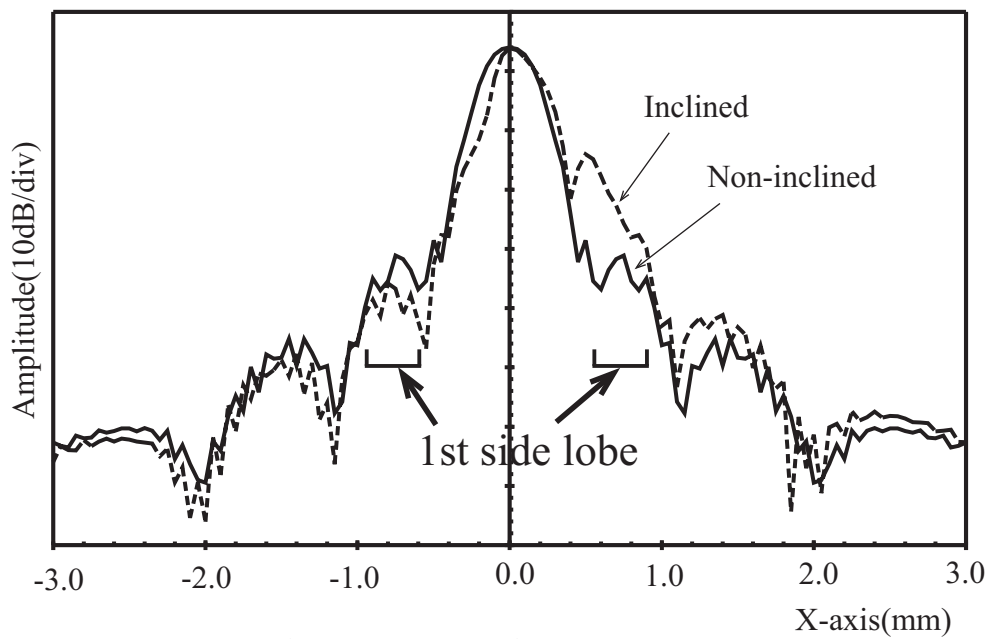
図 2.8 正規形 IDT の音場計算結果（線波源数 :N=100, 配列間隔一定, 傾斜なし）

Fig.2.8 Calculated acoustic field of a normal IDT.

(Number of wave sources:N=100, constant pitch, non-inclined)

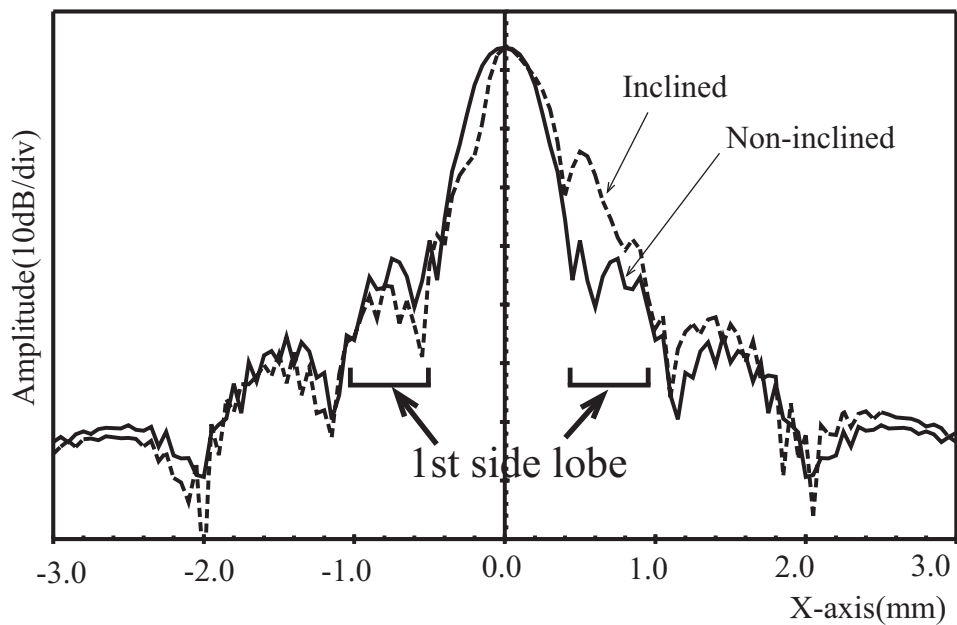
図 2.9(a) は、IDT の右端部から 1.4mm の距離における X 軸に沿った方向の振幅計算結果である。図 2.9(a) における実線は、図 2.8 中の A-A' 上の振幅値を示している。点線は、実線で示した IDT と同じ一定の配列間隔であるが、図 2.5 に示した傾斜形チャープ IDT と同様に、波源を 5° Z 軸から X 軸方向に傾斜させた IDT の振幅分布を示している。第 1 サイドローブが、 $|X|=0.5 \sim 1\text{mm}$ の範囲に観測されている。 $X = -0.5 \sim -1\text{mm}$ の領域における第 1 サイドローブレベルを見ると、傾斜させた IDT の振幅（点線）は、傾斜させない IDT の振幅（実線）よりも小さい。一方、 $X = +0.5 \sim +1\text{mm}$ の領域における第 1 サイドローブレベルを見ると、傾斜させた IDT の振幅（点線）は、傾斜させない IDT の振幅（実線）よりも大きい。図 2.9(b) は、チャープ IDT の場合の図 2.9(a) と同様の振幅計算結果である。図 2.9(b) は、分散スロープ（分散時間を帯域幅で割った値）を図 2.5 にて示した傾斜形チャープ IDT と同じとし、波源数、波源長さ、中心周波数、動作周波数は図 2.9(a) とそれぞれ同じである。実線は傾斜させない場合の振幅計算結果であり、点線は図 2.5 や図 2.9(a) に示した傾斜形 IDT と同じ傾斜角度 5° とした場合の振幅計算結果である。第 1 サイドローブが、 $|X|=0.5 \sim 1\text{mm}$ の範囲に観測されている。 $X = -0.5 \sim -1\text{mm}$ の領域における第 1 サイドローブレベルを見ると、傾斜させた IDT の振幅（点線）は、傾斜させない IDT の振幅（実線）よりも小さい。一方、 $X = +0.5 \sim +1\text{mm}$ の領域における第 1 サイドローブレベルを見ると、傾斜させた IDT の振幅（点線）は、傾斜させない IDT の振幅（実線）よりも大きい。これらの傾斜させた IDT と傾斜させない IDT との第 1 サイドローブレベルの差異は、図 2.9(a) の場合と同じ傾向であり、傾斜の有無により第 1 サイドローブの振幅に差異が生じるのは IDT の X 軸方向についての非対称性に起因するものと判断できる。

図 2.10 に、傾斜形チャープ IDT の音場計算結果を再び示す。音場計算結果は、図 2.5 に示したものと同一である。図 2.10 には、さらに、Z 軸から $\pm 18^\circ$ の傾斜させた一点鎖線も合わせて示す。 $+18^\circ$ の方向に沿って伝搬する成分が見られ、 -18° の方向に沿った成分は見られない。このような音場分布の非対称性は、傾斜形チャープ IDT の構造的な非対称性に起因するものであることがわかった。



(a) 正規形 IDT (電極指配列間隔一定)

(a) Normal-IDT (Constant pitch)



(b) チャープ IDT

(b) Chirp-IDT

図 2.9 IDT からの音場分布計算結果 (線波源数 :N=100)

Fig.2.9 Calculated amplitude profiles of the IDTs.

(Number of wave sources:N=100)

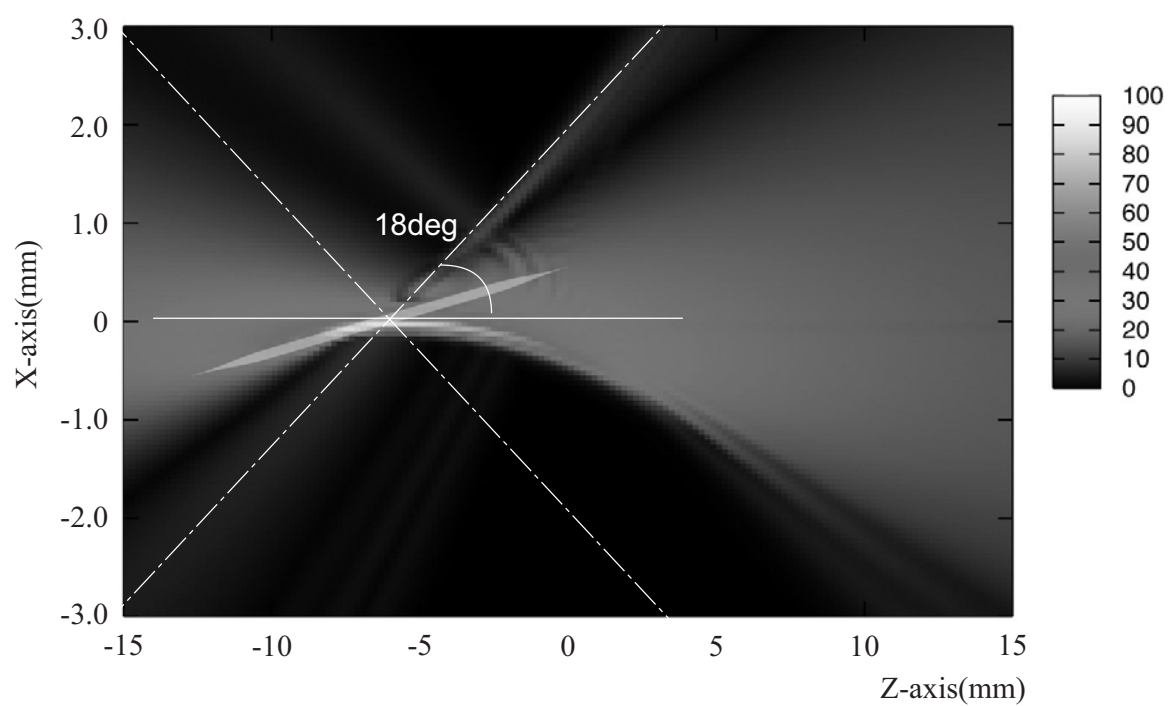


図 2.10 傾斜形チャープ IDT の音場計算結果

Fig.2.10 Calculated acoustic field of the inclined chirp IDT.

2.2.4 2電極構成 IDT の音場

2.2.4.1 シミュレーションモデル

図 2.11 に、2 電極構成 IDT を示す。2 つの IDT は互いに同じ構造である。個々の IDT は、表 2.2 や図 2.4 に示した IDT と同じ構造である。片方の IDT を X 軸方向に距離 X_s 変位させ、電氣的には直列接続した構成である。

1 つの傾斜形チャープ IDT がつくる音場を関数 $f_A(Z, X)$ と表すものとする、他方の IDT がつくる音場 $f_B(Z, X)$ は次式にて与えられる。

$$f_B(Z, X) = f_A(Z, X - X_s) \quad (2.9)$$

2 電極構成 IDT の音場 $f(Z, X)$ は、これら 2 つの IDT がつくる音場の重ね合わせと考え、次式により計算できる。

$$\begin{aligned} f(Z, X) &= f_A(Z, X) + f_B(Z, X) \\ &= f_A(Z, X) + f_A(Z, X - X_s) \end{aligned} \quad (2.10)$$

式 (2.10) は、2 電極構成 IDT の音場は、1 つの傾斜形チャープ IDT の音場計算結果を用い、その計算結果と X 軸方向に座標変換した音場との重ね合わせにより計算することができることを示している。

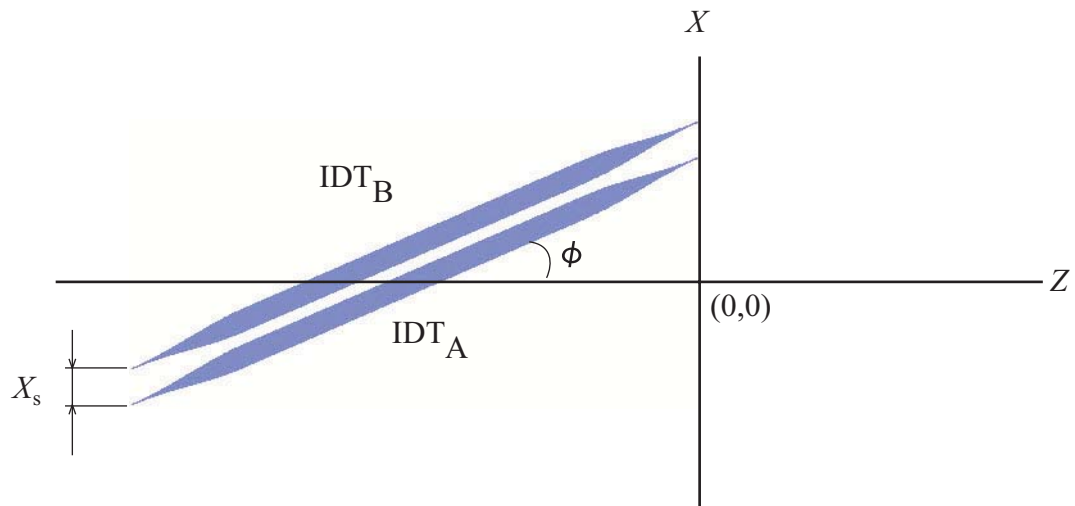


図 2.11 2 段構成 IDT

Fig.2.11 Configuration of the two-stage arrangement IDT.

2.2.4.2 計算結果

図 2.12 に、図 2.11 に示した 2 電極構成 IDT の音場計算結果を示す。図 2.12 に示した音場は、図 2.5 に示した計算結果を元に、式 (2.10) を用いて得られた。距離 X_s は $150 \mu\text{m}$ である。図 2.12 はリニアスケールで表しており、黒色は振幅 0 を示し、白色は最大振幅 100 を示している。さらに、IDT 部をグレーで重ね描きしている。振幅の強い領域が複数見られ、分布の様子は互いに異なる。また、互いに平行な分布ではない。 $+Z$ 軸方向に伝搬する成分と、 $-Z$ 軸方向に伝搬する成分は非対称な分布である。この計算では、2 つの IDT から音場の重ね合わせだけを考慮しており、IDT 上を伝搬する場合の効果は考慮していない。このため、図 2.12 に見られるような複雑な音場は、2 つの IDT から伝搬する SAW の干渉によって生じているものと判断できる。

2.2.4.3 測定結果との比較

図 2.13 は、2 電極構成 IDT の音場測定結果 [7] である。この IDT の構成は、図 2.11 に示した場合と同じである。表示している測定範囲は、図 2.12 と同じである。動作周波数は中心周波数である。振幅値は相対値であり、図 2.12 に示した振幅値と、絶対値として等価ではない。IDT 部をグレーで重ね描きしている。ただし、図 2.13 に示した DDL の構成と、図 2.12 に示した DDL の構成は、厳密には同一ではない。図 2.13 では、入出力 IDT が存在し、左側の入力側 IDT から伝搬した SAW は右側の出力側 IDT 上で散乱している。さらに入出力 IDT の内側のパッド部は傾斜形 IDT における SAW の屈折による波面補正を行っている。一方、図 2.12 では、入力側 IDT だけが存在し、パッド部のような音速が異なる領域の存在は考慮していない。このため、境界部での波面の変化は、計算では考慮していない。しかし、図 2.12 に示した計算結果と、図 2.13 に示した測定結果は、全体的な音場分布の様子においてよく一致している。特に、 $+Z$ 軸方向に伝搬している成分の振幅の大きい領域の様子や、 $-Z$ 軸方向に伝搬している成分が広がっている様子は、計算結果と測定結果でよく一致しており、重ね合わせによる 2 電極構成 IDT の計算が妥当であることを示している。

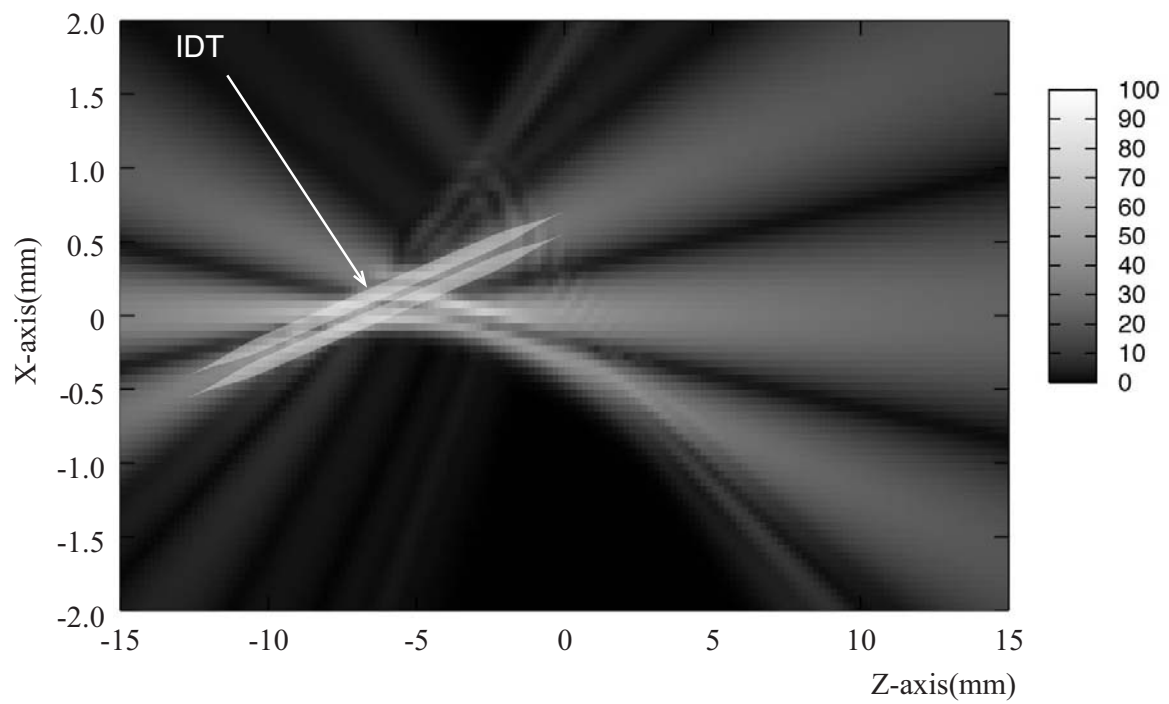


図 2.12 2 段構成 IDT の音場計算結果

Fig.2.12 Calculated acoustic field of the two-stage arrangement IDT.

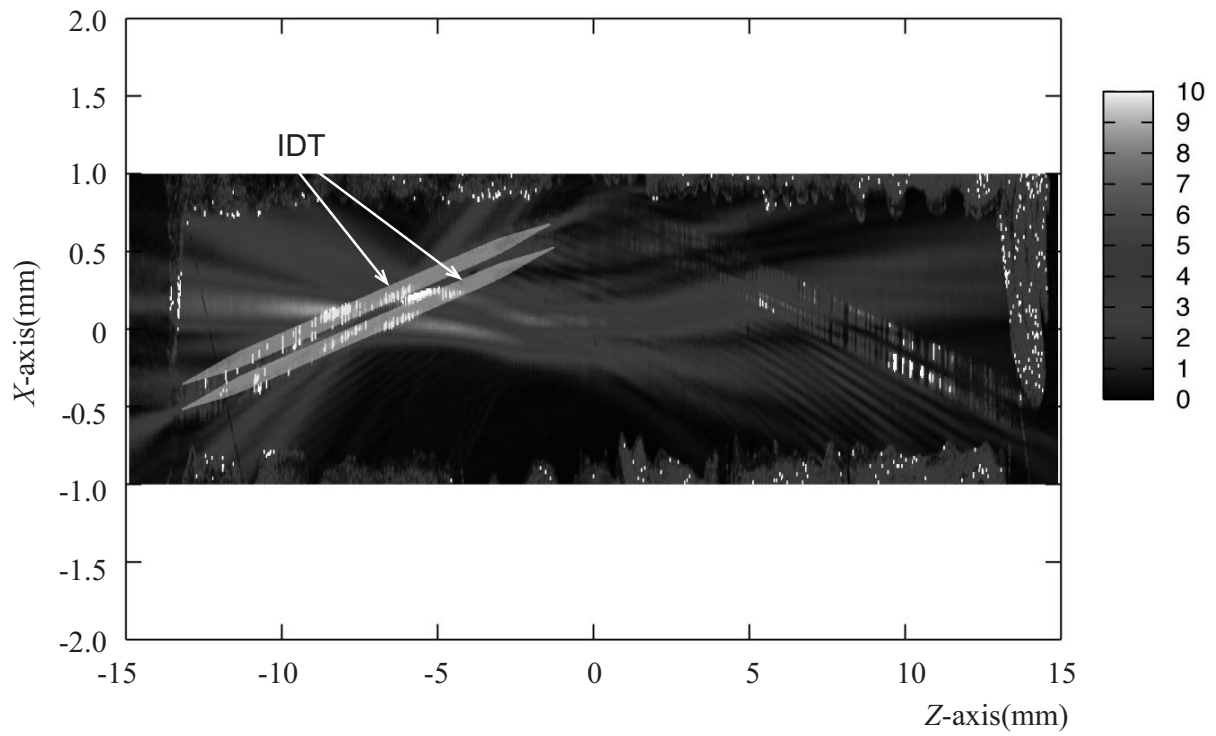


図 2.13 2 段構成 IDT の音場測定結果 [7]

Fig.2.13 Measured acoustic field of the two-stage arrangement IDT[7].

2.3 第2章のまとめ

傾斜形チャープ IDT の音場計算結果について示した。計算結果は、測定結果との比較を行った。Y カットニオブ酸リチウム基板上での SAW 音速の異方性を考慮するために、ASPW(Angular Spectrum of Plane Wave) 法を適用した。波数ベクトルの方向による SAW 音速の変化を考慮するために、SAW 伝搬角度の多項式として SAW 音速を近似した。偶数次項からなる 8 次多項式を用いることにより、基板上を伝搬する SAW の全方向の音速に対して、最大 1.0m/sec 以下の精度で近似することができ、十分な精度を有することを示した。一方、2 次関数を音速近似に用いるパラボリック近似法では、Z 軸から 10° 以内の角度では精度よく SAW 音速を近似できるが、Z 軸から 10° 以上離れた角度では誤差が大きくなることを示した。

まず、単体の傾斜形チャープ IDT の音場計算結果を示した。Z 軸に沿って伝搬する SAW はビームが広がり、+Z 軸方向に伝搬する成分と -Z 軸方向に伝搬する成分は非対称な分布を示した。さらに、Z 軸から 18° 傾斜した方向に伝搬する成分が観測され、これは第 1 サイドローブであることを示した。さらに、 -18° 傾斜した方向に伝搬する成分は観測されず、これは傾斜形チャープ IDT の X 軸方向の非対称性に起因するものであることを示した。

最後に、2 電極構成 IDT の音場計算結果を示した。2 電極構成 IDT の音場は、ASPW 法を用いて計算した単体の傾斜形チャープ IDT の音場計算結果を元に、座標変換した音場との重ね合わせによって計算を行った。単体の傾斜形チャープ IDT の場合も、2 電極構成 IDT の場合も、それぞれ、計算結果は測定結果と比較を行い、よい一致を示し、計算の妥当性を確認した。

弾性表面波素子の設計に ASPW 法を適用することにより、サイドローブ成分のような本来の弾性表面波の伝搬方向以外に伝搬する成分を知ること、意図しない伝搬経路による通過域のリップルを低減することや、重み付き電極を用いた弾性表面波フィルタの回折による通過通過特性の劣化を補正することが可能である。

参考文献

- [1] R.H. Tancrell, M.B.Schulz, H.H.Barrett, L.Davis,Jr. and M.G.Holland,
“Dispersive Delay Lines Using Ultrasonic Surface Waves”,
Proc.of the IEEE, vol.57, no.6, pp.1211-1213, Jun 1969.
- [2] 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, Jul 1960.
- [3] 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, May 1976.
- [4] M.A.Jack, P.M.Grant and J.H.Collins,"The Theory, Design, and Applications of
Surface Acoustic Wave Fourier-Transform Processors",
Proc.of the IEEE, vol.68, no.4, pp.450-468, Apr 1980.
- [5] R.H.Tancrell and P.C.Meyer, “Operation of long surface wave interdigital transducers”,
IEEE Ultrason.Symp. J7, 1971.
- [6] S.Jen, C.S.Hartmann and M.A.Domalewski,
”Propagation of Surface Acoustic Waves generated by Slanted Transducers:
A Laser Probe Study”, IEEE Ultrason.Symp., pp.271-277, 1987.
- [7] T.Chiba,”Optical Measurement and Numerical Analysis of SAW Propagation at Dispersive
Delay Line on Y-Z LiNbO₃ substrate”, IEEE Ultrason.Symp., pp.1718-1721, 2003.
- [8] M.S.Kharusi and G.W.Farnell,”Plane Ultrasonic Transducer Diffraction Fields
in Highly Anisotropic Crystals”, Jour.Acout.Soc.of Am., vol.48, pp.665-670, 1970.
- [9] M.S. Kharusi and G.W.Farnell, "Diffraction and Beam Steering for Surface-Wave
Comb Structures on Anisotropic Substrates", IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics,
vol.SU-18, no.1, pp.35-42, Jan. 1971.
- [10] K.Ibata, T.Omori, K.Hashimoto and M.Yamaguchi,”Polynomial Expression
for SAW Reflection by Aluminium Gratings on 128YX-LiNbO₃”,
IEEE Ultrason.Symp., pp.193-197, 1998.

- [11] 三須, 井幡, 千葉, 黒澤:” 傾斜形チャープ IDT を用いた弾性表面波分散形遅延線の音場分布解析”, 東北大圧電材料・デバイスシンポジウム ,pp.51-56,2006.
- [12] 三須, 井幡, 千葉, 黒澤:” 傾斜形チャープ IDT を用いた弾性表面波分散形遅延線の音場分布解析”, 第 35 回 EM シンポジウム ,pp.79-82,2006.
- [13] J.Kushibiki, I.Takanaga, M.Arakawa and T.Sannomiya, “Accurate Measurements of the Acoustical Physical Constants of LiNbO₃ and LiTaO₃ Single Crystals“, IEEE Trans. UFFC, vol.46, no.5, pp.1315-1323, 1999.
- [14] T.L.Szabo and A.J.Slobodnik,JR, “The effect of diffraction on the design of acoustic surface wave devices“, IEEE Trans.Sonics Ultrason., vol.SU-20, no.8, pp.240-251, 1973.
- [15] 井幡, 三須, 永塚, 上田, "SAW 分散形遅延線の圧縮パルスの低サイドローブ化の検討", 信学技報 ,US2001-3,pp.17-22,2001.
- [16] 三須, 木村, 永塚, 和高 :
“傾斜形チャープ IDT を用いた SAW 分散形遅延線の屈折補正角の一決定法”, 信学全大, A-436,pp.1-439,1994.
- [17] A.W.Warner, M.Onoe, and G.A.Coquin,"Determination of elastic and piezoelectric constants for crystals in class(3m)", J.Acoust.Soc.Amer., vol.42, pp.1223-1231,1967.
- [18] 千葉, ” 傾斜分散形遅延線における弾性表面波の波動の光学測定とその数値解析”, 信学技報 ,US2005-119,pp.35-40,2006.

第3章 チタン酸鉛 (PbTiO_3) を用いた圧電薄膜共振器

概要 本章は、RF マグネトロンスパッタ法を用いて成膜したチタン酸鉛の特性について述べたものである。従来から圧電薄膜として、酸化亜鉛や窒化アルミニウムが広く用いられている。これに対して、鉛系圧電セラミクスは大きな電気機械結合係数を期待できるので、薄膜圧電素子の材料として有望である。本論文では、半導体基板上に下部電極として一様な白金電極を形成し、その上に RF マグネトロンスパッタ法によりチタン酸鉛薄膜を形成して共振器を試作した。試作共振器は 1.4GHz で共振を示し、実効的な電気機械結合係数 k^2 が約 12%、Q 値が約 60 の特性を示し、試作したチタン酸鉛薄膜に良好な圧電性があることを確認した。さらに、Q 値を改善する方法として、下部電極と基板との間に酸化シリコン層を挿入し、適切な膜厚とすることで、Q 値が 400 を超える共振を得ることも示した。

3.1 まえがき

半導体基板上に圧電薄膜を形成した薄膜圧電共振器やフィルタは、GHz 帯での動作が可能であり、また、素子寸法が数百 μm 以下と極めて小さいため、近年盛んに研究されている [1] ~ [4]。従来から圧電薄膜として、酸化亜鉛 (ZnO) や窒化アルミニウム (AlN) が広く用いられている。酸化亜鉛は、比較的、良質な圧電薄膜を形成しやすく、数百 MHz から数 GHz における共振器、フィルタとして多くの発表例 [1] ~ [6] がある。窒化アルミニウムは、酸化亜鉛より小さい電気機械結合係数を有するが、速い音速を示すので、より高周波領域の素子に適しており、基本モードで動作する 4GHz 帯フィルタの例が発表されている [7]。一方、セラミックフィルタで広く使われている鉛系の圧電セラミックスは、酸化亜鉛や窒化アルミニウムに比べて大きな電気機械結合係数を期待でき、圧電薄膜として有望である。これまで、鉛系の圧電セラミックスの成膜については、ゾルゲル法を用いてチタン酸ジルコン酸鉛 (PZT) 薄膜を形成した例 [8],[9] や、ゾルゲル法を用いてチタン酸鉛 (PbTiO_3) 薄膜を形成した例 [10] や RF マグネトロンスパッタ法を用いてチタン酸鉛薄膜を形成した

例 [11] が報告されている。

ゾルゲル法を用いてチタン酸鉛薄膜を形成した例 [10] では、2GHz 帯で共振を示しているが、共振部にガリウム砒素基板を残した構造であり、チタン酸鉛薄膜自体の Q 値や電気機械結合係数については報告されていない。また、RF マグネトロンスパッタ法を用いてチタン酸鉛薄膜を形成した例 [11] では、チタン酸ストロンチウム (SrTiO_3) の上に、下地電極として格子状の白金電極を形成し、その上に c 軸配向させたチタン酸鉛を成長させ、200MHz から 600MHz 付近で共振が得られている。この例では、電気機械結合係数 k_t が約 0.8 から 0.6、 $\tan \delta$ から換算した Q_E が約 2 という結果が得られている。しかし、 c 軸配向したチタン酸鉛を形成するには、チタン酸ストロンチウムなどの上に直接チタン酸鉛を形成する必要があるため、下地電極を格子状にする必要が生じる制約を受ける。

本章では、ガリウム砒素 (GaAs) 及びシリコン (Si) 半導体基板上に、下部電極として一様に白金電極を形成し、その上に $\langle 111 \rangle$ 面に沿って成長させたチタン酸鉛薄膜を形成した GHz 帯薄膜バルク超音波共振器の試作結果について報告するものである。この構成では、基板材料については原理的には制約はなく、また、下地電極を格子状にする制約も受けない利点がある。ターゲットに、La を添加したチタン酸鉛を用いることにより、緻密な圧電薄膜が得られた。試作共振器は、周波数 1.4GHz 帯に共振が得られた。実効的な電気機械結合係数 k^2 は約 12%、直列共振の Q 値が約 60 と、良好な圧電性を有することを確認した。さらに、 Q 値を改善する方法として、下部電極と基板との間に酸化シリコン (SiO_2) 層を挿入し、この膜厚を適切に選択することにより、 Q 値が 400 を超える共振が実現できることを示した。

3.2 共振器の構造

3.2.1 構造

図 3.1 に、試作素子の構造を示す。図 3.1(a) は上面図、図 3.1(b) は断面図である。半導体基板の上に、絶縁体層を形成し、その上に、下部電極を形成した。下部電極の上に圧電薄膜を形成し、更に、その上に上部電極を形成した。上部電極の寸法は $50 \times 50 (\mu\text{m})$ 、ボンディングパッドは $100 \times 150 (\mu\text{m})$ 、エアブリッジは $20 \times 100 (\mu\text{m})$ である。チップ寸法は、 $0.55 \times 0.69(\text{mm})$ である。

圧電薄膜には、チタン酸鉛 (PbTiO_3) を用い、RF マグネトロンスパッタ法を用いて形成した。下部電極には白金 (Pt) を用い、白金の $\langle 111 \rangle$ 面に沿ってチタン酸鉛の $\langle 111 \rangle$ 面を成長させた [12]。従来報告されている c 軸に配向させたチタン酸鉛 [11] では、使用可能な基板材料に大きな制限が生じていたが、図 3.1 に示した構成では基板材料に対する制約を取り除くことができる。なお、チタン酸鉛成膜時の基板温度が高いため、白金の下部電極は、鉛が半導体基板と反応するのを防ぐことも兼ねている。更に、基板との密着性を向上させるために、白金の下地に、チタン (Ti) 層を挿入した。

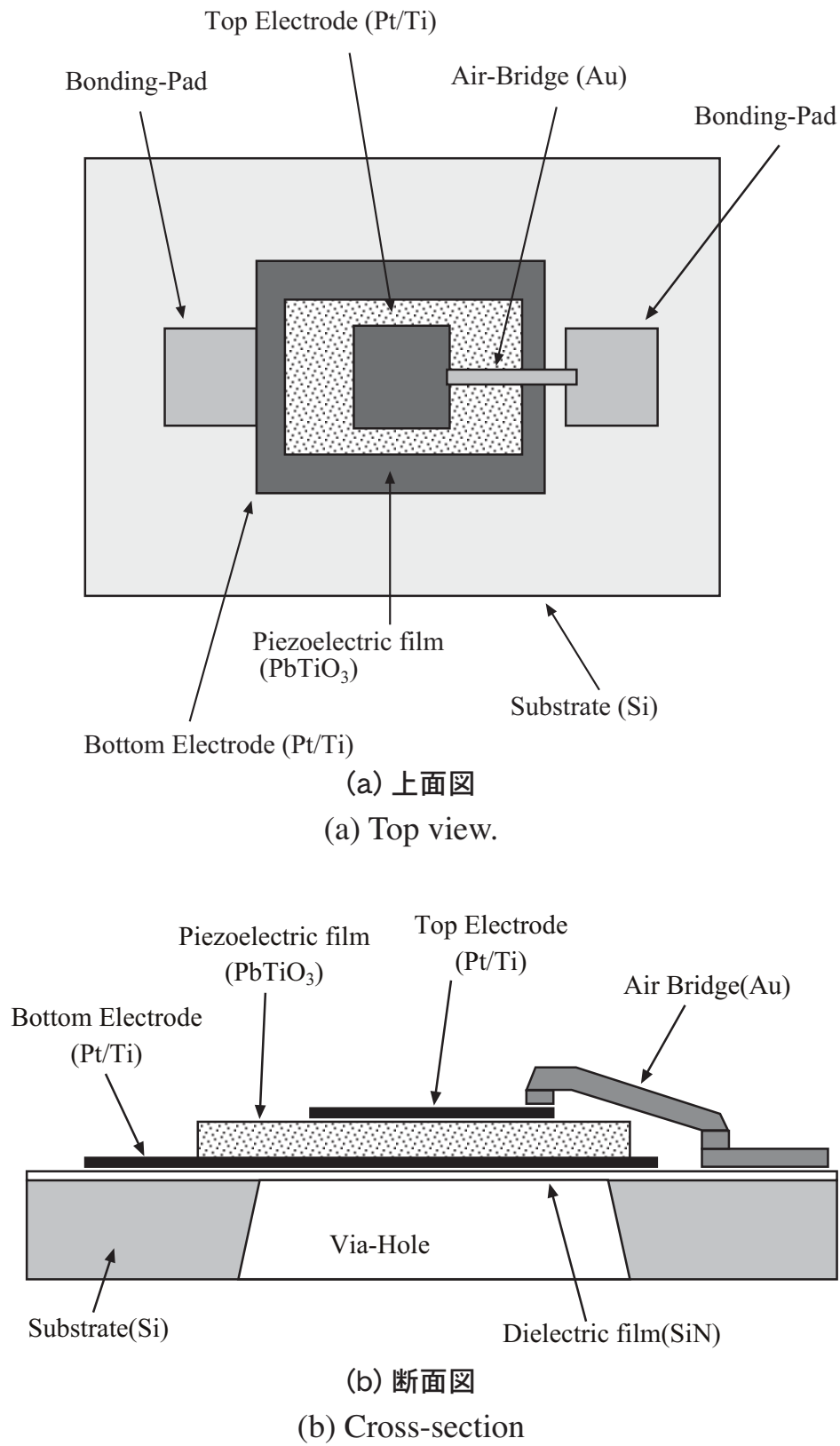


図 3.1 試作共振器の構造

Fig.3.1 Structure of fabricated resonator.

3.2.2 共振部変形量の低減

チタン酸鉛は、内部に数 GPa もの圧縮応力が存在するため [12]、バイアホール形成後に共振部が変形する要因になる。また、この内部応力により、ウェーハ全体が大きく反るため、ウェーハの割れや上部電極のパターニング不良の原因になる。これらの不具合を軽減するために、チタン酸鉛を成膜した後に、エッチングによりチタン酸鉛の面積を縮小することを検討した [13]。

図 3.2 に、共振部の変形例を示す。これは、半導体基板にガリウム砒素を用い、図 3.1(b) と同じ構成の素子を試作した場合の例である。ただし、図 3.2 に示した素子は、長方形の 2 電極を近接配置したフィルタである。このフィルタでは、チタン酸鉛の寸法が、 $330 \times 230 (\mu\text{m})$ と大きく、チップ寸法に占めるチタン酸鉛の面積は 20% である。図中 Profile で示した変形量は数 μm から 10 数 μm であった。上部電極の寸法が数十 μm であることを考えると、この変形量は極めて大きい。これに対し、チタン酸鉛の面積を $60 \times 150 (\mu\text{m})$ まで縮小すると、変形量は数 μm 以下に低減した [13]。更に、基板をガリウム砒素からシリコンに変えたところ、変形量は 1 μm 以下に低減した。この場合のチップ寸法に対するチタン酸鉛の占有面積の割合は 2% である。これらの結果より、以下に述べる共振器は、全て、シリコン基板を用い、チタン酸鉛の面積は、チップ面積の 2% 程度として試作した。

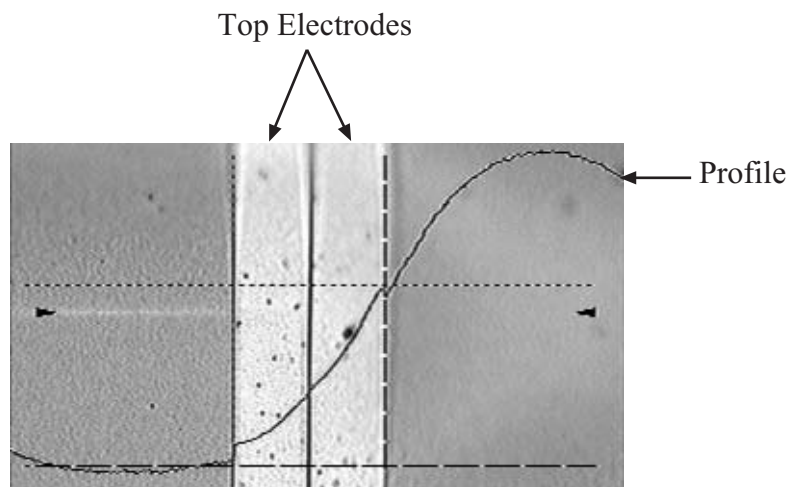


図 3.2 共振部変形例

Fig.3.2 Measured profile of fabricated resonator.

3.2.3 シリコン基板を用いた共振器の試作

シリコン半導体基板表面に窒化シリコン (SiN) 層を形成し，その上にチタンを密着層として，その上に白金を形成した．窒化シリコンは，異方性エッチングで用いる水酸化カリウム (KOH) に対する耐性に優れているために用いた．さらに，白金電極の上に，チタン酸鉛を形成し，エッチングにより共振部以外のチタン酸鉛を除去した．次に，リフトオフプロセスにより上部電極を形成した．上部電極は，下部電極と同じ構成である．上部電極とボンディングパッド部とを接続するために，エアブリッジを形成し，最後に，シリコン基板裏面よりバイアホールを形成して，音響共振部周辺のシリコン基板を除去した．

表 3.1 に，各層の膜厚を示す．圧電体の厚さは $0.9 \mu\text{m}$ である．下部電極の厚さは，良好な結晶性が得られ，また，半導体と鉛とが反応しない範囲で選択し， $0.1 \mu\text{m}$ とした．上部電極の厚さは，下部電極と同じ $0.1 \mu\text{m}$ とした．絶縁体の厚さは $0.1 \mu\text{m}$ である．

表 3.1 試作共振器の各層の膜厚

Table 3.1 Thickness of the fabricated resonator.

	Material : Thickness(μm)
Piezoelectric film	PbTiO_3 : 0.9
Electrodes	Pt : 0.1 / Ti : 0.05
Dielectric film	SiN : 0.1
Substrate	Si : 200

3.2.4 共振周波数計算結果

白金の厚さが $0.1 \mu\text{m}$ であり、チタン酸鉛の厚さ h に対する比である規格化電極厚さ (d/h) は 10% 以上になり、共振周波数に大きな影響を与えることが考えられる。図 3.3 に、共振周波数を計算するのに使用した共振器の等価回路 [14] を示す。図中、 A_e, B_e は白金電極に対応する等価回路の伝送線路のインピーダンスを表しており、次式で与えられる。

$$A_e = Z_e \tan(k_e d/2) \quad (3.1)$$

$$B_e = \frac{Z_e}{\sin(k_e d)} \quad (3.2)$$

ここで、 Z_e は電極部を伝搬する弾性波の音響インピーダンス、 k_e は電極部の波数である。簡単のため、上部電極と下部電極とは同じ厚さ d とした。同様に、図 3.3 においてチタン酸鉛薄膜に対応する等価回路の伝送線路のインピーダンスを A_p, B_p とし、絶縁体層に対応する等価回路の伝送線路のインピーダンスを A_d, B_d として表している。 C_0 は電極面積 S の場合のチタン酸鉛薄膜の静電容量であり、 ϕ は次式で与えられる。

$$\phi C_0 = \frac{eS}{h} \quad (3.3)$$

ここで、 e はチタン酸鉛の実効的な圧電定数である。

図 3.4 に、共振周波数計算結果を示す。表 3.2 に、計算に用いた定数をまとめて示す。図中、実線は圧電定数 e が文献値 [15] である 6.5 の場合の共振周波数 f_r であり、破線は文献値の約半分である 3 の場合の共振周波数 f_r であり、一点鎖線は反共振周波数 f_a である。反共振周波数 f_a の場合は、圧電定数 e が変わっても大きな変化は生じなかった。縦軸は規格化周波数 (f/f_0) であり、横軸は規格化電極厚さ (d/h) である。ここで、 f_0 は両面が自由表面の場合の共振周波数であり、厚さ h が $0.9 \mu\text{m}$ のとき、

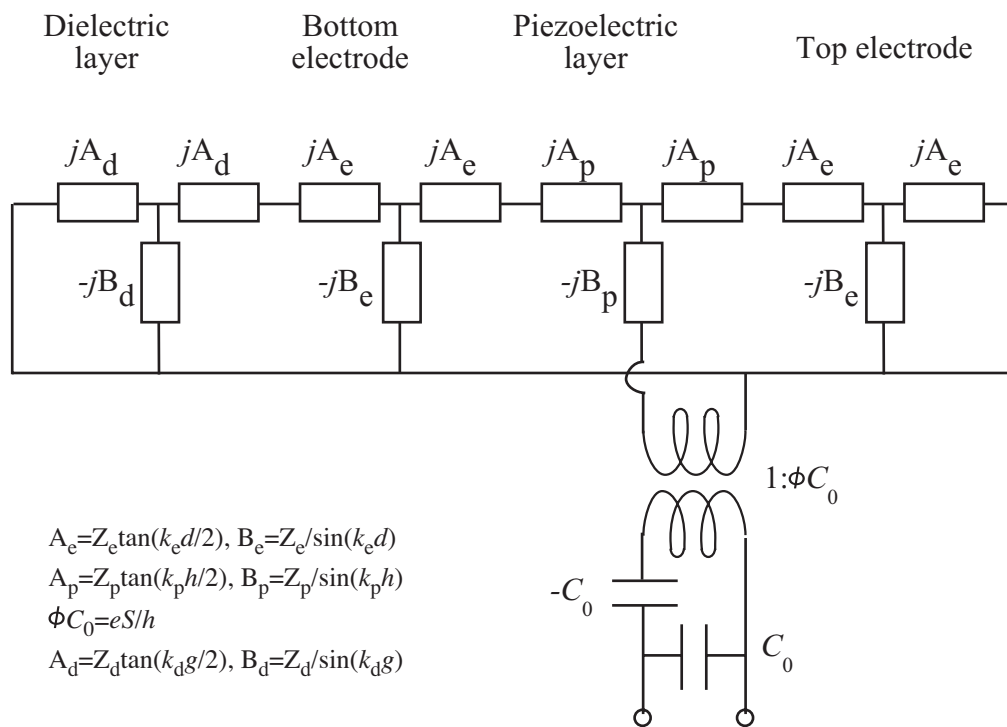


図 3.3 共振器の等価回路

Fig.3.3 Equivalent circuit of the resonator.

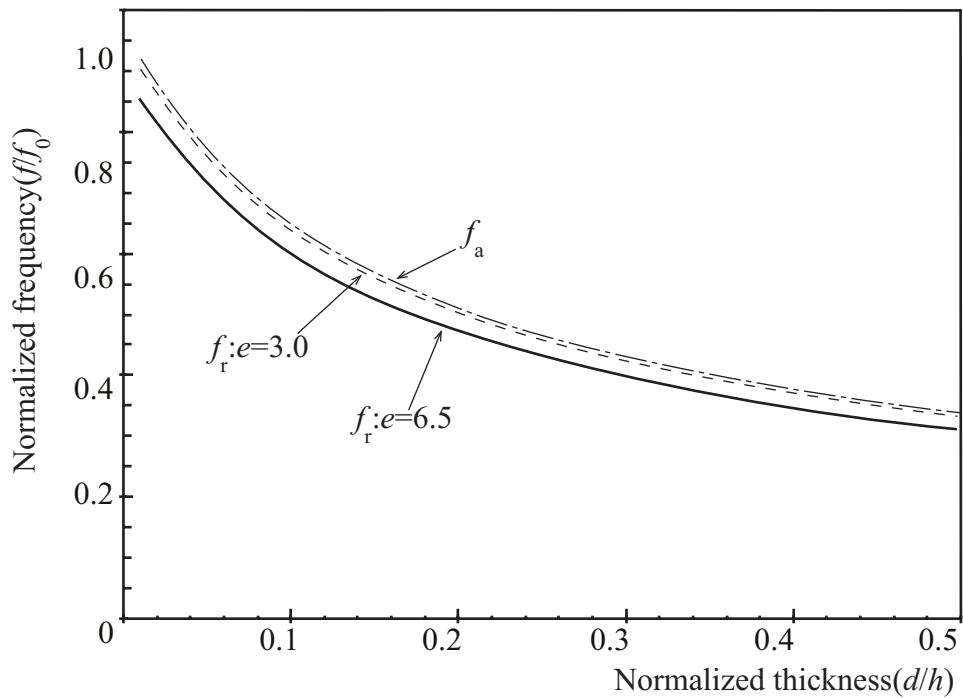


図 3.4 白金電極を用いたチタン酸鉛の共振周波数計算結果

Fig.3.4 Calculated resonant frequencies of PbTiO_3 using Pt electrodes.

表 3.2 計算に用いた定数

Table 3.2 Constants used in the calculation.

Piezoelectric: PbTiO ₃ [12]	thickness: h	1.0 (μm)
	density: ρ	7700 (kg/m^3)
	elastic const.: c	13.1×10^{10} (N/m^2)
	piezoelectric const.: e	6.52 or 3.0 (N/m^2)
	dielectric const.: ϵ/ϵ_0	190
Electrode: Pt	thickness:(d/h)	from 0.01 to 0.5
	density: ρ	21300 (kg/m^3)
	elastic const.: c	30.9×10^{10} (N/m^2)
Dielectric: SiO ₂ *	thickness:(g/h)	0.1
	density: ρ	2200 (kg/m^3)
	elastic const.: c	7.85×10^{10} (N/m^2)

* SiO₂ layer is used instead of SiN.

文献値 [15] を用いると、2.4GHz となる。共振周波数 f_r は、図 3.3 に示した等価回路を用いて共振器のインピーダンス特性を計算し、インピーダンスが最小値となる周波数とした。同様に、反共振周波数 f_a は、アドミタンスが最小値となる周波数とした。規格化電極厚さ (d/h) が 0.1 付近の場合、60% 近くまで共振周波数が低下することがわかる。

図 3.5 に実効的な電気機械結合係数 k^2 の計算結果を示す。結合係数は、図 3.4 にて求めた共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a とから、次式を用いて求めた。

$$k^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_r^2} \quad (3.4)$$

図中、図 3.4 にて示した圧電定数 e が 3.0, 6.5 の場合に加えて、圧電定数 e が 4.0, 5.0, 6.0 の場合も加え、計 5 通りの場合の計算結果を示した。結合係数 k^2 は、規格化電極厚さ (d/h) が 0.1 付近にて最大値を示すが、規格化電極厚さ (d/h) の変化に対して、結合係数 k^2 はほぼ一定である。圧電定数 e が 6.5 の場合は結合係数 k^2 は約 18% を示すが、圧電定数 e が 3.0 の場合は結合係数 k^2 は約 4% に低下する。

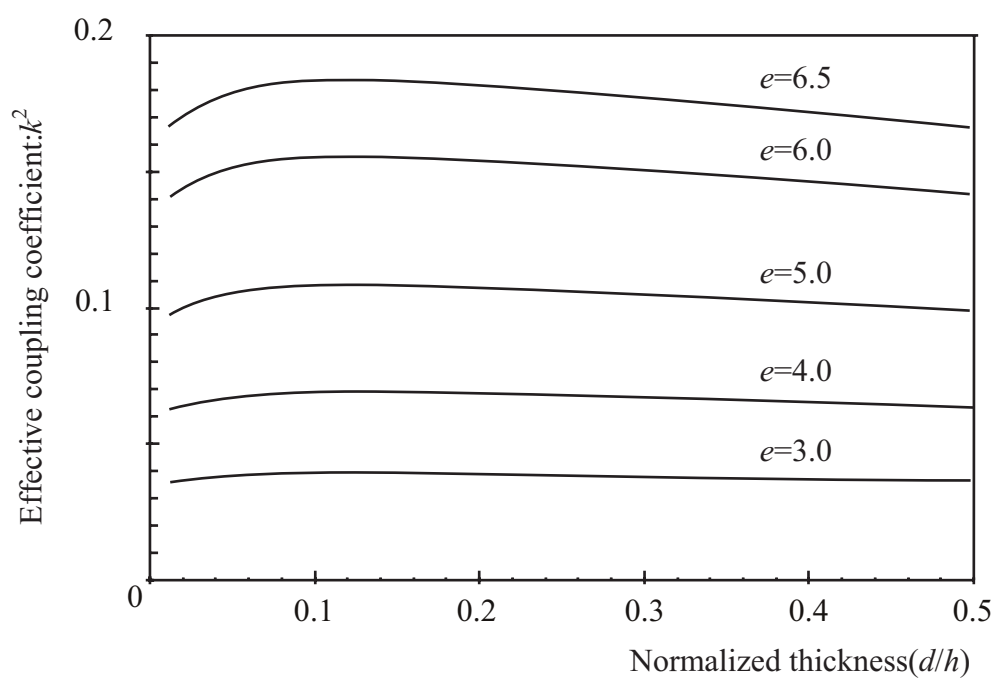


図 3.5 実効的な電気機械結合係数の計算結果

Fig.3.5 Calculated results of the effective electromechanical coupling coefficient.

3.3 試作結果

3.3.1 共振器の試作結果

図 3.6 に、試作共振器の写真を示す。各部の厚さは、表 3.1 に示したものと同一である。表 3.3 に、RF マグネトロンスパッタの成膜条件の一例を示す。ターゲットには、鉛を過剰にしたチタン酸鉛を用いており、成膜後の鉛 (Pb) とチタン (Ti) の組成比が 1:1 に近くなるように、過剰とする鉛の量を決定した。なお、チタン酸鉛は、分極処理が必要であり、表 3.4 に示すように、共振器の素子構造を形成した後に、200℃に加熱した状態で、上部電極と下部電極との間に 12V の直流電圧を印加した。

図 3.7 に、試作したチタン酸鉛薄膜の SEM 写真を示す。図 3.7(a) は上面写真であり、図 3.7(b) は断面写真である。形状の不規則な粒子から形成されており、断面には多くの微細な穴があることがわかる。

図 3.8 に、試作共振器のインピーダンス特性測定結果を示す。図 3.8(a) はインピーダンス特性測定結果、図 3.8(b) は反射電力の測定結果である。周波数 1.4GHz に共振が生じている。この共振周波数 1.4GHz は、チタン酸鉛の両面が自由表面である場合の共振周波数計算値 2.4GHz に、図 3.4 にて示した規格化共振周波数計算値 0.6 を乗じた値にほぼ一致する。

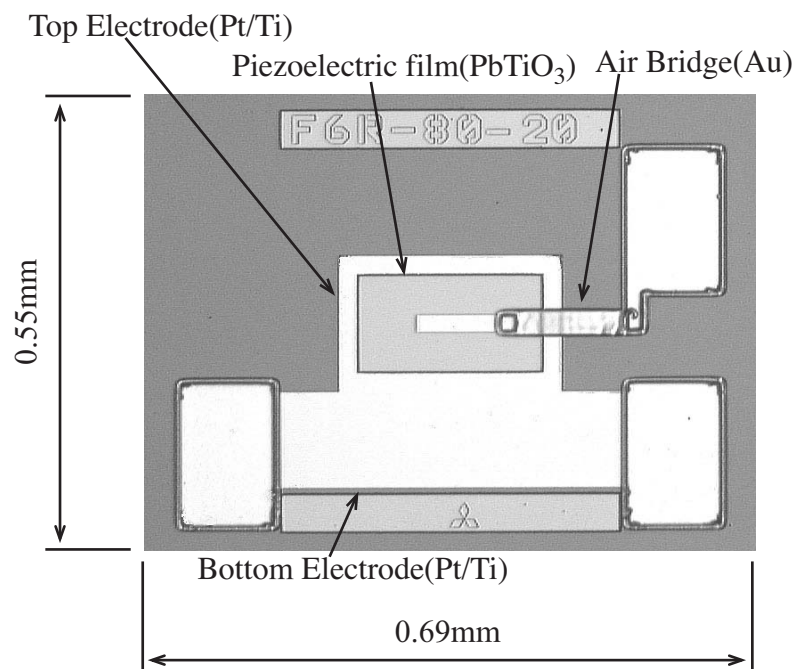


図 3.6 共振器の写真

Fig.3.6 Photograph of the resonator.

表 3.3 RF マグネトロンスパッタの成膜条件

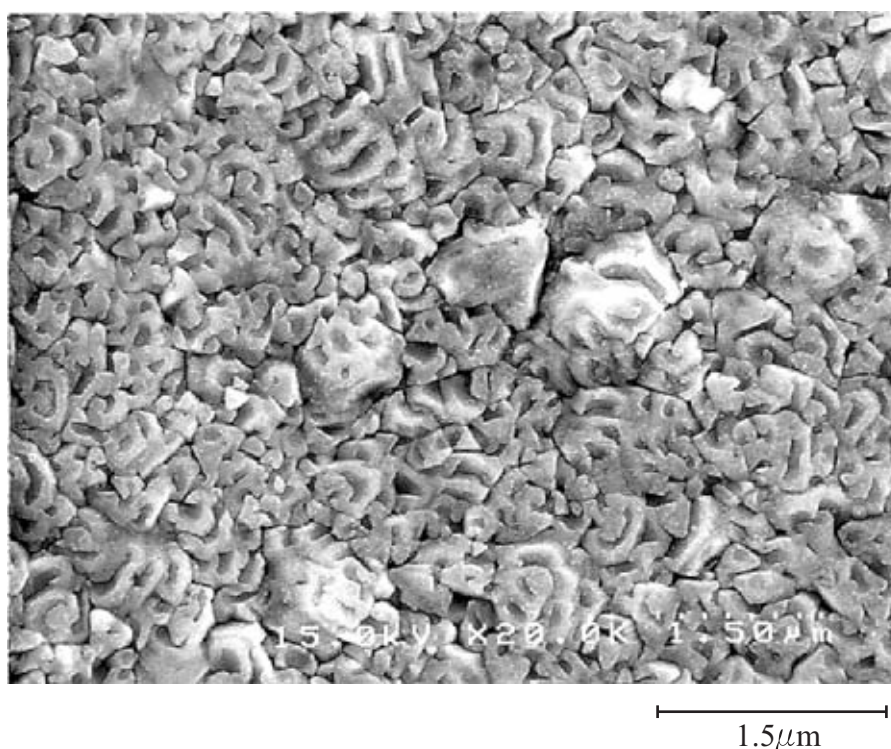
Table 3.3 Sputtering condition for PbTiO_3 film.

Target	PbTiO_3
RF Power	100 W
Substrate	Pt / Ti / SiN / SiO_2
Temperature	600 °C
Sputter gas	Ar (90%) + O_2 (10%)
Pressure	1 Pa

表 3.4 分極条件

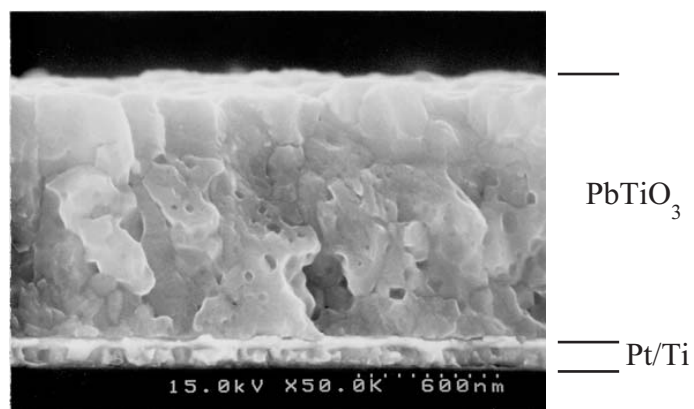
Table 3.4 Poling process condition.

Applied voltage	12.0 V
Temperature	200 °C
Time	30 min



(a) 上面写真

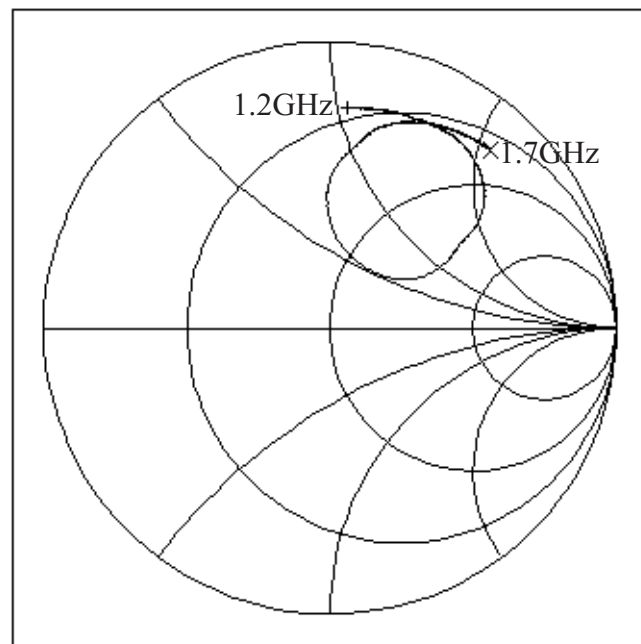
(a) Top view.



(b) 断面写真

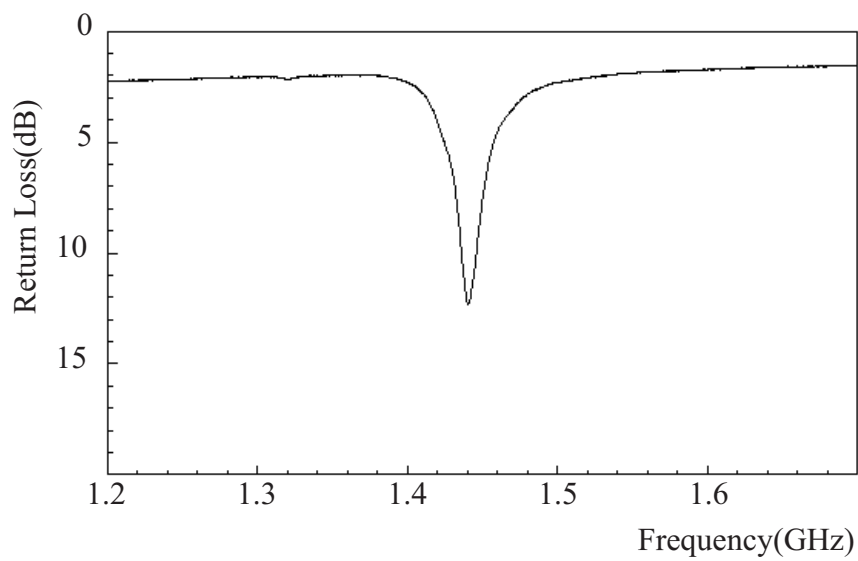
(b) Cross section.

図 3.7 チタン酸鉛の SEM 写真
Fig.3.7 SEM micrograph of PbTiO_3 .



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.



(b) 反射電力特性

(b) Return loss.

図 3.8 共振器のインピーダンス特性測定結果

Fig.3.8 Measured impedance of the fabricated resonator.

3.3.2 共振特性の評価

共振器のインピーダンス特性を評価するために、測定結果を図 3.9 に示す等価回路に最も合うように各等価回路素子値をフィッティングした。図中、 C_1, L_1, r_1 が直列共振を表す回路素子であり、 C_0 は共振器の静電容量を表す。 L_s は共振器を固定したパッケージの端子のインダクタンスや、共振器とパッケージとを接続するボンディングワイヤのインダクタンス、及び、エアブリッジのインダクタンスを代表して表している。 R_s は、電極の電気抵抗等の特定の周波数に無関係に関与する抵抗成分を表すものとする。フィッティングは、共振円の範囲内の周波数にて、図 3.9 に示した等価回路から得られるインピーダンスと、測定したインピーダンスとの差の 2 乗和が最小となる素子値を計算して求めた。表 3.5 に図 3.8 に示した測定結果からフィッティングして求めた等価回路の素子値を示す。図 3.10 に、図 3.8 に示した測定結果と、表 3.5 に示した素子値を図 3.9 に示した等価回路に適用した場合の計算結果とを併せて示す。図 3.10(a) はインピーダンス特性、図 3.10(b) は反射電力である。図中、実線が測定結果であり、点線が計算結果である。測定結果と計算結果とはよく一致しており、フィッティング結果が妥当であることを示している。

フィッティングした結果から、次式を用いて、容量比 γ 、直列共振の Q 値を求めることができる。

$$\gamma = C_0 / C_1 \quad (3.5)$$

$$Q = \frac{1}{r_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (3.6)$$

これらの式と表 3.5 に示した素子値とから、図 3.8 に示した共振器では、容量比 γ が 13、 Q 値が 66 であった。

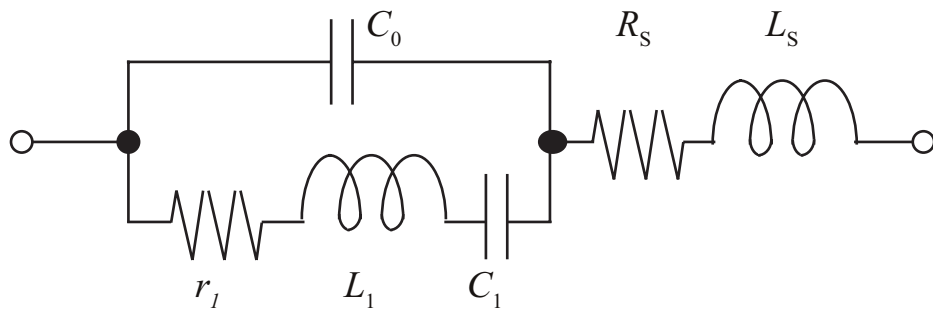


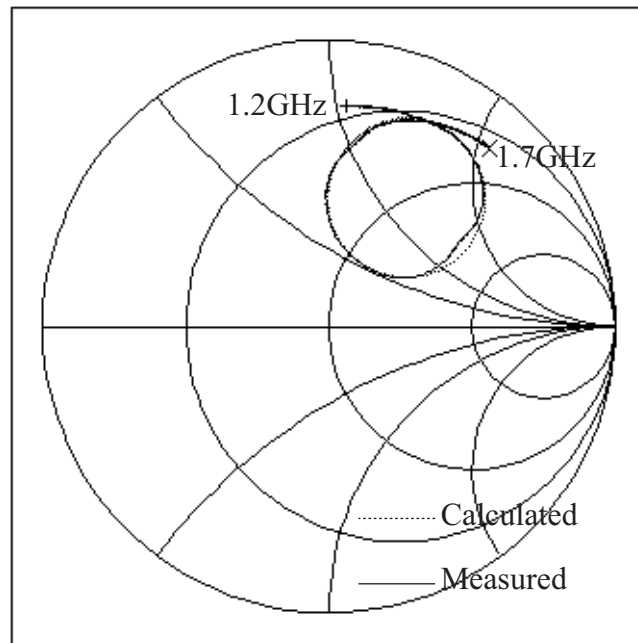
図 3.9 フィットティングに用いた共振器の等価回路

Fig.3.9 Equivalent circuit of resonator.

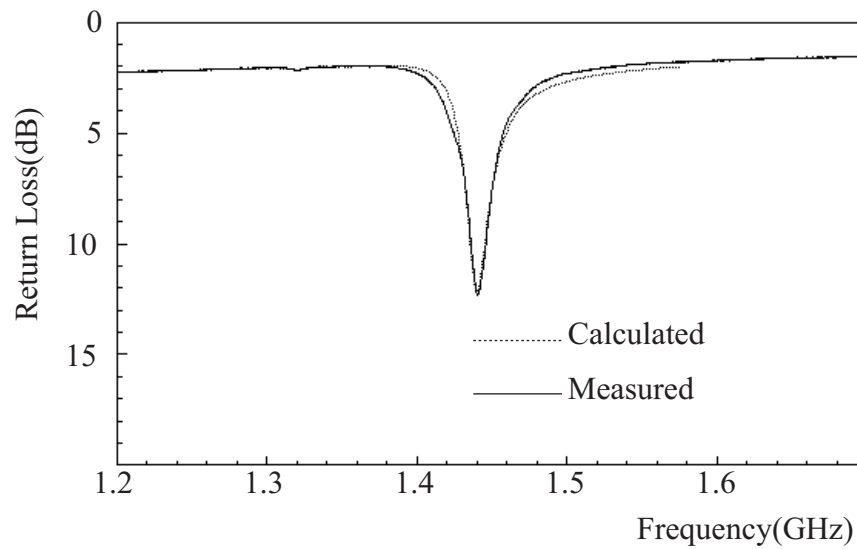
表 3.5 フィッティングして求めた等価回路の素子値

Table 3.5 Values of the equivalent circuit elements.

Element	Value
C_0	6.2 pF
C_1	0.463 pF
L_1	28.8 nH
r_1	3.8 Ω
L_s	9.5 nH
R_s	18 Ω



(a) インピーダンス特性
(a) Impedance.



(b) 反射電力特性
(b) Return loss.

図 3.10 共振器のフィッティング結果の比較

Fig.3.10 Comparison between measured and calculated impedance of the fabricated resonator.

3.3.3 La 添加したチタン酸鉛の特性

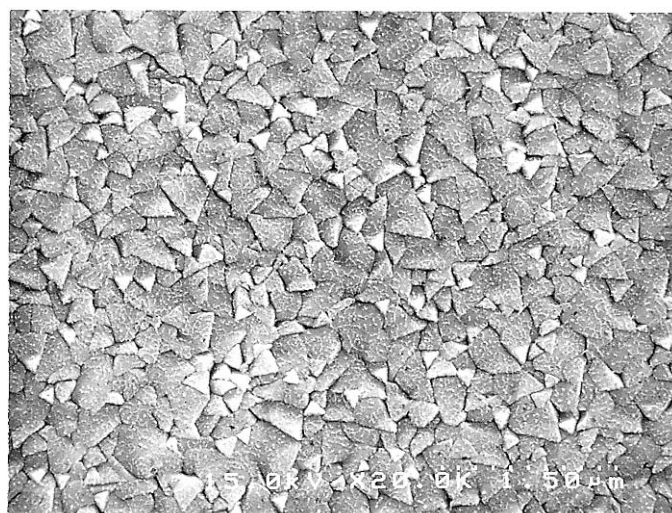
次に、膜質を改良するために、La を添加したチタン酸鉛のターゲットを用いて圧電薄膜を形成した。図 3.11 に La を添加したチタン酸鉛の SEM 写真を示す。図 3.11(a) は上面写真であり、図 3.11(b) は断面写真である。図 3.7 に示した無添加の場合と比べて、上面から見た粒子は規則的な形状となり、また、粒子の寸法も小さくなっている。断面からは、無添加の場合に見られた微細な穴がほとんどなくなっており、La を添加することにより、組織がより緻密になっていることがわかる。

この La を添加したチタン酸鉛を用いて、共振器を試作した。共振器の構造は、図 3.1 に示した場合と同じである。図 3.12 に共振器のインピーダンス特性測定結果を示す。図 3.12(a) はインピーダンス特性測定結果、図 3.12(b) は反射電力測定結果である。この共振器には、 La_2O_3 を 5wt% 添加したチタン酸鉛を用いた。1.4GHz 付近に共振が見られる。無添加の場合と同様に、図 3.12 に示したインピーダンス測定結果から、フィッティングを行い、図 3.9 に示した等価回路の素子値を求めた。表 3.6 に、フィッティングして求めた等価回路の素子値を示す。表 3.6 に示した素子値から、式 (5) と (6) を用いて、Q 値及び容量比 γ を求めた。Q 値は 60 と La 無添加の場合とほぼ同じであり、容量比 γ が 8 と無添加の場合より小さくなった。共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a は、図 3.9 に示した等価回路の素子値との間に、次式のような関係がある。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.7)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1}} \sqrt{\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1}} \quad (3.8)$$

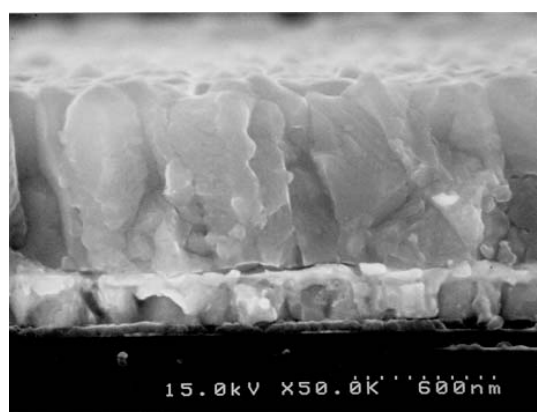
これらの式から、共振周波数 f_r 、反共振周波数 f_a を求めることができる。電気機械結合係数 k^2 は式 (3.4) を用いて求めた。表 3.5 に示した La 無添加の場合の特性は、電気機械結合係数 k^2 が約 7% であり、図 3.5 に示した計算値では、圧電定数 e が約 4 に相当する。表 3.6 に示した La_2O_3 を 5wt% 添加した場合の特性は、電気機械結合係数 k^2 が約 12% と大きな値を示し、図 3.5 に示した計算値では、圧電定数 e が約 5 と 6 のほぼ中間になり、La 添加したチタン酸鉛が良好な圧電性を示すことを確認できた。



1.5 μ m

(a) 上面写真

(a) Top view.



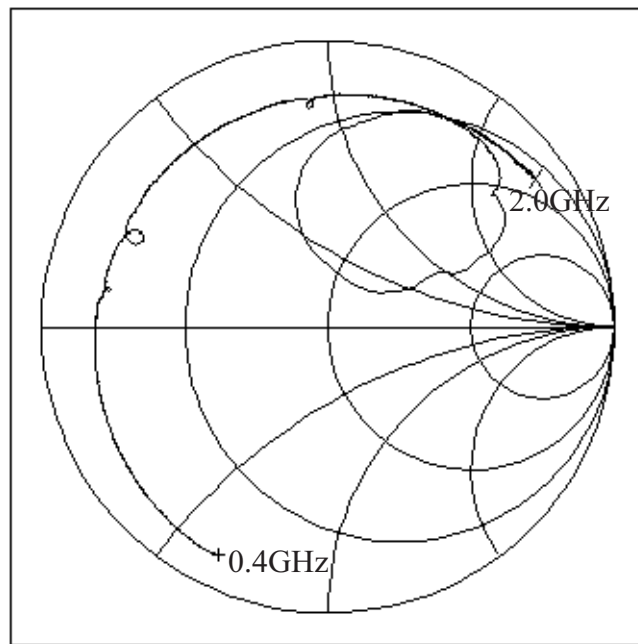
La-doped
PbTiO₃

Pt/Ti

(b) 断面写真

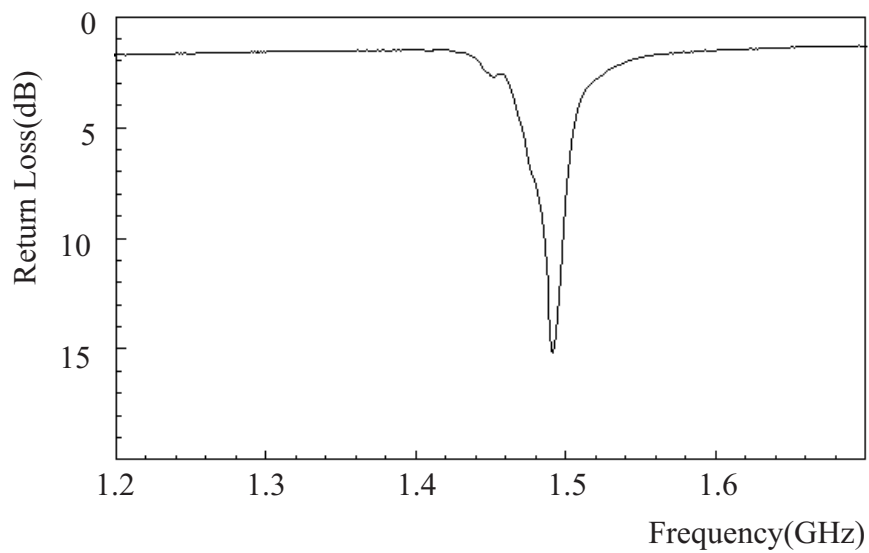
(b) Cross section.

図 3.11 La を添加したチタン酸鉛の SEM 写真
Fig.3.11 SEM micrograph of La-doped PbTiO₃.



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.



(b) 反射電力特性

(b) Return loss.

図 3.12 La 添加したチタン酸鉛を用いた共振器のインピーダンス特性測定結果

Fig.3.12 Measured impedance of the fabricated resonator with La-doped PbTiO_3 .

表 3.6 La 添加したチタン酸鉛を用いた共振器のフィッティング結果

Table 3.6 Values of the equivalent circuit elements of the resonator with La-doped PbTiO_3 .

Element	Value
C_0	6.4 pF
C_1	0.772 pF
L_1	16.9 nH
r_1	2.5 Ω
L_s	9.5 nH
R_s	13 Ω

3.4 高 Q 化の検討

3.4.1 $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造共振器

チタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器は、大きな電気機械結合係数を有することは大きな特徴であるが、一方で、Q 値が 60 と小さいことが課題である。薄膜圧電共振器の Q 値を改善する手法として、酸化シリコン (SiO_2) 膜の厚みを大きくして、高次振動による共振を用いることで、損失改善を図った例 [16] が知られており、同様の手法を適用した場合の効果について実験的に検討を行った。図 3.13 に、試作共振器の断面図を示す。基本的な層構造は、図 3.1(b) に示した場合と同じであり、下部電極と基板との間の層が、 SiO_2/SiN 層となっている点と、試作共振器の一部に下部電極としてイリジウム (Ir) を用いた共振器を含む点が異なる。

図 3.14 は、 SiO_2 層の厚みを変えた場合の測定結果および計算値である。図中、横軸は全て圧電薄膜の厚みで規格化した SiO_2 膜の規格化厚みである。図 3.14(a) は、実効的な電気機械結合係数 k^2 の測定結果と計算値である。縦軸は、式 3.4 から求めた実効的な電気機械結合係数 k^2 である。実線および破線が計算値であり、図 3.5 の場合と同様に、図 3.3 に示した等価回路を用いて共振特性を計算し、式 3.4 を用いて求めた。計算値は、圧電定数 e が 2.5, 3, 4 の 3 通りの場合について示した。共振特性測定結果を図 3.9 に示した等価回路にフィッティングし、式 3.7, 3.8 と式 3.4 から実効的な電気機械結合係数 k^2 を求め、□◇○のシンボルでプロットした。規格化 SiO_2 厚が 1.5 より小さい方が基本モード、大きい方が 2 次モードに対応している。規格化 SiO_2 厚が 4 付近に 3 次モードに対応した計算値があるが、共振が小さすぎるために、規格化 SiO_2 厚が 3.8 より小さい領域で実効的な電気機械結合係数を求めることができなかった。図 3.14(b) は、共振周波数の測定結果と計算値である。図中、実線が厚み縦振動モードの分散特性計算結果を示し、破線がそれ以外の振動モードの計算結果である。□印で示した規格化 SiO_2 厚が 0.5 の測定結果が、厚み縦振動 1 次モードの計算値に一致するように、共振周波数測定結果を規格化してプロットした。◇印で示した測定結果が厚み縦振動 2 次モードの計算値に沿って分布し、○印

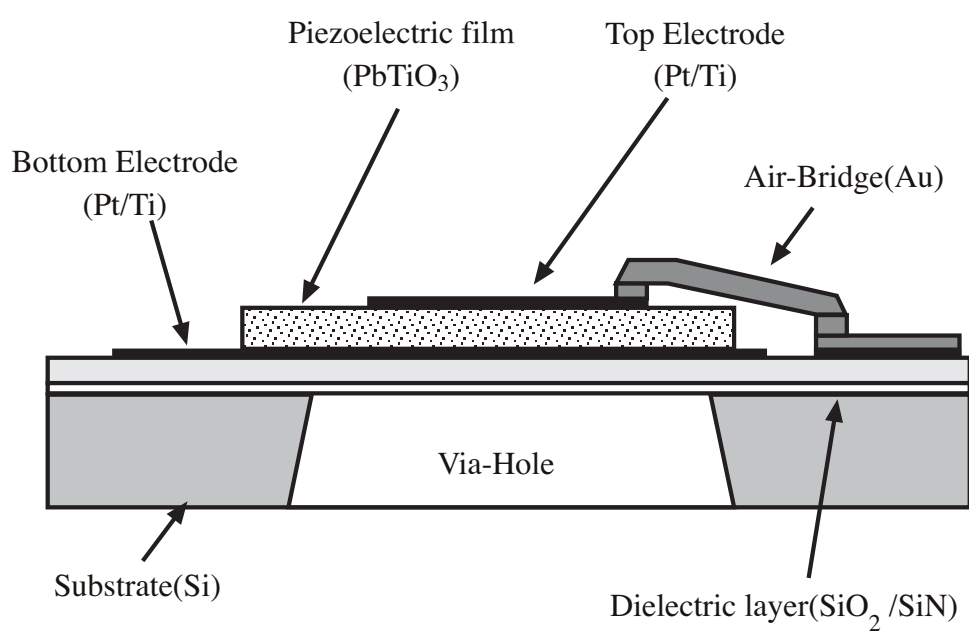
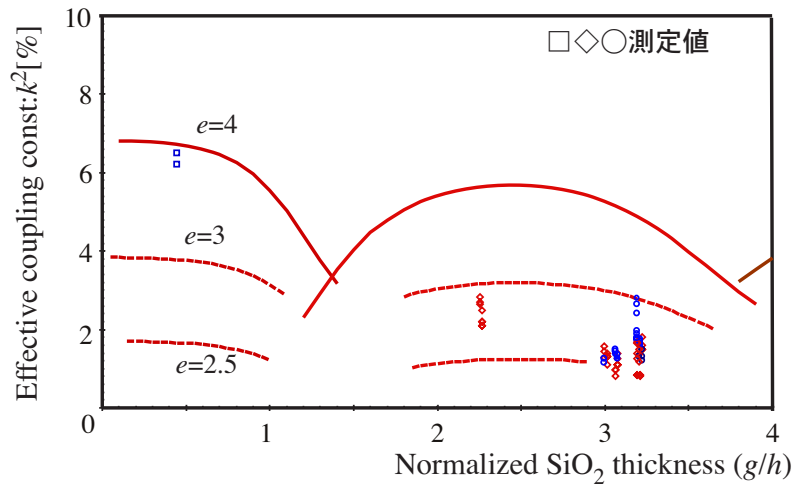


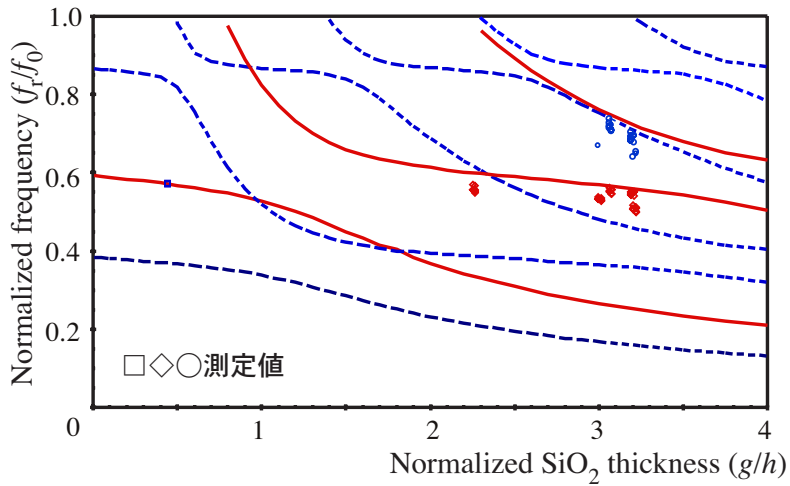
図 3.13 試作共振器の断面図

Fig.3.13 Cross-section of fabricated resonator.



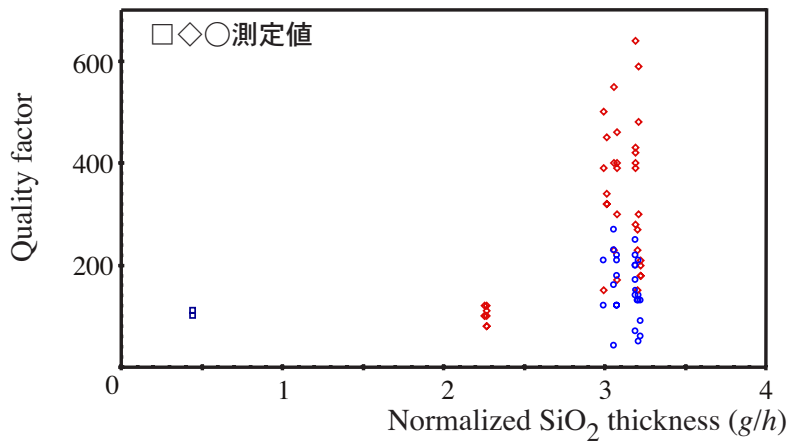
(a) 実効的な電気機械結合係数

(a) Effective electromechanical coupling coefficient.



(b) 規格化共振周波数

(b) Normalized resonant frequency.



(c) Q値

(c) Quality factor.

図 3.14 PbTiO₃ / SiO₂ 構造共振器の測定結果および計算結果

Fig.3.14 Measured Results and Calculated results of PbTiO₃/SiO₂ structure resonator.

で示した測定結果が厚み縦振動3次モードの計算値に沿って分布していることがわかる。図3.14(c)は、式3.6から求めた共振のQ値測定結果である。規格化SiO₂厚が3から3.3の範囲にて、◇印で示した測定結果のQ値が200を超え、600に及ぶ場合もあることがわかる。

図3.15に、SiO₂厚が0.4 μmの共振器の測定結果を示す。これは、図3.14中の規格化SiO₂厚が0.5の共振器である。この共振器の1.5GHz付近の共振特性を図3.9の等価回路にフィッティングして式3.4と式3.6-3.8から求めた実効的な電気機械結合係数とQ値を求めると、

$$k^2 = 6.2\%, \quad Q = 100$$

であった。

図3.16は、SiO₂厚が2.0 μm（規格化SiO₂厚が2.2）の共振器の測定結果である。図3.15と同様に、1.4GHz付近の共振特性から実効的な電気機械結合係数とQ値を求めると、

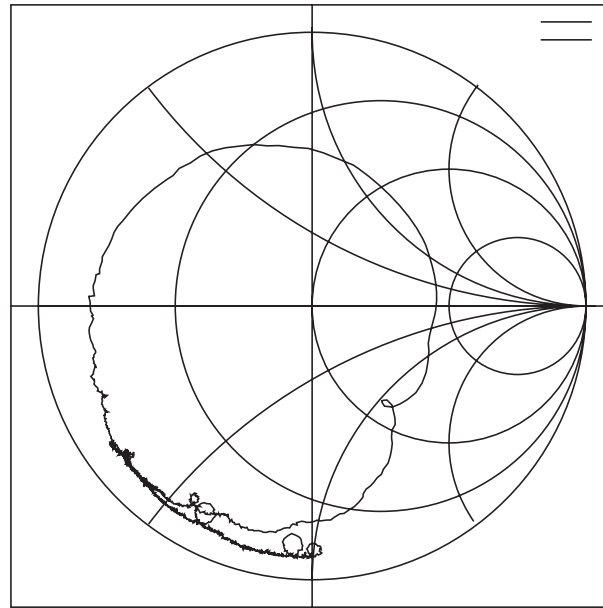
$$k^2 = 2.2\%, \quad Q = 110$$

と、Q値はほとんど変化せず、実効的な電気機械結合係数は小さくなった。図3.16に示した共振器の1.4GHz付近の共振は、図3.14から2次モードであることがわかる。

図3.17は、SiO₂厚が2.8 μm（規格化SiO₂厚が3.1）の共振器の測定結果である。同様に、周波数1.4GHz付近の共振特性から実効的な電気機械結合係数とQ値を求めると、

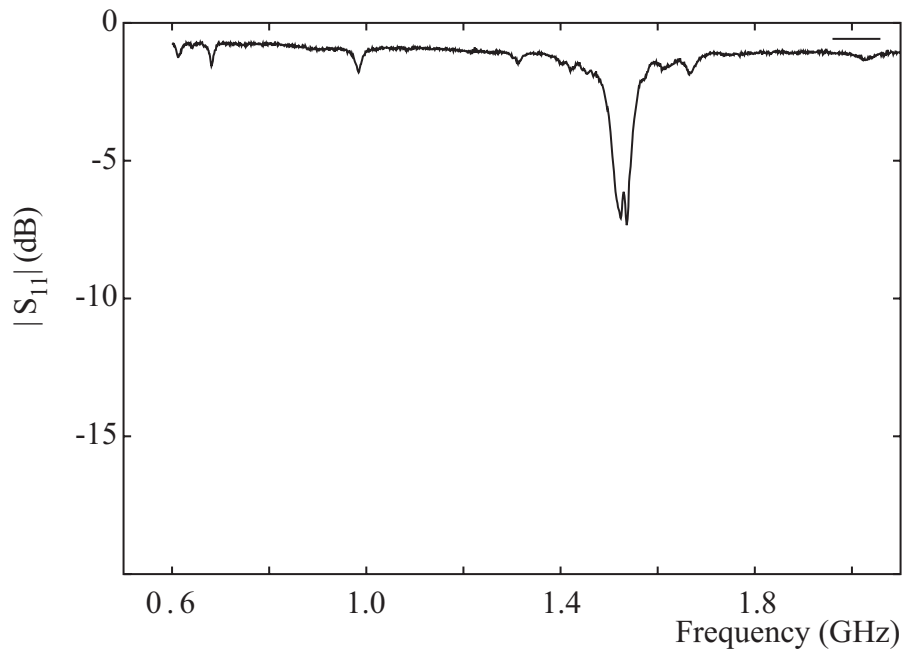
$$k^2 = 1.1\%, \quad Q = 450$$

と、図3.14から図3.16の場合と同様に2次モードであるにも関わらず、Q値が大きな値を示したことが注目される。なお、図3.15に示した試作共振器は、下部電極に厚さ0.1 μmのイリジウム(Ir)を用い、図3.16,3.17に示した共振器は、厚さ0.1 μmの白金(Pt)を用いている。下部電極材料の違いによる共振特性の差を見るために、図3.17と同じ膜厚構成で、下部電極をイリジウム(Ir)とした共振器測定結果を図3.18に示す。同様にして、周波数1.4GHz付近の共振特性から実効的な電気機械結合係数とQ値を求めると、



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.

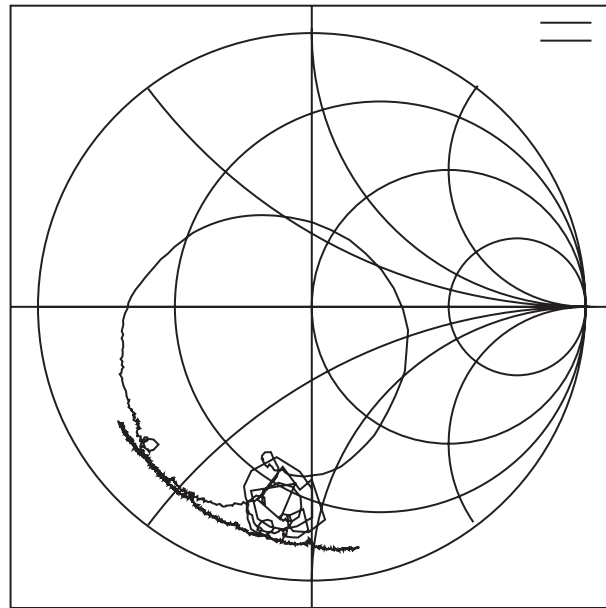


(b) 反射電力

(b) Return loss.

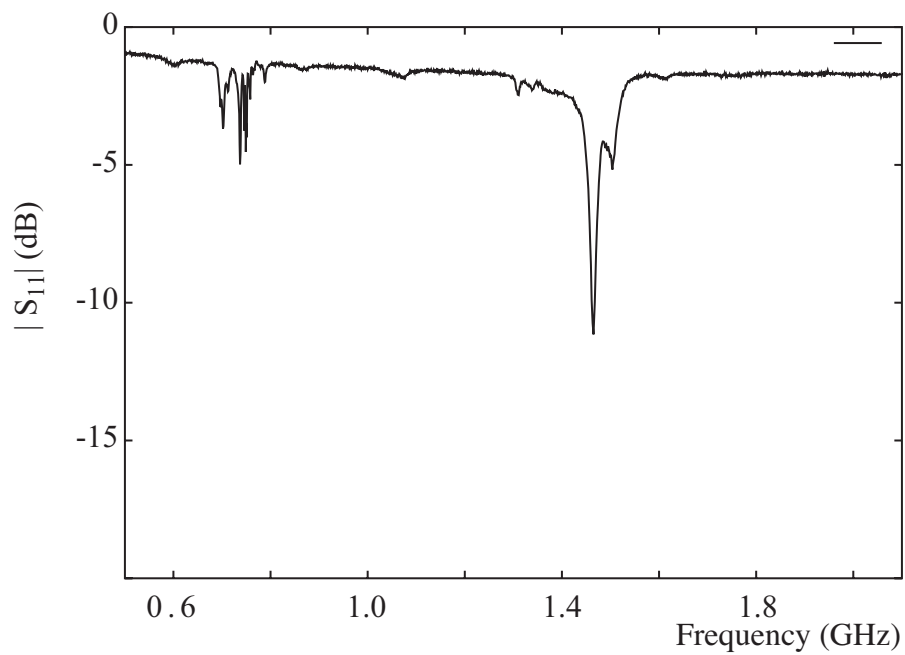
図 3.15 SiO_2 厚が $0.4 \mu\text{m}$ の共振器測定結果

Fig.3.15 Measured results of resonator which has SiO_2 thickness with $0.4 \mu\text{m}$.
[Pt/PbTiO₃/Ir/ SiO_2 ($0.4\mu\text{m}$), Top electrode: $80\times 20\mu\text{m}$]



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.

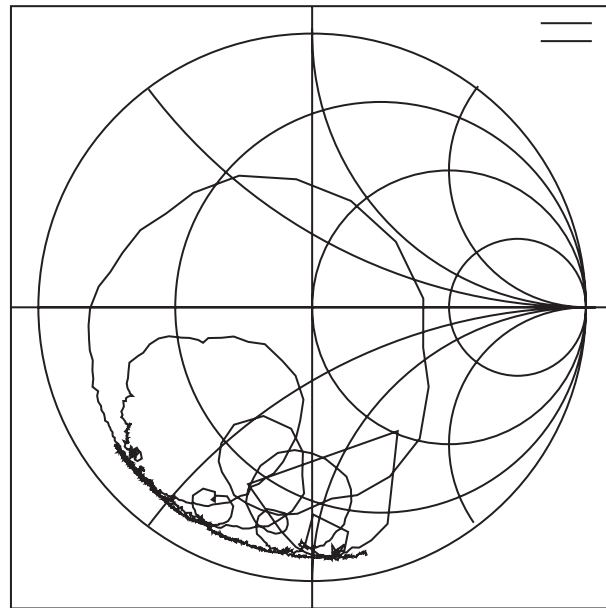


(b) 反射電力

(b) Return loss.

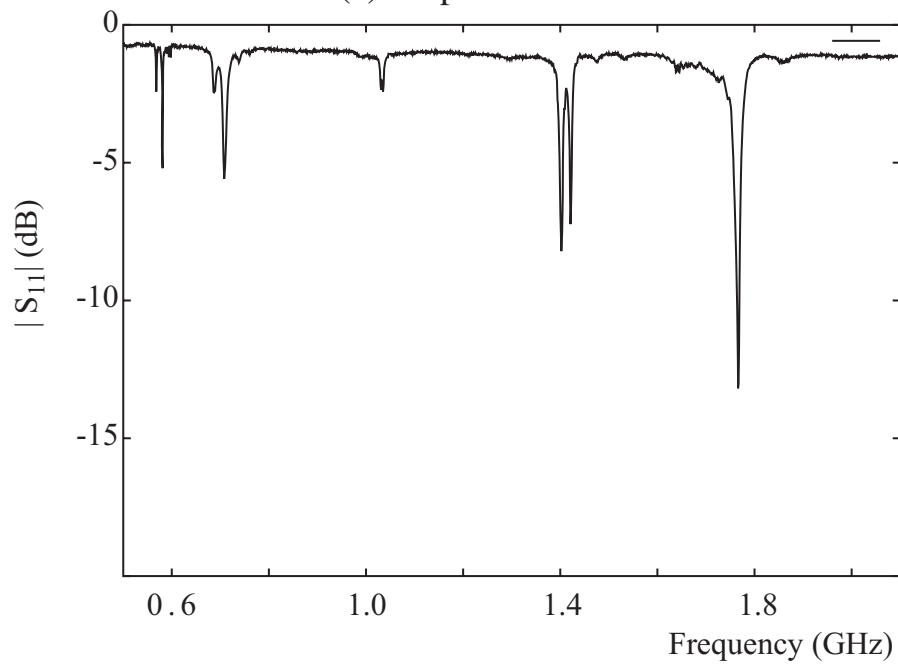
図 3.16 SiO_2 厚が $2.0 \mu\text{m}$ の共振器測定結果

Fig.3.16 Measured results of resonator which has SiO_2 thickness with $2.0 \mu\text{m}$.
[Pt/PbTiO₃/Pt/SiO₂ ($2.0 \mu\text{m}$), Top electrode: $80 \times 20 \mu\text{m}$]



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.

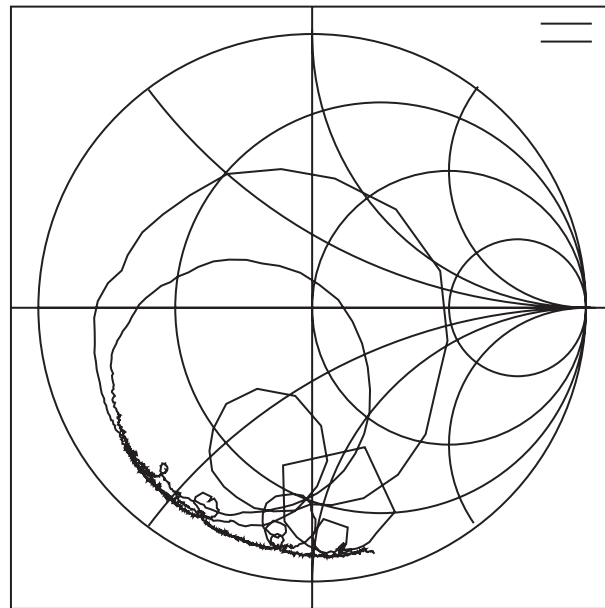


(b) 反射電力

(b) Return loss.

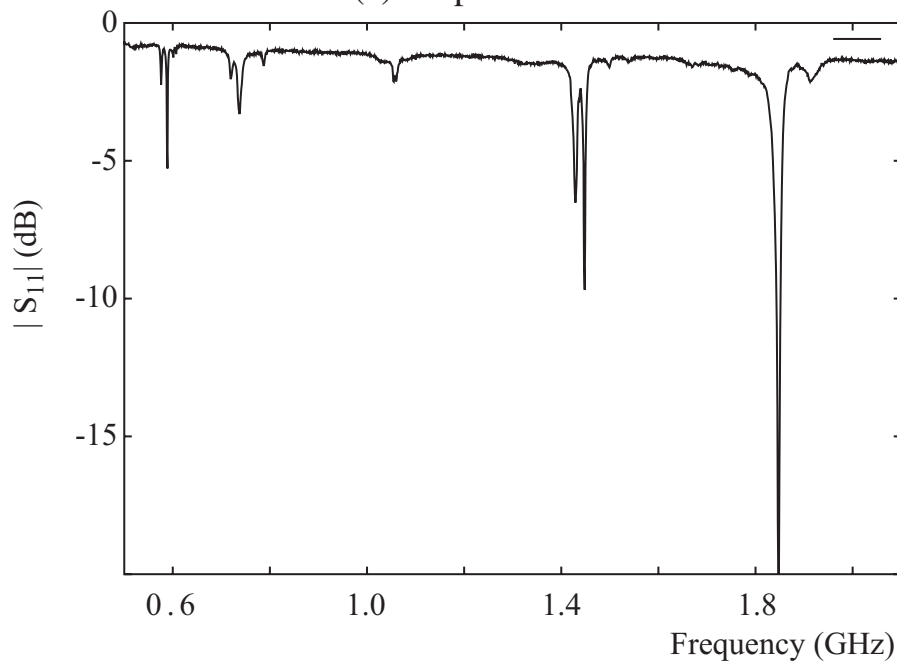
図 3.17 SiO_2 厚が $2.8 \mu\text{m}$ の共振器測定結果

Fig.3.17 Measured results of resonator which has SiO_2 thickness with $2.8 \mu\text{m}$.
[Pt/PbTiO₃/Pt/SiO₂ ($2.8 \mu\text{m}$), Top electrode: $80 \times 16 \mu\text{m}$]



(a) インピーダンス特性

(a) Impedance.



(b) 反射電力

(b) Return loss.

図 3.18 SiO_2 厚が $2.8 \mu\text{m}$ の共振器測定結果

Fig.3.18 Measured results of resonator which has SiO_2 thickness with $2.8 \mu\text{m}$.
[Pt/PbTiO₃/Ir/ SiO_2 ($2.8\mu\text{m}$), Top electrode: $80 \times 16\mu\text{m}$]

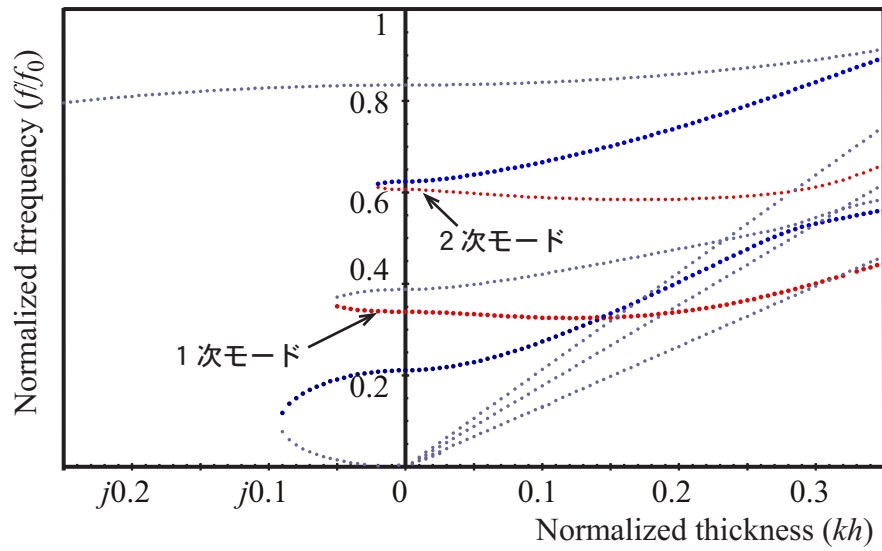
$$k^2 = 1.3\%, \quad Q = 460$$

と、図 3.17 に示した場合とほぼ同じ結果であった。しかし、周波数 1.8GHz 付近の共振では下部電極材料による差が見られる。この 1.8GHz 付近の共振は、図 3.14 では○印にて示しており、3 次モードの共振であることがわかる。

3.4.2 分散特性

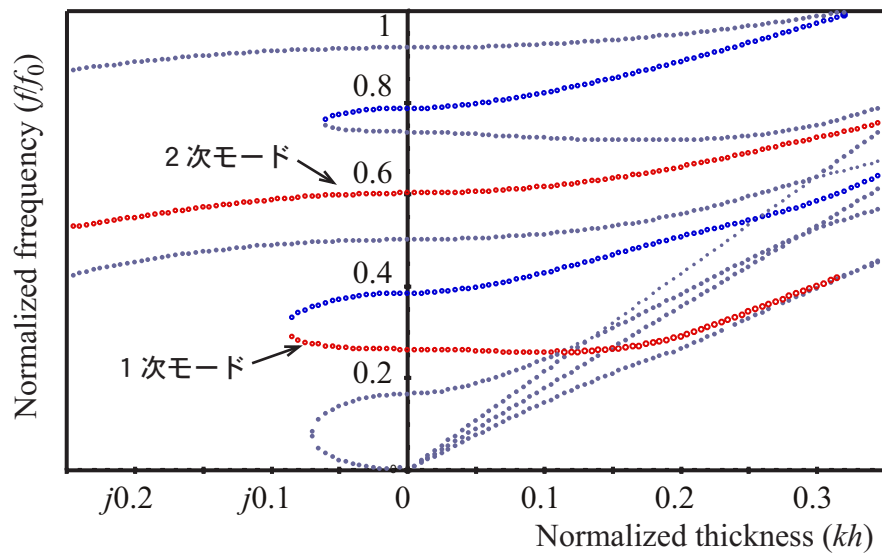
図 3.16 に示した 1.4GHz 付近の共振と、図 3.17, 3.18 に示した同じく 1.4GHz 付近の共振は、共に、2 次モードであるにも関わらず、Q 値に大きな差が生じた。チタン酸鉛の厚み縦振動 1 次モードは、高域遮断形の分散特性を有することが知られている [17]。このため、電極部に振動エネルギーを閉じ込められないことが、図 3.12, 図 3.15 に示した共振器にて Q 値が小さいことの一因である可能性がある。

図 3.19 に、上部電極 / 圧電体（チタン酸鉛） / 下部電極 / SiO_2 構成における分散特性計算結果を示す。図 3.19(a) は、図 3.16 に示した共振器に対応する膜厚構成の場合の計算結果であり、上部電極と下部電極に白金を用い、 SiO_2 厚を $2.0 \mu\text{m}$ （規格化 SiO_2 厚を 2.2）とした。図中の「1 次モード」と「2 次モード」と示した部分が厚み縦振動の分散特性であり、この場合は、1 次モードも 2 次モードもわずかに右下がりの高域遮断形分散特性を示していることがわかる。一方、図 3.19(b) は、図 3.18 に示した共振器に対応する膜厚構成の場合の計算結果であり、上部電極には白金を用い、下部電極にはイリジウムを用い、 SiO_2 厚を $2.8 \mu\text{m}$ （規格化 SiO_2 厚を 3.1）とした。この場合、1 次モードは図 3.19(a) と同様にわずかに右下がりの高域遮断形分散特性を示しているが、2 次モードは右上がりの高域通過形分散特性を示している。これが、同じ 2 次モードでありながら、図 3.16 に示した共振器と図 3.18 に示した共振器で大きく Q 値が異なった要因であると思われる。



(a) SiO_2 厚が $2.0 \mu\text{m}$ の場合

[Pt ($d_1/h=0.1$) / PbTiO_3 / Pt ($d_2/h=0.2$) / SiO_2 ($g/h=2.2$)]



(b) SiO_2 厚が $2.8 \mu\text{m}$ の場合

[Pt ($d_1/h=0.1$) / PbTiO_3 / Ir ($d_2/h=0.1$) / SiO_2 ($g/h=3.1$)]

図 3.19 上部電極 / 圧電体 / 下部電極 / SiO_2 構造の分散特性計算結果

Fig.3.19 Calculated dispersion of

the top-electrode/piezoelectric-film/bottom-electrode/ SiO_2 .

3.5 第3章のまとめ

半導体基板上にチタン酸鉛薄膜を形成し、GHz 帯で動作する薄膜圧電共振器を試作した結果について述べた。下部電極として、チタンを下地とした一様な白金電極を用い、その上に RF マグネトロンスパッタ法を用いて $\langle 111 \rangle$ 面に沿ってチタン酸鉛を成長させた。

チタン酸鉛の厚さを $0.9 \mu\text{m}$ として共振器を試作した。試作共振器は、 1.4GHz に共振を示し、等価回路にフィッティングして求めた実効的な電気機械結合係数 k^2 及び Q 値は、それぞれ、7% 及び 66 であった。

次に、チタン酸鉛に La を添加したターゲットを用いて、圧電薄膜を形成した。La を添加したチタン酸鉛薄膜は、La を添加しない場合に比べて、より緻密な組織になっていることが確認された。さらに、このターゲットを用いて共振器を試作した。試作共振器は、 1.4GHz に共振を示し、等価回路にフィッティングして求めた実効的な電気機械結合係数 k^2 及び Q 値は、それぞれ、12% 及び 60 と良好な圧電特性を示し、チタン酸鉛薄膜の有効性を確認できた。

さらに、 Q 値を改善するために、下部電極と基板との間に SiO_2 層を挿入し、実験的に効果を検討した。その結果、圧電体の厚みと SiO_2 膜の厚みの比（規格化 SiO_2 厚）を 3 とした共振器の厚み縦振動 2 次モードにおける共振にて、 Q 値が 400 を超えた。一方、規格化 SiO_2 厚を 2 とした共振器の厚み縦振動 2 次モードにおける共振では Q 値が 100 程度であった。これは、厚み縦振動の分散特性を計算した結果、規格化 SiO_2 厚を 2 とした場合には 2 次モードも 1 次モードと同様に高域遮断形分散特性であるのに対して、規格化 SiO_2 厚を 3 とした場合には 2 次モードが高域通過形分散特性であることに起因していると思われる。

チタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器は、実効的な電気機械結合係数 k^2 が 12% と大きく、これをフィルタ等に用いることにより、広帯域な通過帯域幅や、後述する誘導 m 形高域通過形弾性波フィルタに適用することにより、広帯域な帯域外特性の実現に寄与する。

参考文献

- [1] K.M.Lakin and J.S.Wang:"UHF composite bulk wave resonator,"
1980 IEEE US Symp. Proc.,pp.834-837, 1980.
- [2] T.W.Grudkowski, J.F.Black, T.M.Reeder, D.E.Cullen, and R.A.Wagner:
"Fundamental mode VHF/UHF Bulk acoustic wave resonators and filters on silicon,"
1980 IEEE US Symp. Proc., pp.829-833, 1980.
- [3] K.Nakamura, H.Sasaki, and H.Shimizu:"ZnO/SiO₂-Diaphragm composite resonator
on a silicon wafer," Electron. Lett.,vol.17,pp.507-508,1981.
- [4] 中村僖良, 清水洋:"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, 昭和 55 年 10 月, pp.127-128,1980.
- [5] 植原長次, 鈴木仁, 増田陽一, 江畑泰男:
"空隙型圧電薄膜共振子を用いた超小型発振器,"
昭 62 信学総全大, pp.1-92,1987
- [6] L.Mang, and F.Hickernell:"ZnO thin film resonator lattice filters,"
1996 IEEE International Frequency Control Symp., pp.363-365.
- [7] R.B.Stokes, and J.D.Crawford:"X-band thin film acoustic filters on GaAs,"
1992 IEEE MTT-S Digest, pp.157-160.
- [8] 土屋智由, 伊藤寿浩, 須賀唯知:"ゾルゲル法による PZT 圧電薄膜の作成と特性,"
日本機械学会第 70 期通常総会講演論文集, no.930-9, pp.297-298,1993.
- [9] 南條亮太, 橋本研也, 山口正恆, 花嶋直之, 津々見修司, 米沢政:
"ゾルゲル法による PZT 薄膜の UHF-SHF 帯における超音波特性,"
信学技報, vol.97, no.151, OME97 45-57, pp.39-44, 1997.
- [10] Z.A.Wang and R.E.Miles:"Gallium arsenide bulk acoustic wave resonators fabricated
using Sol-Gel technology," Electron. Lett., vol.29, no.7, pp.626-628,1993.
- [11] K.Kushida and H.Takeuchi,"Epitaxial growth of PbTiO₃ films on SrTiO₃ by RF magne-
tron sputtering," IEEE Trans. on Ultrason. Ferroelect. and Freq. Contr.,
vol.38, no.6, pp.656-662, 1991.

- [12] A.Yamada,C.Maeda,T.Umemura,F.Uchikawa,K.Misu,S.Wadaka,
and T.Ishikawa:”Preparation and piezoelectric property of lead titanate thin films
for GHz-band resonators,” Jpn.J.Appl.Phys. vol.36, part 1, no.9B, pp.6073-6076, 1997.
- [13] 三須幸一郎, 永塚 勉, 和高修三, 山田 朗, 前田智佐子, 石川高英:
” チタン酸鉛薄膜を用いた GHz 帯バルク超音波フィルタ ,”
第 26 回 EM シンポジウム , pp.37-42, 1997.
- [14] J.F.Rosenbaum:Bulk Acoustic Wave Theory and Devices,
pp.167-182, Artech House, 1988.
- [15] Neue Serie,ed.:Landolt-börnstein, pp.80, Springer-Verlag, Berlin, 1981.
- [16] 中村僖良, 他, 日本音響学会講演論文集 , 昭和 55 年 10 月 ,pp.127-128,1980.
- [17] 田中, 他, 信学技報, US71-3,1971.

第4章 誘導 m 形高域通過形弾性表面波フィルタ

概要 SAW(Surface Acoustic Wave: 弾性表面波)フィルタは、GHz 帯にて小形で良好な特性を実現できることから、移動体通信機器用 RF(Radio Frequency)フィルタとして広く用いられている。特に、RF フィルタの挿入損失は機器の受信感度や送信電力効率に関わるため、低損失化の要求は大きい。本章は、1 端子対 SAW 共振器を直列要素とし、コンデンサとインダクタとの直列回路を並列要素とした誘導 m 形回路構成のフィルタを提案し、その構成と設計手順、並びに設計、試作結果について述べたものである。本フィルタは、簡単な回路構成でありながら低損失な特性を実現できる特徴を有する。900MHz 帯で試作したフィルタは、挿入損失 1dB 以下、帯域外減衰量 33dB 以上の良好な特性を示し、本フィルタ構成の有効性を確認することができた。

4.1 まえがき

移動体通信用 SAW フィルタの中で、特に低損失な特性を示すものとして、1 端子対 SAW 共振器を直列要素に用い、コンデンサを並列要素に用いたフィルタ [1]、1 端子対 SAW 共振器を直列要素・並列要素に用いたラダー型フィルタ [2][3]、入出力電極を反射器間に配置した 2 重モードフィルタ [4] 等が知られている。

1 端子対 SAW 共振器を直列要素に用い、コンデンサを並列要素に用いたフィルタ [1] は、800MHz 帯で挿入損失 1.2dB、帯域外減衰量 20dB と、特に挿入損失において優れた特性を示しているが、阻止域が通過域の高周波数側となる制限がある。

ラダー型 SAW フィルタ [2][3] は、約 2dB 程度の低損失特性を示し、通過域近傍に大きな減衰特性を実現できる特徴がある。しかし、減衰特性の第 1 ゼロ点の周波数と中心周波数との差は、使用する圧電体の電気機械結合係数により制限を受ける。

一方、2 重モード SAW フィルタ [4] は、ラダー型 SAW フィルタとほぼ同等の挿入損失を得られる。通過域近傍の高周波数側の減衰特性は、ラダー型 SAW フィルタに劣るが、それ以外の帯域外特性ではラダー型 SAW フィルタよりも大きな減衰量を得ることができる。また、1 端子対 SAW 共振器を直列に接続することにより、2 重

モード SAW フィルタの通過域近傍の高周波数側の減衰特性を改善しながら、2.2dB の挿入損失を実現した例も報告されている [6].

本章にて提案する誘導 m 形ハイパス SAW フィルタは、阻止域が通過域よりも低い周波数の場合に、挿入損失が 1dB 以下の低損失な特性を有し、かつ、帯域外減衰量が 30dB 以上のフィルタを実現するものである。誘導 m 形ハイパス SAW フィルタは、1 端子対 SAW 共振器を直列要素とし、コンデンサとインダクタの直列回路を並列要素とする構成である。1 端子対 SAW 共振器の反共振点を、誘導 m 形回路の減衰極近傍に設定することにより、インダクタの抵抗成分によって劣化した誘導 m 形回路の減衰極近傍の減衰特性が大きく改善される。さらに、通過域では、1 端子対 SAW 共振器をコンデンサとして用いることで、阻止域と通過域との周波数差が、使用する圧電体の電気機械結合係数に制限されない特徴があり、1 端子対 SAW 共振器を低損失なコンデンサとして用いることで、極めて低損失な通過域を実現することができる。

基板に 128° YX-LiNbO₃ を用いた 1 端子対 SAW 共振器と、チップコンデンサ、チップインダクタを用いて設計、試作した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタは、940-958MHz の通過域における挿入損失が 0.5dB、810-828MHz の阻止域における減衰量 33dB 以上の特性を示し、本フィルタ構成の有効性を確認することができた。

4.2 構成と特徴

4.2.1 構成

図 4.1(a) に、誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの基本構成を示す．直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用い，並列要素にインダクタンス L_p のインダクタと静電容量 C_p のコンデンサとの直列回路を用いる．図 4.1(b) は，図 4.1(a) 中の SAW 共振器を等価回路で表した回路である．図 4.1(b) 中の SAW 共振器の等価回路定数 C_1, L_1, r_1 は，共振器の共振周波数を f_r とし，無負荷 Q を Q_u とし，容量比を γ とすると，次式を用いて表すことができる [9]．

$$C_1 = C_0 / \gamma \quad (4.1)$$

$$L_1 = 1 / [(2\pi f_r)^2 C_1] \quad (4.2)$$

$$r_1 = 2\pi f_r L_1 / Q \quad (4.3)$$

ここで， C_0 は IDT の静電容量である．SAW が共振を示す周波数以外では，図 4.1(b) に示した回路は，直列要素が静電容量 C_0 のコンデンサのみからなる誘導 m 形ハイパスフィルタとなる．フィルタの公称インピーダンスを R とし，遮断角周波数を ω_c とすると，回路を構成する各素子値は，次式を用いて求めることができる [7][8]．

$$C_0 = C / m = 1 / (m\omega_c R) \quad (4.4)$$

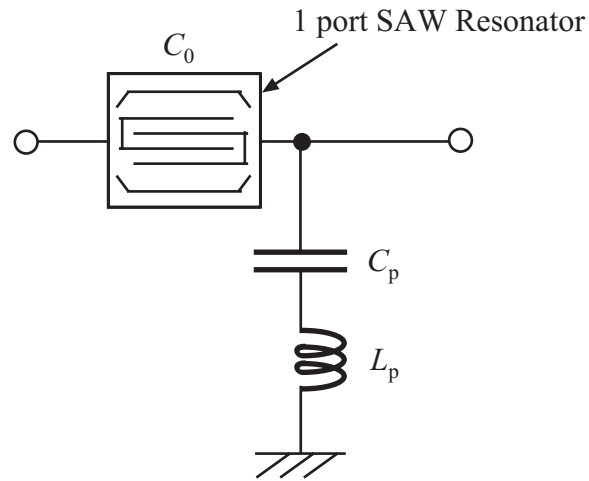
$$C_p = \frac{mC}{1-m^2} = \frac{m}{(1-m^2)\omega_c R} \quad (4.5)$$

$$L_p = L / m = R / (m\omega_c) \quad (4.6)$$

ここで， C, L は公称インピーダンス R ，遮断角周波数 ω_c を有する定 k 形回路のコンデンサの静電容量 C およびインダクタのインダクタンス L である． m は誘導 m 形回路の定数であり，減衰極の角周波数を ω_p とすると，遮断角周波数 ω_c と減衰極の角周波数 ω_p との間に次式の関係がある．

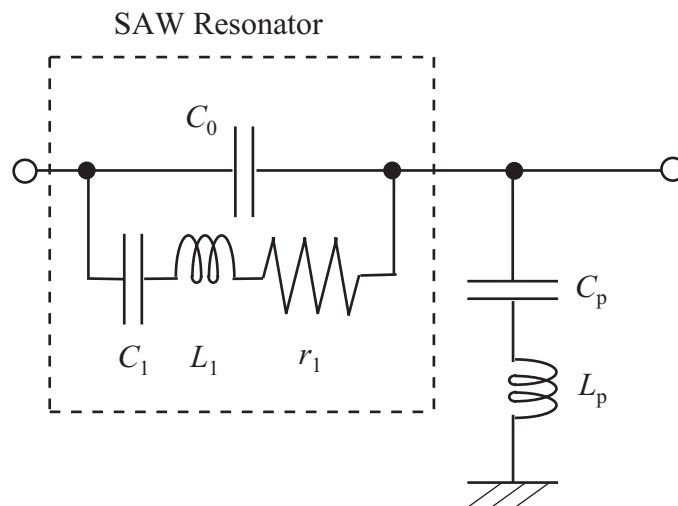
$$\omega_p = \omega_c \sqrt{1-m^2} \quad (4.7)$$

図 4.1(b) に示した回路において，公称インピーダンス R ，遮断角周波数 ω_c ，減衰極の角周波数を ω_p を決めることにより，式 (2.4)–(2.7) を用いて，素子値 C_0, C_p, L_p が一意的に決定される．一方，SAW 共振器の共振周波数 f_r は，公称インピーダンス R ，遮断角周波数 ω_c ，減衰極の角周波数 ω_p に依存せずに決定することができる．



(a) 基本 L 形回路の構成

(a) Structure of an L-type fundamental circuit.



(b) 誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの等価回路

(b) Equivalent circuit of the m-derived ladder highpass SAW filter.

図 4.1 誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの回路構成
Fig.4.1 Structure of the m-derived ladder highpass SAW filter.

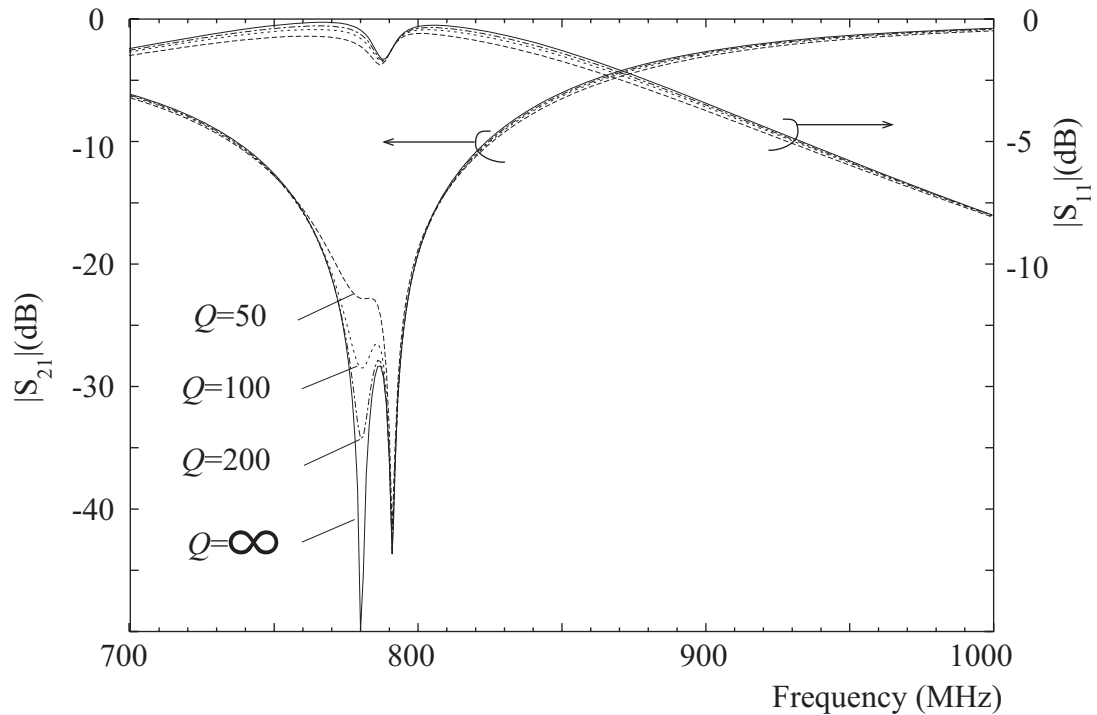
4.2.2 特 徴

GHz 帯でインダクタやコンデンサ等の集中定数素子を用いて回路を構成する場合、使用する素子の損失分を無視することはできない。特に、インダクタは Q 値が小さく、GHz 帯で使用した場合の Q 値は 50 から 100 程度であり、このような素子が有する損失分のために、誘導 m 形回路の減衰極近傍における減衰量が劣化する。このため、フィルタとして十分な減衰特性を実現するのが困難である。本論文で提案する誘導 m 形ハイパス SAW フィルタは、誘導 m 形ハイパスフィルタの直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用いる。この 1 端子対 SAW 共振器の反共振周波数を、誘導 m 形ハイパスフィルタの減衰極近傍に設定することにより、劣化した減衰極近傍の減衰特性の改善を図っている。

図 4.2(a) に、図 4.1 に示した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの通過特性計算結果を示す。計算には、図 4.1(b) に示した等価回路を用いた。表 4.1 に、計算に使用した定数をまとめて示す。公称インピーダンス R は $50\ \Omega$ 、遮断周波数 f_c は 900MHz 、減衰極の周波数 f_p は 780MHz ($m=0.5$) とした。SAW 共振器の共振周波数 f_r は、減衰極の周波数に合わせた。図 4.2(b) に、直列要素をコンデンサとした場合の誘導 m 形ハイパスフィルタの通過特性計算結果を示す。公称インピーダンス R 、遮断周波数 f_c 、減衰極の周波数 f_p は図 4.2(a) の場合と同じである。図 4.2(a) と (b) においてインダクタ L_p は、抵抗 r_L を直列に挿入して損失成分として扱い、抵抗値 r_L は、インダクタの Q 値を用いて次式で与えられるものとした。

$$r_L = \omega_L L_p / Q \quad (4.8)$$

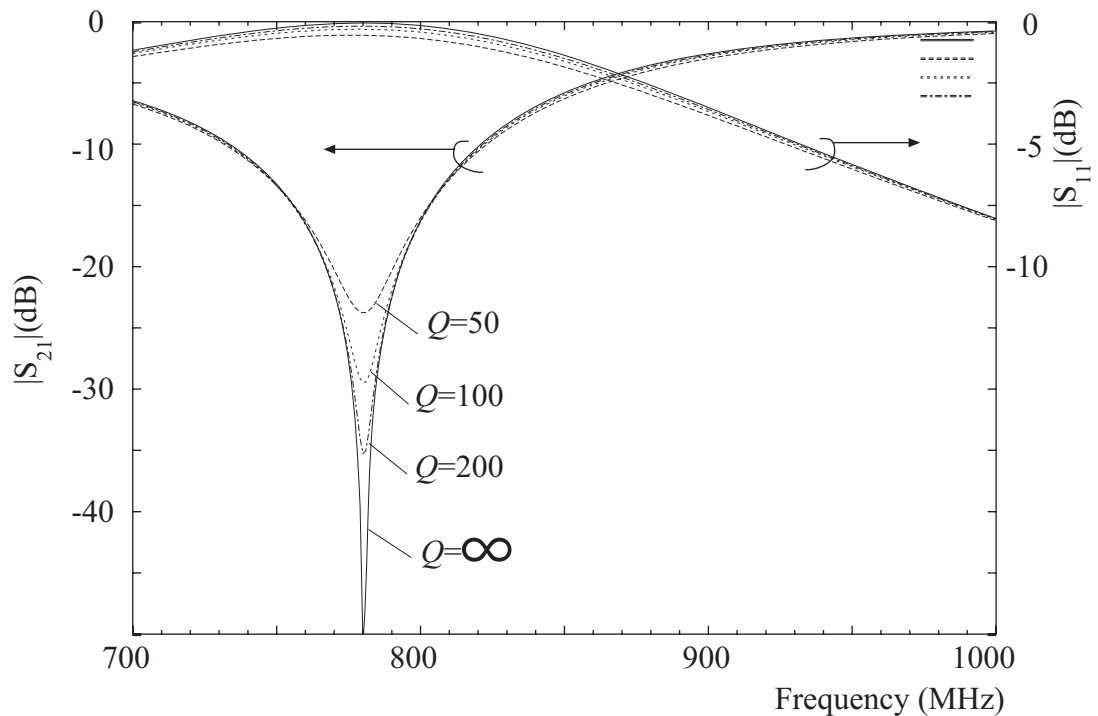
ここで、 ω_L はインダクタの Q を定めた角周波数であり、計算では遮断角周波数 ω_c を用いた。図中、インダクタの Q 値が 50, 100, 200, ∞ の場合についての計算結果を示している。直列要素がコンデンサからなる図 4.2(b) の場合は、インダクタの Q 値が無限大の場合、すなわち、インダクタの抵抗成分がゼロの場合には、減衰極の近傍で 30dB を超える減衰量を示し、Q 値が 200 の場合もほぼ同等の減衰量を示すが、Q 値が 100 の場合には 30dB 以下、50 の場合には 24dB 以下と、帯域外特性が劣化する。これに対して、直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用いた図 4(a) の場合、



(a). 直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用いた場合

(a). A one port SAW resonator is used as a series element.

[Resonant frequency of the SAW resonator is set to be equal to the frequency of the pole.]



(b). 直列要素にコンデンサを用いた場合

(b). A capacitor is used as a series element.

図 4.2 減衰極が 780MHz の場合の計算結果

Fig.4.2 Calculated results on condition that frequency fp is 780MHz.

780MHz 付近の減衰極での減衰量は、図 4.2(b) の場合とほぼ同じであるが、SAW 共振器の反共振周波数 790MHz 付近の減衰量は、図 4.2(a) の方が大きく、さらにインダクタの Q 値にもほとんど依存していないことがわかる。

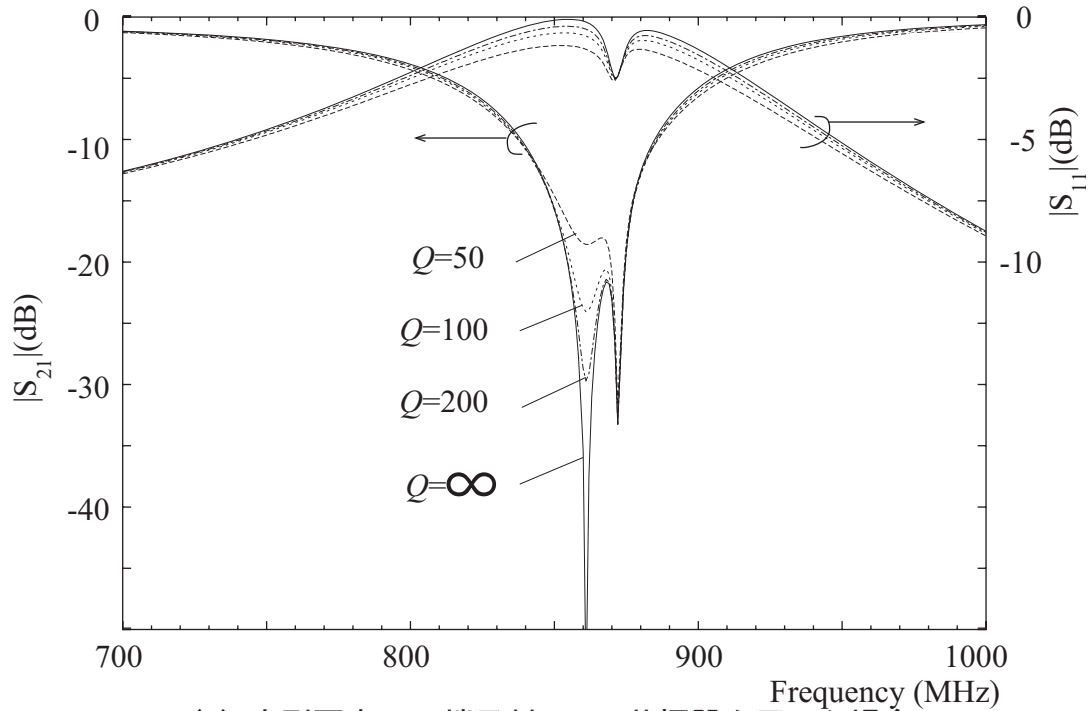
図 4.3(a) と (b) は減衰極が 860MHz の場合 ($m=0.3$) の計算結果である。図 4.3(a) と (b) とともに公称インピーダンス R は $50\ \Omega$ 、遮断周波数 f_c は 900MHz とした。図 4.3(a) は直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用いた場合の計算結果である。表 4.1 に計算に使用した定数をまとめて示す。SAW 共振器の共振周波数 f_r は、減衰極の周波数に合わせた。図 4.3(b) は直列要素にコンデンサを用いた場合の計算結果である。860MHz の減衰極近傍での減衰特性は図 4.3(a) と図 4.3(b) ではほぼ同じであるが、SAW 共振器の反共振周波数 870MHz 付近の減衰量は図 4.3(a) の方が大きい。減衰極の周波数を変えた図 4.2(b) と図 4.3(b) とを比べると、図 4.3(b) では減衰極が遮断周波数 900MHz に接近することにより減衰極での減衰特性が劣化し、 Q 値が 50 の場合 19dB 以下に劣化する。しかし、図 4.3(a) に示した直列要素に 1 端子対 SAW 共振器を用いた場合の減衰量が 16dB 以上となる周波数範囲は 25MHz と、コンデンサのみの図 4.3(b) の場合の 18MHz に比較して、1 端子対 SAW 共振器を用いることにより帯域外特性が改善できる。一方、遮断周波数より高周波数側の通過域については、直列要素がコンデンサのみの場合、減衰極が 780MHz の図 4.2(b) では 940MHz から 958MHz における挿入損失は、 Q 値が無限大の場合 1.5dB から 1.2dB であり、 Q 値が 50 の場合 1.8dB から 1.5dB と約 0.3dB の増加である。また、減衰極が 860MHz の図 4.3(b) では、 Q 値が無限大の場合 2.0dB から 1.4dB であり、 Q 値が 50 の場合 2.5dB から 1.8dB と約 0.5dB の増加である。減衰極が遮断周波数に近くなると、インダクタの Q 値が同じでもより損失が大きくなる。しかし、直列要素がコンデンサのみの場合と 1 端子対 SAW 共振器を用いた場合の挿入損失の差は 0.03dB 以下であり、ほとんど変化していない。

SAW 共振器の反共振周波数近傍の減衰量は、使用する共振器の容量比による制限を受けるため、共振器に用いる圧電体の電気機械結合係数に依存する。このため、広い周波数範囲にわたり減衰特性を得たい場合には大きな電気機械結合係数を有する圧電体が必要である。一方、通過域は SAW 共振器をコンデンサとして動作させ

表 4.1 図 4.2,4.3 に示す計算に用いた定数

Table4.1 Constants used in the calculation of Fig.4.2 and Fig.4.3.

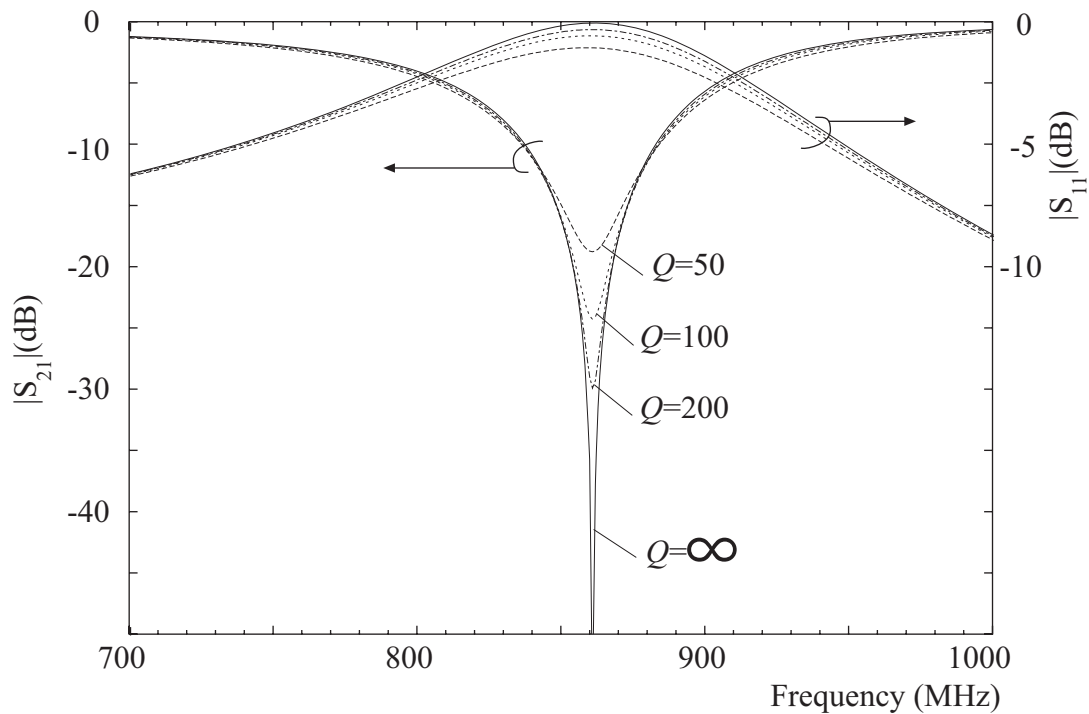
Capacitance of SAWR: C_0	7.09 pF (Fig.4.2(a)) 12.2 pF (Fig.4.3(a))
Resonant Frequency: f_r	780 MHz (Fig.4.2(a)) 860 MHz (Fig.4.3(a))
Capacitance ratio: γ	35 [10]
Quality factor: Q_u	1000 [10]



(a). 直列要素に1端子対SAW共振器を用いた場合

(a). A one port SAW resonator is used as a series element.

[Resonant frequency of the SAW resonator is set to be equal to the frequency of the pole.]



(b). 直列要素にコンデンサを用いた場合

(b). A capacitor is used as a series element.

図4.3 減衰極が860MHzの場合の計算結果

Fig.4.3 Calculated results on condition that frequency f_p is 860MHz.

ているので、共振器の容量比とは原理的に無関係である。このため、本フィルタは、阻止域と通過域の周波数が離れていても、使用する圧電体の電気機械結合係数の制限を受けずに動作させることができる特徴がある。

4.3 設計および試作結果

4.3.1 設計手順

フィルタは、図 4.1 に示した L 形回路あるいは図 4.1 に示した L 形回路の直列要素をコンデンサとした L 形回路を縦続接続して構成する。このとき、通常のフィルタ設計と同様に、各 L 形回路の公称インピーダンスと遮断周波数は全ての L 形回路で同じ値になるように設定し、各 L 形回路の減衰極の周波数や SAW 共振器の反共振周波数を所要の減衰特性が得られるように設定する。

図 4.4 に、設計のフローチャートを示す。回路の公称インピーダンス R は、フィルタに接続する外部回路の特性インピーダンスとの整合を考慮して設定する。次に、遮断角周波数 ω_c を設定する。最後に各 L 形回路毎に減衰極の角周波数 ω_p を決定する。誘導 m 形回路の減衰極の周波数が遮断周波数に近くなると、減衰極近傍の大きな減衰量を得られる周波数範囲が狭くなるため [11]、フィルタとして必要な阻止域の周波数範囲と減衰量を考慮しながら減衰極の周波数位置を決定する。また、インダクタンスが大きいと Q 値が小さくなり、減衰特性の劣化や挿入損失増大の原因となるので、フィルタの特性を計算しながら、適切な遮断周波数や減衰極の周波数を決定する。公称インピーダンス R 、遮断角周波数 ω_c 、減衰極の角周波数 ω_p を決めると、式 (4.4)–(4.7) を用いて回路要素の素子値が決まる。また、SAW 共振器の反共振周波数は、誘導 m 形回路の素子値と独立に決定できるので、誘導 m 形回路の減衰特性だけでは不十分な周波数位置に設定する。通常、インダクタの Q 値による制限のために、減衰極の高周波数側の減衰特性の急峻さが不十分な場合が多いので、SAW 共振器の反共振周波数を、減衰極の高周波数側に合わせることで、阻止域の高周波数側に急峻な減衰特性を実現させる。SAW 共振器を用いても、減衰特性が不十分な場合は、段数を増やして、減衰特性の改善を図る。しかし、段数を増やすと、

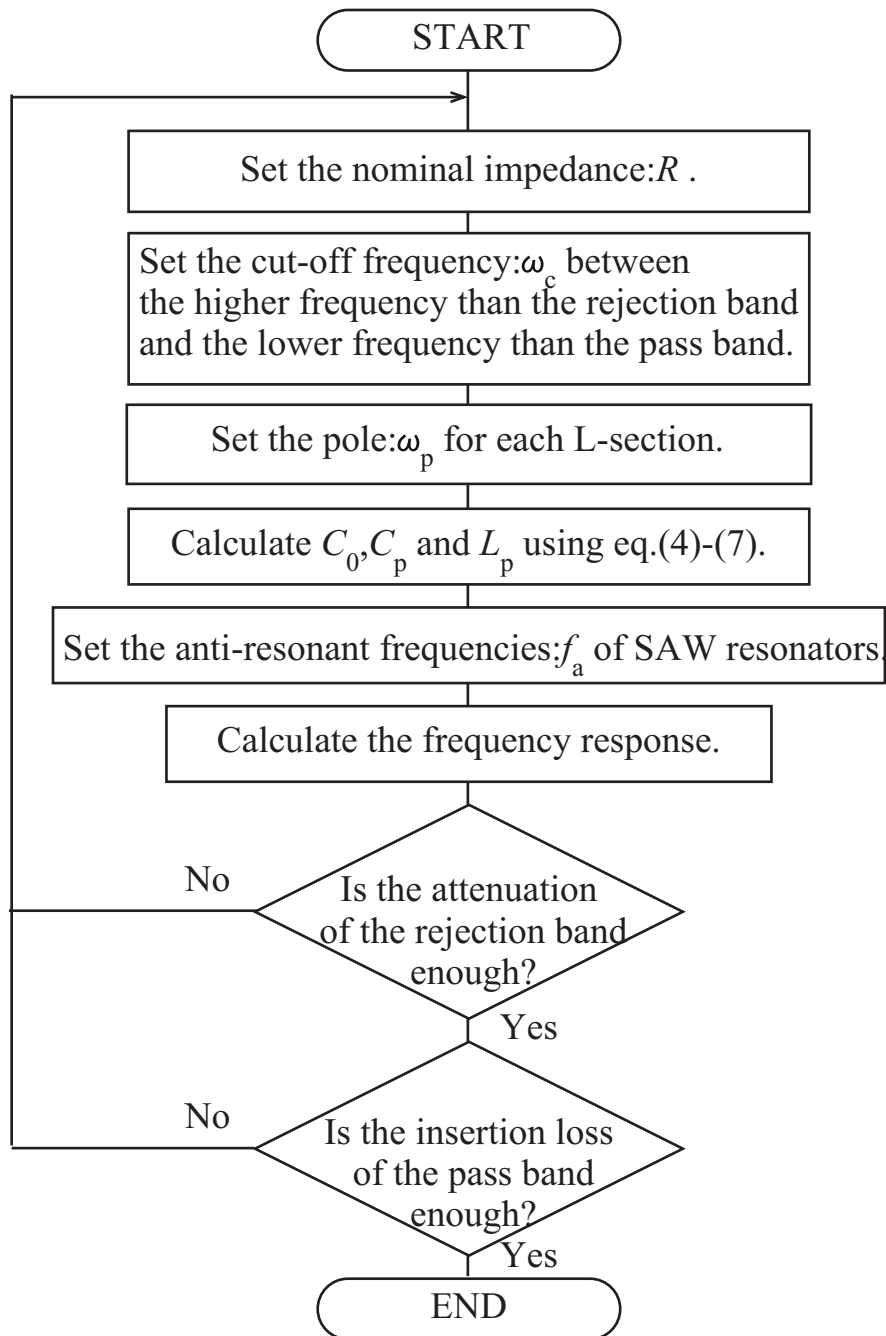


図 4.4 設計のフローチャート
Fig.4.4 Flow chart of the design.

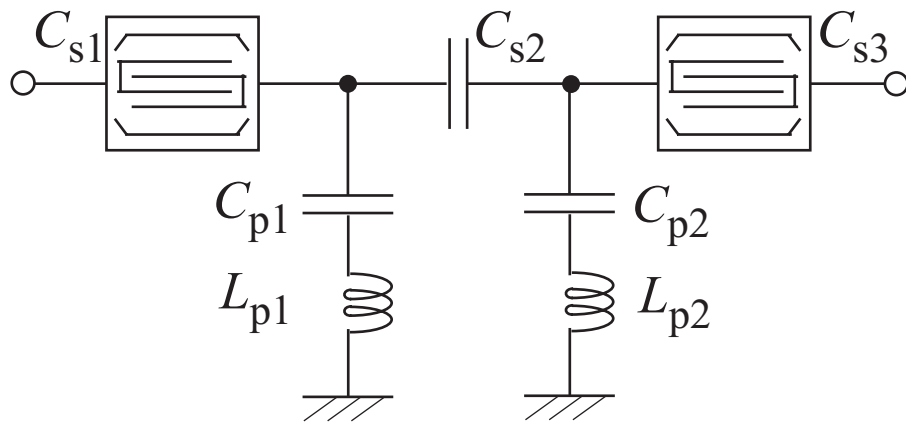
挿入損失が増大するので、減衰特性と挿入損失との兼ね合いを見て、適切な段数を決定する。

4.3.2 設計例

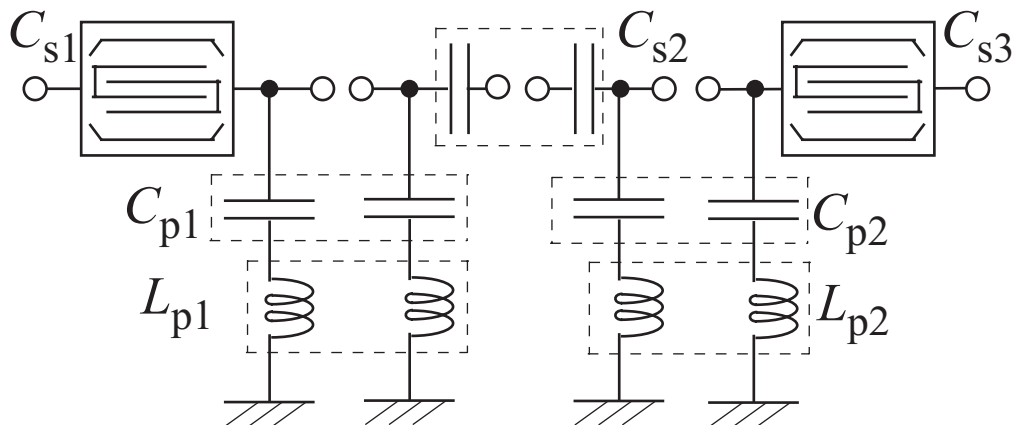
図4.5(a)に設計したフィルタの回路構成を示す。この回路は図4.5(b)に示すように、L 形回路を4段接続した構成とした。2つのL 形回路の並列要素を並列接続することにより、並列要素の素子のインピーダンスは半分になる。このため、L 形回路が1つの場合よりもインダクタンスを半分にできる。さらに、3つの直列要素のうち中央の1つをコンデンサとし両端を SAW 共振器とすることで、SAW 共振器による損失増加を抑えている。

4.3.2.1 低損失設計例

表4.2に低損失特性を優先して設計したフィルタの設計結果例を示す。表4.3は SAW 共振器の設計結果例である。基板には 128° YX-LiNbO₃ を用いた。誘導 m 形回路の遮断周波数を 828MHz と低めに設定し、遮断周波数と通過域との周波数差を大きくした。さらに、誘導 m 形回路の減衰極を 788MHz と、遮断周波数との周波数差を大きくした。公称インピーダンスは、通過域における整合を考慮して、100 Ω とした。図4.6に、フィルタの周波数特性計算結果を示す。図中、実線は通過特性であり、破線は反射特性である。790MHz 付近に見られる減衰極は、誘導 m 形回路によるものであり、820MHz および 830MHz 付近に見られる減衰極は、1 端子対 SAW 共振器の反共振特性による減衰極であり、SAW 共振器の反共振特性の急峻さを利用して、阻止域の高周波数側の減衰特性を実現した。810MHz から 828MHz における減衰量は 28dB 以上であり、940MHz から 958MHz にわたる通過域における損失は 0.45dB 以下である。



(a) 誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの回路構成
(a) Structure of the m-derived ladder highpass SAW filter.



(b) L 形回路を縦続接続した回路構成
(b) Structure cascade connected with L-type filters.

図 4.5 誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの回路構成
Fig.4.5 Structure of the m-derived ladder highpass SAW filter.

表 4.2 低損失設計したフィルタの設計結果例

Table 4.2 Constants of the low loss designed filter.

Cutoff frequency: f_c	828 MHz
Nominal impedance: R	100 Ω
Frequency of the poles: f_{p1}, f_{p2}	788 MHz

C_{p1}	1.3 pF
L_{p1}	31 nH
C_{s2}	3.1 pF
C_{p2}	1.3 pF
L_{p2}	31 nH

表 4.3 1 端子対 SAW 共振器の設計結果

Table 4.3 Constants of 1 port SAW resonators.

(a). SAW 共振器 C_{s1} の設計結果

(a) Constants of SAW resonator C_{s1} .

Anti-resonant frequency	819 MHz
IDT	100 pairs
Reflector	50 strips
Metal thickness	200 nm
Aperture width	100 μm

(b). SAW 共振器 C_{s3} の設計結果

(b) Constants of SAW resonator C_{s3} .

Anti-resonant frequency	829 MHz
IDT	100 pairs
Reflector	50 strips
Metal thickness	200 nm
Aperture width	100 μm

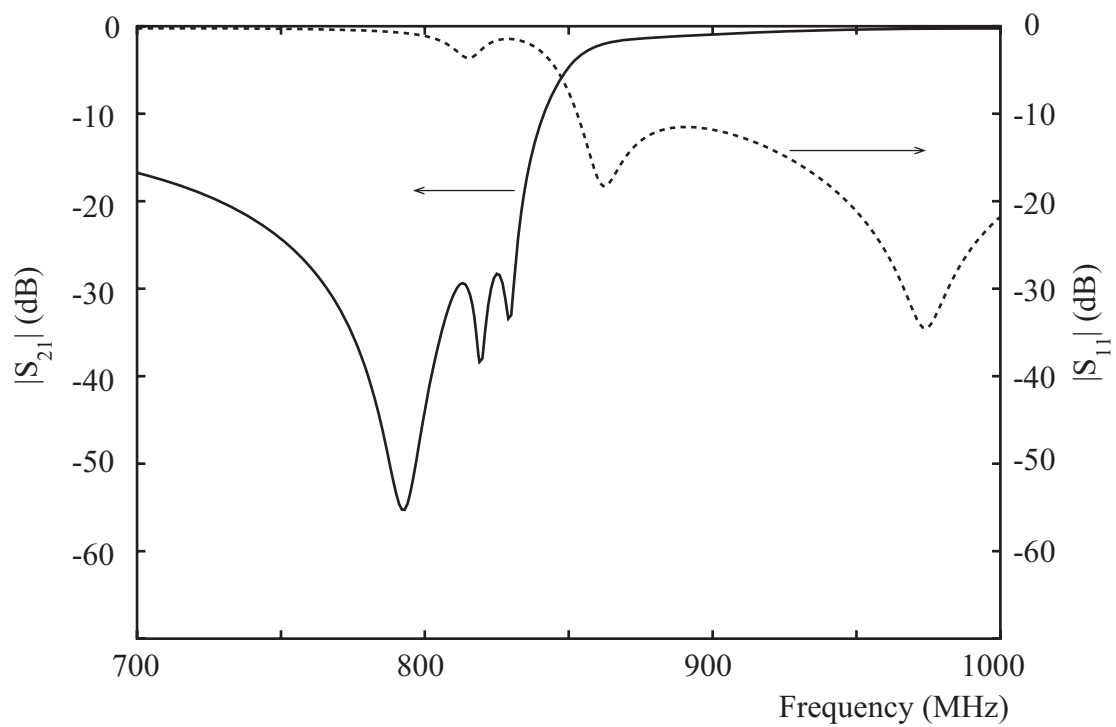


図 4.6 低損失設計した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの周波数特性計算結果
 Fig.4.6 Calculated frequency responses of the low loss designed
 m-derived ladder highpass SAW filter.

4.3.2.2 高減衰設計例

表 4.4 は、帯域外特性を優先して設計した例である。SAW 共振器は表 4.3 に示したものをを用いた。誘導 m 形回路の遮断周波数は 855MHz と表 4.2 の場合よりも高く設定し、誘導 m 形回路による減衰量が大きくなるように設計した。さらに、誘導 m 形回路の減衰極の周波数を 800MHz と高くし阻止域の近傍に設定した。公称インピーダンスは、通過域における整合を考慮して 100 Ω とした。図 4.7 に、フィルタの周波数特性計算結果を示す。図中、実線は通過特性であり、破線は反射特性である。800MHz 付近に見られる減衰極は、誘導 m 形回路によるものであり、820MHz および 830MHz 付近に見られる減衰極は、1 端子対 SAW 共振器の反共振特性による減衰極である。SAW 共振器の反共振特性による減衰特性は図 4.6 の場合と同等であるが、さらに、誘導 m 形回路の減衰極を上記反共振特性による減衰極の近傍に設定したため、図 4.6 の場合よりも減衰量が大きくなっている。810-828MHz における減衰量は 39dB 以上であり、940-958MHz にわたる通過域における損失は 0.5dB 以下である。なお、図 4.6 および図 4.7 に示した計算結果では、インダクタの Q 値を 100 とした。

表 4.4 高減衰設計したフィルタの設計結果例

Table 4.4 Constants of the high attenuation designed filter.

Cutoff frequency: f_c	855 MHz
Nominal impedance: R	100 Ω
Frequency of the poles: f_{p1}, f_{p2}	800 MHz

C_{p1}	1.5 pF
L_{p1}	26 nH
C_{s2}	2.6 pF
C_{p2}	1.5 pF
L_{p2}	26 nH

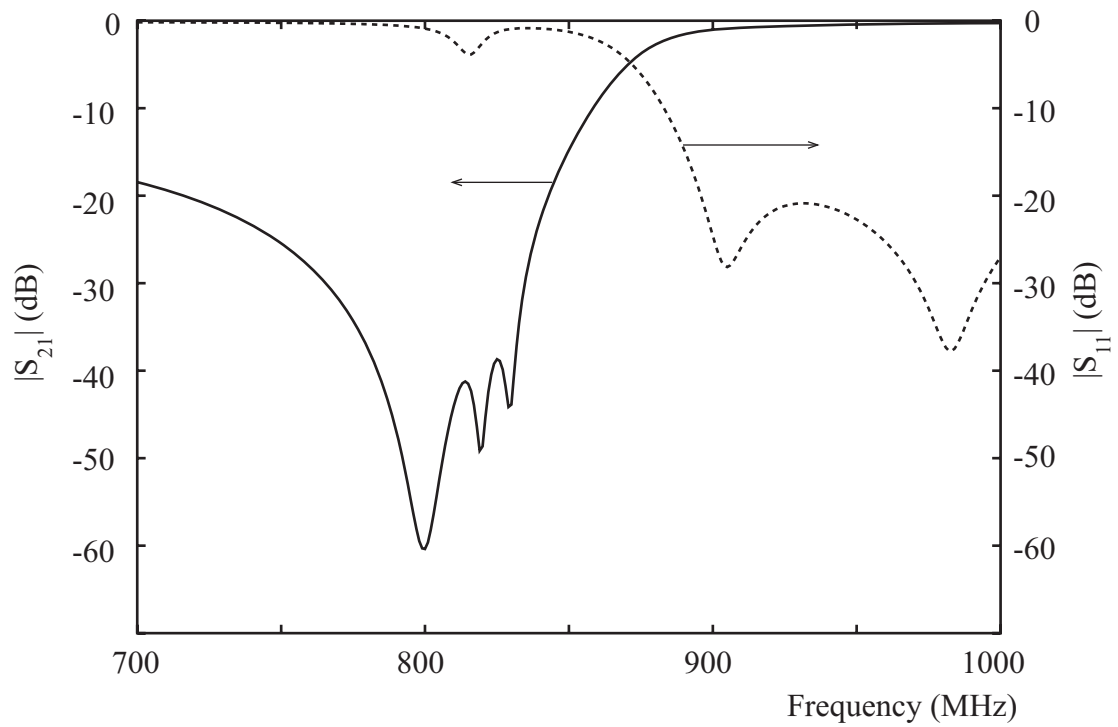
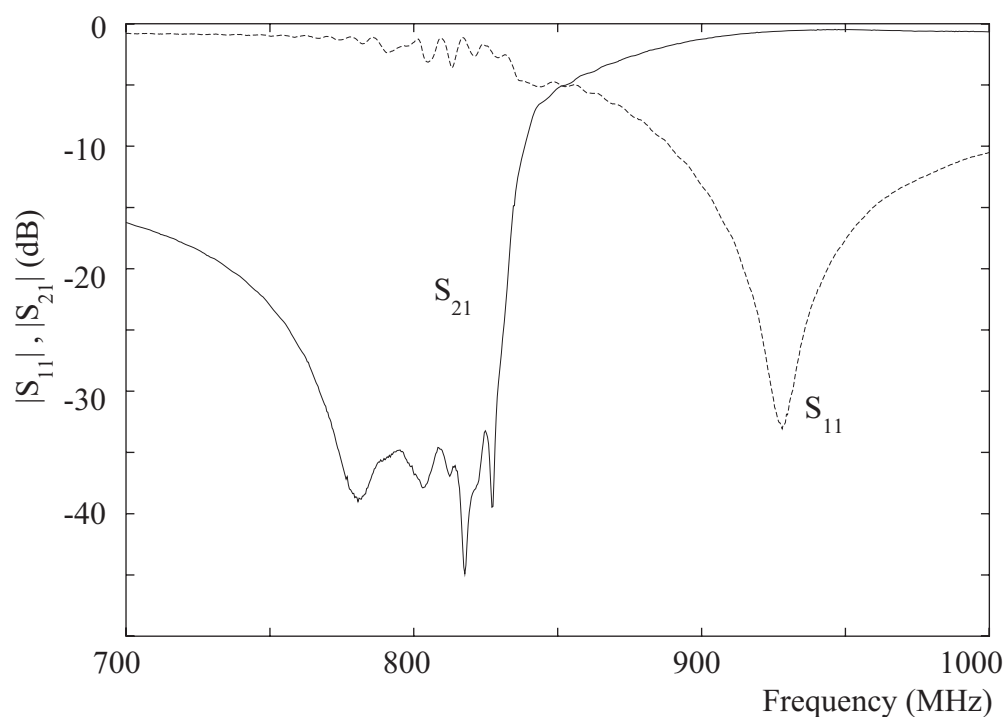


図 4.7 高減衰設計した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの周波数特性計算結果
 Fig.4.7 Calculated frequency responses of the high attenuation designed
 m-derived ladder highpass SAW filter.

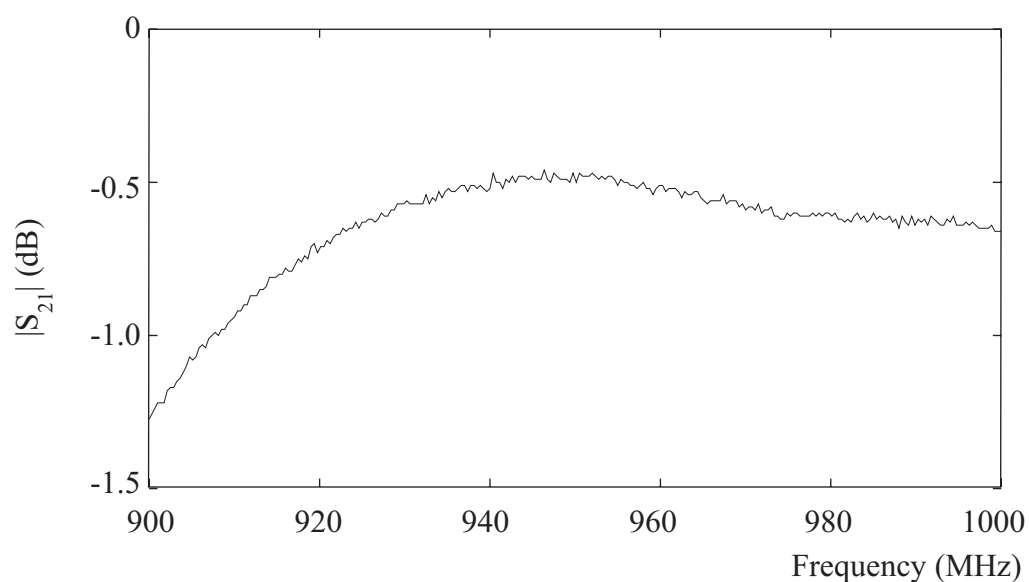
4.4 実験結果

4.4.1 低損失設計した場合の試作結果

図 4.8 に、低損失となるように設計、試作したフィルタの測定結果を示す。図 4.8(a) に、通過特性測定結果を実線で示す。破線は反射特性測定結果である。図 4.8(b) は通過域近傍の通過特性測定結果である。通過域 940–958MHz における損失は 0.52dB と極めて低損失であり、広い周波数範囲にわたりゆるやかな通過特性を示している。このときの反射電力は -15dB 以下である。810–828MHz の阻止域における減衰量は 33dB 以上である。実際のフィルタでは、配線パターンが有する特性のために、表 4.2 に示した素子値をそのまま用いると所要の特性が実現できないため、図 4.9 に示すような配線パターンも考慮した回路構成を用いて、再度配線パターンによる寄生インピーダンス分を補正して素子値を決定した。図 4.9 中に試作フィルタで用いた素子値を示す。SAW 共振器は表 4.3 に示したものをを用いた。図 4.9 中、[] 内の数値は、同じ回路構成で、計算値がより測定値に一致するように、素子値の公差を考慮して決定した数値であり、() 内の数値は公称値からの公差である。太線で示した回路素子は図 4.5(a) に示したものと同一であり、細線で示した素子は回路パターンの特性を反映させるために新たに追加したものである。図中の太線で示した 0.75pF のコンデンサ以外のコンデンサは全て、チップ素子をハンダ付けするための回路パターンの面積に対応させた寄生容量である。図 4.10 に測定結果と計算結果とを合わせて示す。図中、実線は測定結果であり図 4.8 に示したものと同一である。破線は、図 4.5(a) に示した回路構成に表 4.2 に示した設計結果を適用した場合の計算結果である。ただし、SAW 共振器については、図 4.1(b) に示した等価回路ではなく、特性測定結果を用いた。一点鎖線は、図 4.9 に示した回路構成で素子の公差を考慮した場合の計算結果である。SAW 共振器については、上記と同様に特性測定結果を用いた。一点鎖線で示した計算結果は測定結果とよく一致しており、配線パターンも考慮することにより、高精度に設計可能であることが確認できた。



(a). 通過特性および反射特性測定結果
(a) Measured insertion loss and return loss.



(b). 通過域近傍の通過特性測定結果
(b) Measured insertion loss near the passband.

図 4.8 試作誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの測定結果
Fig.4.8 Measured results of a fabricated m-derived ladder
highpass SAW filter (low loss design).

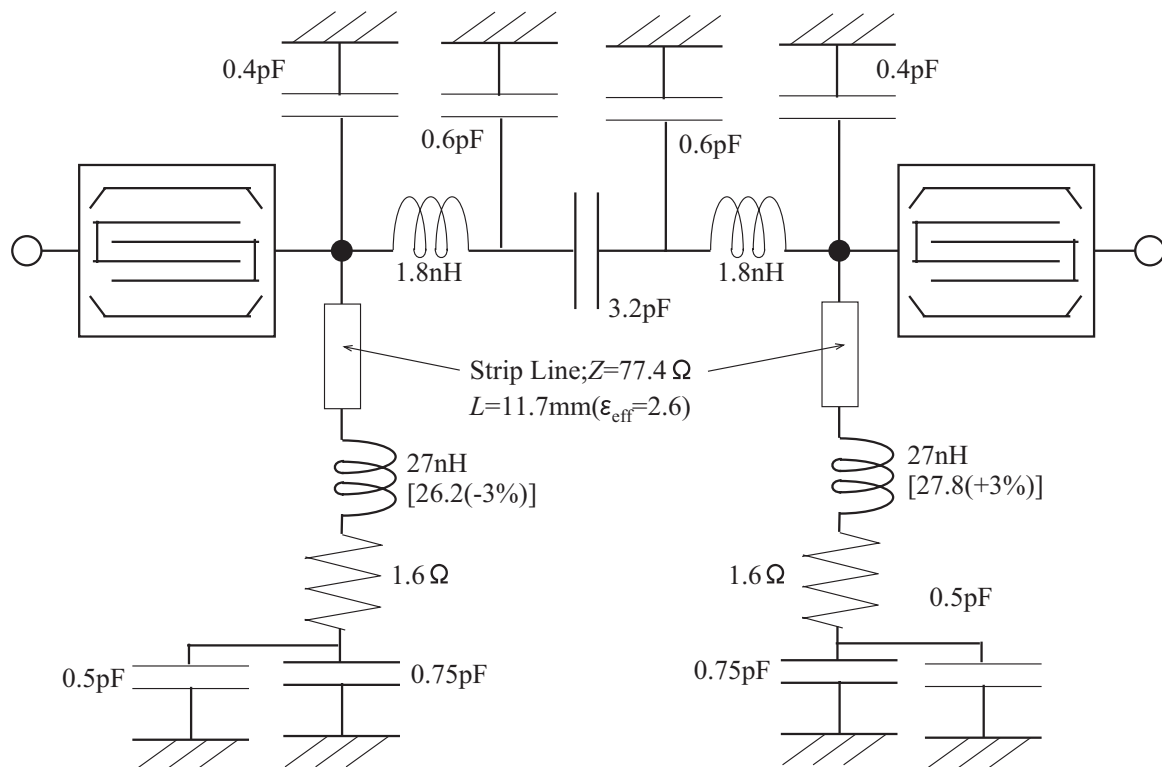


図 4.9 低損失設計した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの等価回路
Fig.4.9 Equivalent circuit of the low loss designed m-derived ladder highpass SAW filter.

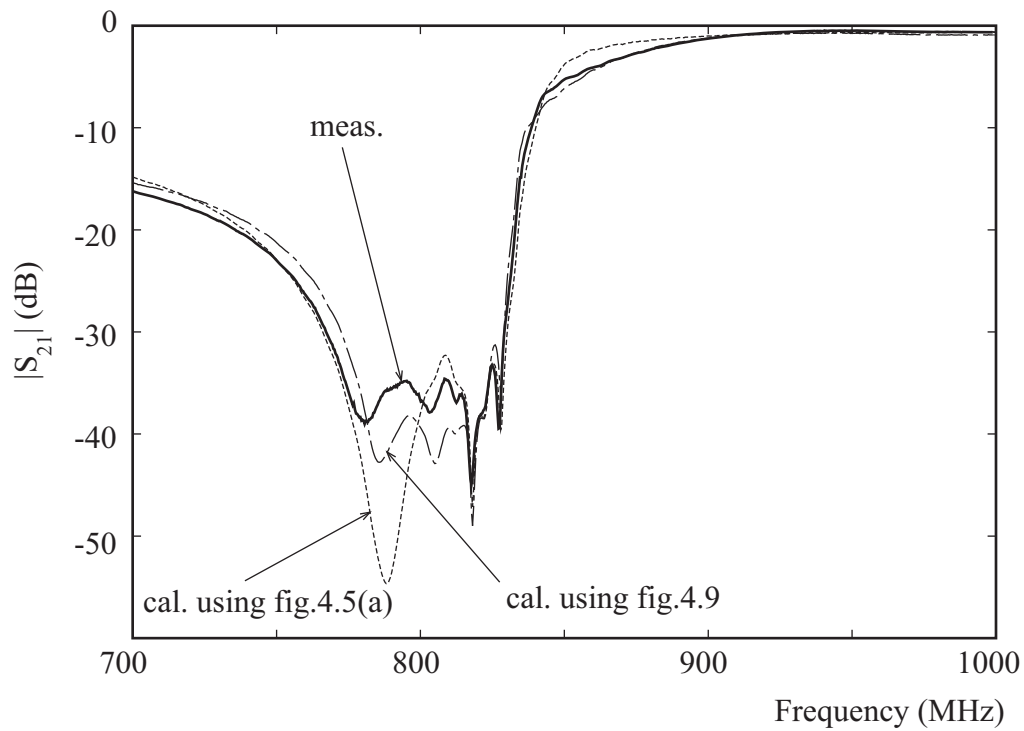
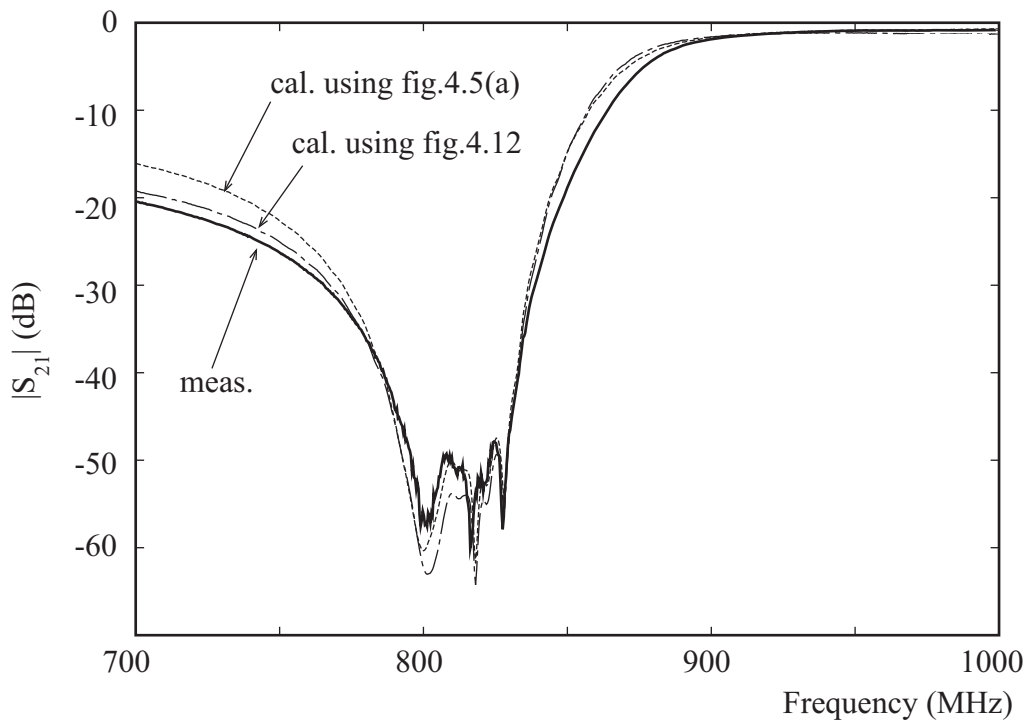


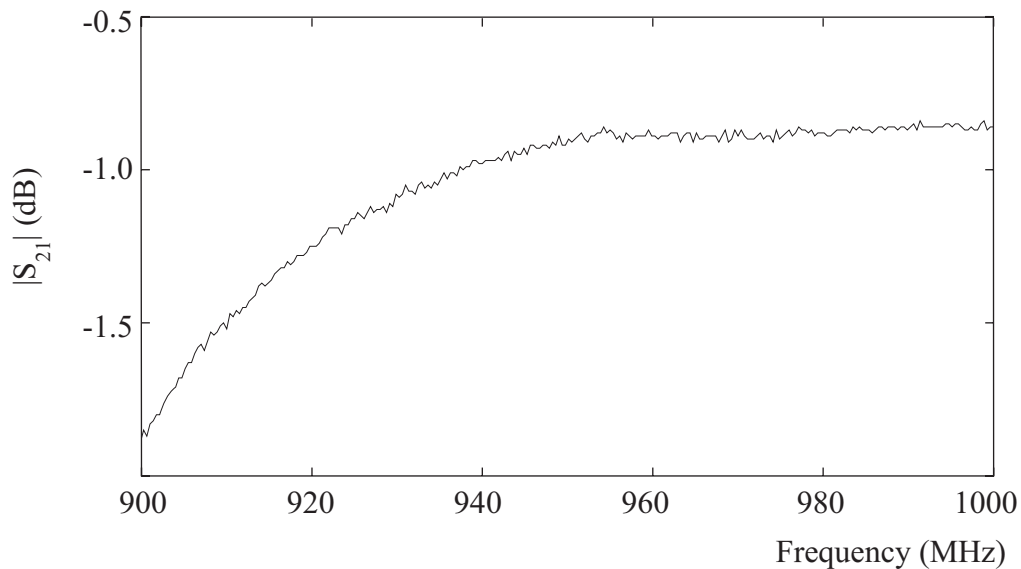
図 4.10 低損失設計した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの測定結果と計算結果
 Fig.4.10 Measured result and calculated results
 of the low loss designed m-derived ladder highpass SAW filter.

4.4.2 高減衰設計した場合の試作結果

図 4.11 に、阻止域での減衰量が大きくなるように設計、試作を行ったフィルタの測定結果を示す。図 4.11(a) に、通過特性測定結果を実線で示す。破線は図 4.5(a) に示した回路構成に表 4.4 の設計結果を適用した計算結果、一点鎖線は図 4.9 と同様の図 4.12 に示した回路構成を用いた計算結果である。これらの計算においても SAW 共振器については、表 4.3 に示したものの特性測定結果を用いた。図 4.11(b) は通過域近傍の通過特性測定結果である。通過域 940–958MHz における損失は 0.99dB と、図 4.10 の場合よりも損失増加しているが、810–828MHz の阻止域における減衰量は 48dB 以上と帯域外減衰量は大きく改善されている。図 4.12 に示した回路を用いた計算結果は測定結果とよい一致を示している。



(a). 通過特性測定結果および計算結果
(a) Measured result and calculated results.



(b). 通過域近傍の通過特性測定結果
(b) Measured insertion loss near the passband.

図 4.11 高減衰設計した試作誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの測定結果
Fig.4.11 Measured results of a fabricated m-derived ladder
highpass SAW filter (high attenuation design).

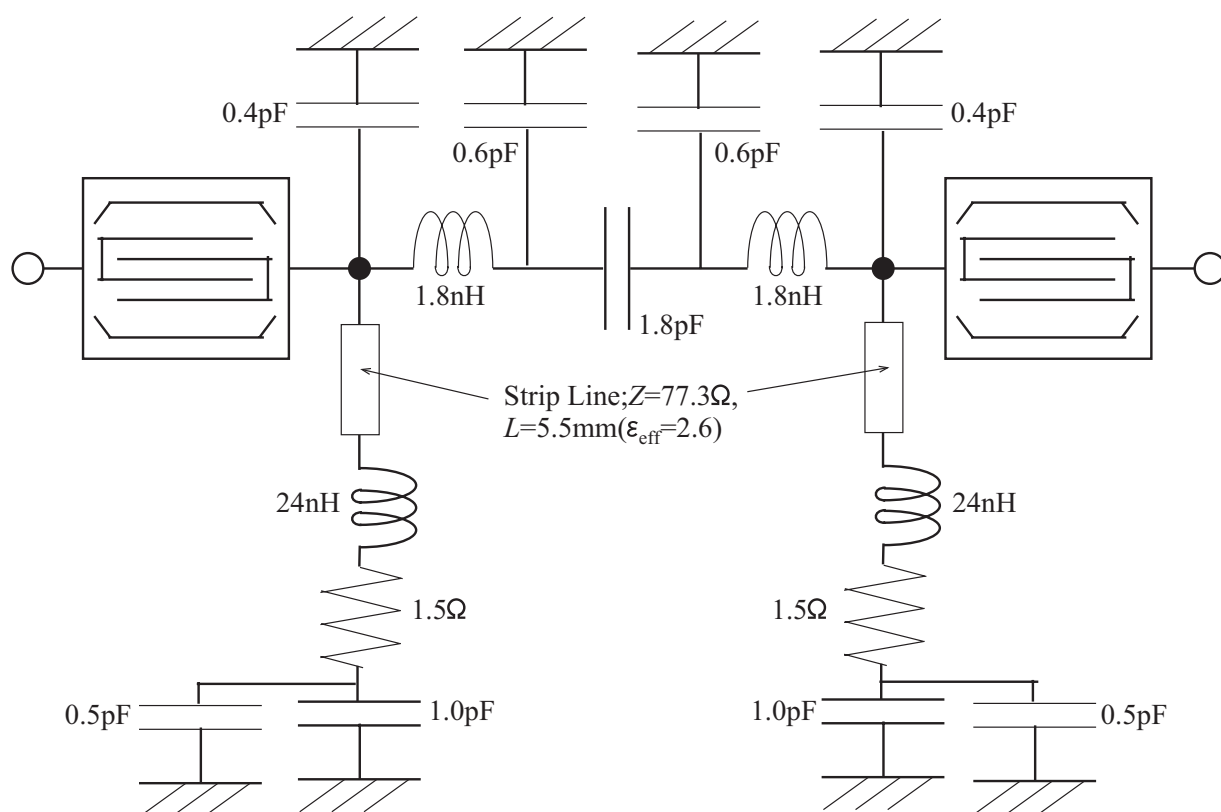


図 4.12 高減衰設計した誘導 m 形ハイパス SAW フィルタの等価回路
 Fig.4.12 Equivalent circuit of the high attenuation designed
 m-derived ladder highpass SAW filter.

4.5 第4章のまとめ

誘導 m 形ハイパス SAW フィルタを提案し、その構成と設計手順を示した。128° YX-LiNbO₃ 基板上に構成した1端子対 SAW 共振器を用いて、900MHz 帯で動作するフィルタを設計、試作した。挿入損失を重視して設計、試作したフィルタは、940-958MHz における挿入損失が 0.52dB 以下と極めて低損失な特性を示し、810-828MHz における帯域外減衰量が 33dB 以上の特性を示した。また、帯域外特性を重視して設計、試作したフィルタは、940-958MHz における挿入損失が 0.99dB 以下と低損失な特性を示し、810-828MHz における帯域外減衰量が 48dB 以上の特性を示した。本フィルタは、並列要素にインダクタとコンデンサを用いているため、コンデンサのみの場合や SAW 素子単体の場合 [1]-[4] と比べると、1 段当たりのフィルタの実装面積では不利であるが、少ない段数でも良好な挿入損失、帯域外減衰量を実現することができた。また、本フィルタのような通過域が広く損失 1dB 以下のフィルタでは、従来以上に不整合損を小さくすることが必要であり、周辺回路のインピーダンス特性がより良好であることが必要である。

以上述べたように、誘導 m 形ハイパス SAW フィルタが、0.5dB から 1dB 以下の良好な低損失特性を実現できると同時に、33dB から 48dB 以上の大きな減衰特性も実現できることを示し、本フィルタ構成の有効性を確認することができた。

このフィルタは、フィルタ単体としては低損失、高減衰量の特性を有しており、通過域域の異なる別のフィルタと組み合わせて用いることにより、デュプレクサのような2チャンネルのフィルタバンクとしても極めて有効である。

参考文献

- [1]. M.Hikita, Y.Ishida, T.Tabuchi, and K.Kurosawa,"Miniature SAWAntenna Duplexer for 800-MHz Portable Telephone Used in Cellular Radio Systems,"
IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol.MTT-36, no.6, pp.1047-1056, Jun. 1988.
- [2]. 疋田光孝, 田淵豊治, 柴垣信彦, 赤木貴俊,
”新構造の SAW 共振器結合形フィルタ (1),”
信学春大, no.A-395,p.1-395, 1992.
- [3]. 佐藤良夫, 伊形 理, 宮下 勉, 松田隆志, 西原時弘,
” SAW 共振器を用いた低損失帯域フィルタ”,
信学論 (A), vol.J76-A, no.2, pp.245-252, Feb. 1993.
- [4]. T.Morita, Y.Watanabe, M.Tanaka, and Y.Nakazawa, “Wideband low-loss double mode SAW filters,” IEEE Proc. of Ultrasonics Symposium, pp.95-104, 1992.
- [5]. 佐藤良夫, 伊形 理,” 携帯電話用 RF 帯 SAW フィルタ,”
信学誌, vol.84, no.11, pp.782-789, Nov. 2001.
- [6]. 永塚 勉, 三須幸一郎, 木村友則, 和高修三, 酒井 淳, 村井康治,
”2 端子対共振器の入出力端に 1 端子対共振器を直列接続した SAW フィルタ,”
第 24 回 EM シンポジウム, pp.45-49,1995.
- [7]. 大下眞二郎著,” 詳細 電気回路演習 下,” 共立出版, pp.137,1991.
- [8]. 佐藤利三郎著,” 伝送回路,” コロナ社, pp.265-276,1988.
- [9]. 日本学術振興会弾性波素子技術第 150 委員会編,
” 弾性波素子技術ハンドブック,” オーム社, pp.217-219,1991.
- [10]. 永塚 勉, 三須幸一郎, 和高修三, 武田文雄, 加藤孝秋, 大深輝孝,
” UHF 帯 SAW 共振器,” 信学全大, pp.1-159,1986.
- [11]. 三須幸一郎, 永塚勉, 木村友則, 和高修三, 武田文雄, 橋本勉,
” 誘導 m 形弾性表面波フィルタバンク,”
信学論 A, vol.J77-A,no.9,pp.1199-1205,Sep. 1994.

第5章 誘導 m 形弾性表面波フィルタバンク

概要 本章は、誘導 m 形 SAW (Surface Acoustic Wave: 弾性表面波) フィルタバンクを提案し、その解析結果と試作結果について述べたものである。SAW フィルタバンクの一構成法として従来知られている定 k 形 SAW フィルタバンクでは、SAW フィルタのスプリアスのために、帯域外特性が劣化する問題点があった。誘導 m 形 SAW フィルタバンクでは、定 k 形 SAW フィルタバンクの直列要素であるインダクタの代わりに、インダクタとコンデンサの並列回路を用い、並列回路の共振によって生じる減衰極を SAW フィルタのスプリアスが生じる周波数に設定することにより、定 k 形 SAW フィルタバンクよりも大きな帯域外減衰量を実現することができる。10 チャンネル SAW フィルタバンクの試作を行い、誘導 m 形 SAW フィルタバンクの有効性を確認した。

5.1 まえがき

フィルタバンクは、中心周波数の異なる複数のフィルタから構成され、入力信号の周波数によって、各出力端子に信号を分波する機能を有するものである。SAW (Surface Acoustic Wave: 弾性表面波) フィルタを用いた SAW フィルタバンクは、小形・軽量で、構成が簡単なことから、UHF 帯での周波数シンセサイザ [1][2] や、衛星通信におけるフィルタマトリクス [3] 等への適用が検討されている。

SAW フィルタバンクには、SAW を伝搬させる単一基板上に、反射器やマルチストリップカプラを設け、それらの周波数特性によって SAW の伝搬路を変える方式 [4]–[7] と、複数の SAW フィルタを電氣的に接続して、各 SAW フィルタの周波数特性によって、入力信号を分波する方式 [3][8]–[11] とがある。

SAW の伝搬路を変える方式は、単一基板上にフィルタバンクを構成するため小形であるが、入力側 IDT (Interdigital Transducer: すだれ状電極) をフィルタバンクの全チャンネルの通過帯域で動作するように広帯域にする必要があり、フィルタ特

性が主として出力側 IDT の特性のみによって決まってしまう。このため、設計の自由度が小さく、大きな帯域外特性を実現するのが困難であり、用途が限定される。

一方、電氣的に複数の SAW フィルタを接続する方式は、SAW フィルタを独立して設計できるため、設計の自由度が大きく、多様な周波数特性を実現できる。なかでも、SAW フィルタの入力側 IDT を並列要素とし、インダクタを直列要素とした定 k 形 SAW フィルタバンクは、多チャンネルのフィルタバンクを構成しても、分波に伴う損失が約 6dB と一定であるため多く用いられている [3][10][11]。しかし、帯域外特性は使用する SAW フィルタの特性でほぼ決定されるため、SAW フィルタに、バルク波や 3 倍高調波によるスプリアスが存在する場合には、そのスプリアスレベルによってフィルタバンクの帯域外特性が決定されるという問題がある。

本章によって提案する誘導 m 形 SAW フィルタバンクは、定 k 形 SAW フィルタバンクにおける上記帯域外特性を改善するもので、直列要素にインダクタとコンデンサとの並列回路を用い、並列要素に SAW フィルタ入力側 IDT とコンデンサとの並列回路を用いた構成である。この SAW フィルタバンクでは、直列要素の共振を利用して帯域外に減衰極をつくることにより、大きな帯域外減衰量が得られ、各 T 形回路ごとに減衰極を変えて設定することが可能である。一方、誘導 m 形回路の遮断周波数より低い周波数では、定 k 形 SAW フィルタバンクの場合と同様の伝送線路として動作する。このため、分波回路が、帯域外では外部フィルタの機能も兼用し、定 k 形フィルタバンクに外部フィルタを接続した場合よりも小形にできるという利点がある。以下、誘導 m 形 SAW フィルタバンクの解析、および、設計手順を示した後、10 チャンネル SAW フィルタバンクの設計例と実験結果を示す。

5.2 構成と解析

5.2.1 構成

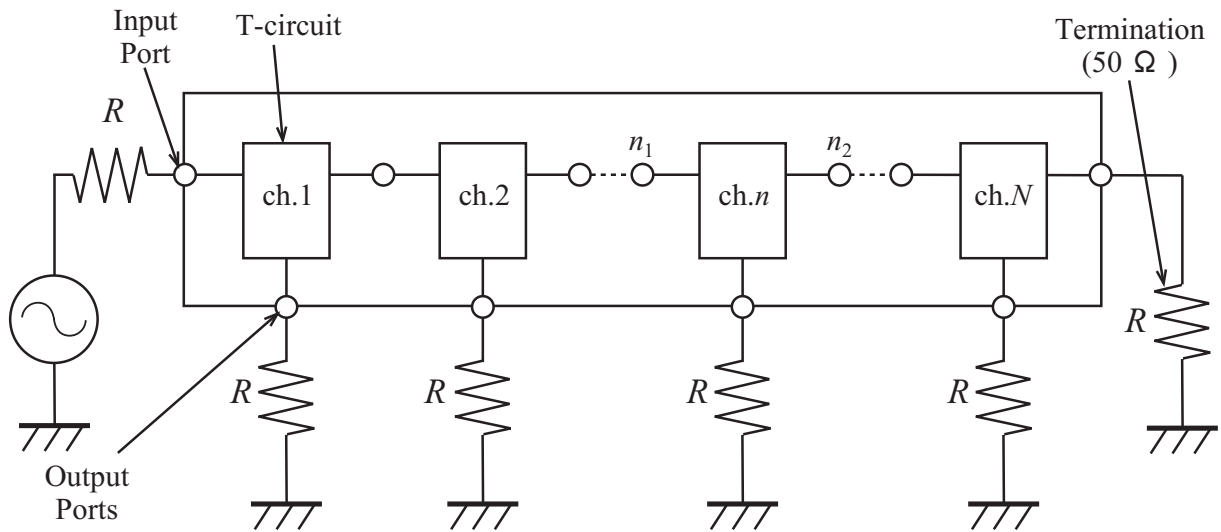
図 5.1(a) に、誘導 m 形 SAW フィルタバンクの構成を示す。T 形回路を縦続接続して構成しており、最終段を抵抗終端している。誘導 m 形回路には、定 k 形回路を直列誘導 m 形変換した回路構成と、並列誘導 m 形変換した回路構成とがあるが [12]、ここでは、占有面積の大きいインダクタの使用量をなるべく少なくするため、並列誘導 m 形変換した回路構成を用いることにした。並列誘導 m 形変換した各 T 形回路は、図 5.1(b) に示すように、インダクタ L_{s1} とコンデンサ C_{s1} との並列回路、および、インダクタ L_{s2} とコンデンサ C_{s2} との並列回路をそれぞれ直列要素とし、SAW フィルタ入力側 IDT とコンデンサ C_p を並列要素として構成されている。この T 形回路が、フィルタバンク 1 チャンネルに相当し、各 T 形回路は、中心周波数の異なる SAW フィルタを構成要素としている。

5.2.2 解析

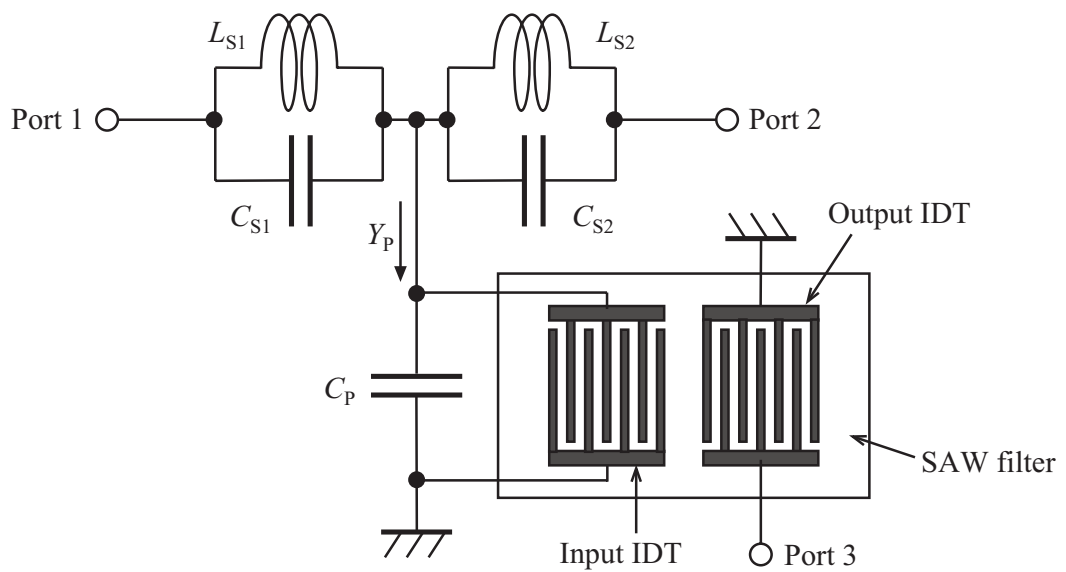
図 5.1(a) に示したフィルタバンクにおける各チャンネルの特性は、図 5.1(b) に示した T 形回路の特性に依存する。ここでは、まず、T 形回路の解析結果を示し、次に、T 形回路を縦続接続して誘導 m 形 SAW フィルタバンクを構成した場合について示す。

5.2.2.1 T 形回路の特性

図 5.1(b) に示した回路は、SAW フィルタの等価回路 [13] を用いて、図 5.2 のように表される。 r_1, r_2 は、それぞれ、インダクタ L_{s1}, L_{s2} の抵抗成分であり、これらのインダクタが同じ線路で構成される場合には、抵抗 r_1, r_2 とインダクタのリアクタンス $2\pi fL_{s1}, 2\pi fL_{s2}$ との比 α は同じ値とみなすことができる。すなわち、



(a). SAW フィルタバンクの構成
(a). Structure of the SAW filter bank



(b). T 形回路の構成
(b). Structure of the T-circuit

図 5.1 誘導 m 形 SAW フィルタバンクの構成
Fig.5.1 Structure of the SAW filter bank with an m-derived ladder.

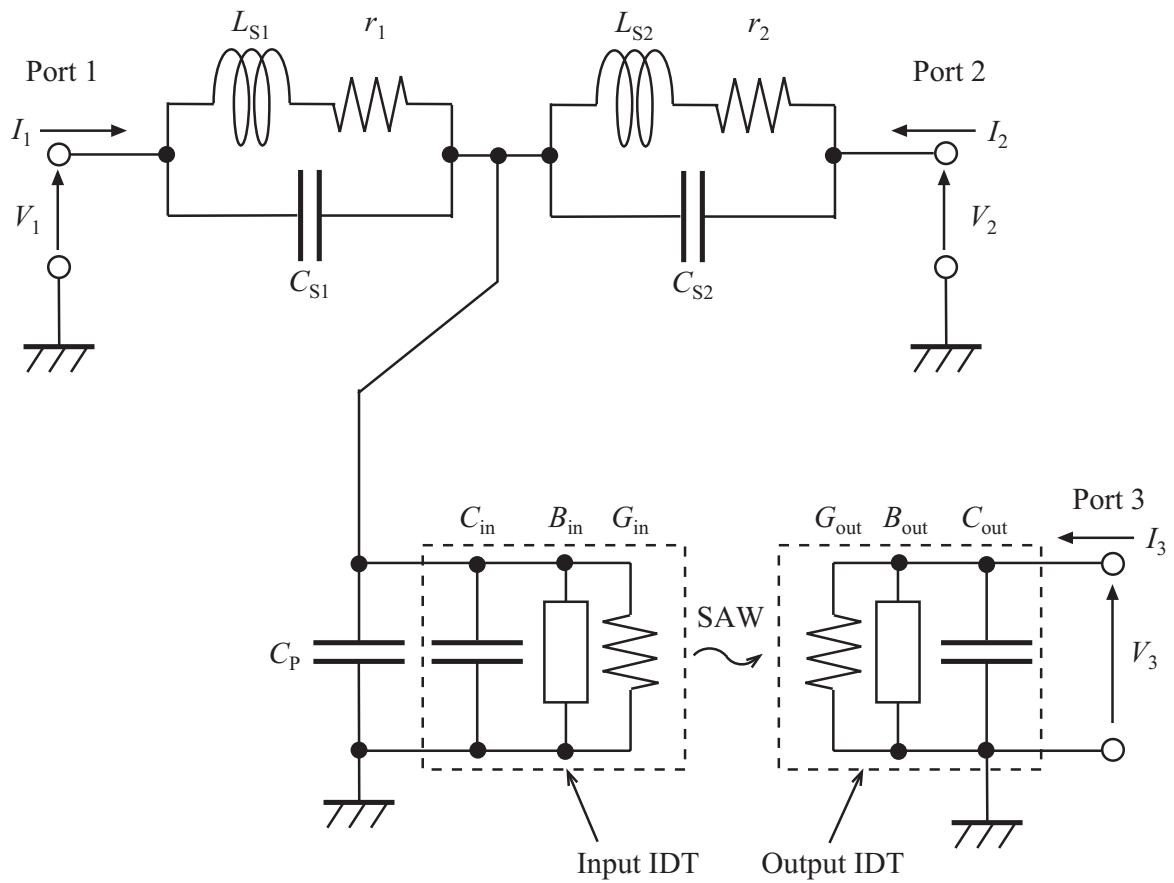


図 5.2 T 形回路の等価回路
Fig.5.2 Equivalent circuit of T-circuit.

$$\alpha = r_1 / (2\pi f L_{S1}) = r_2 / (2\pi f L_{S2}) \quad (5.1)$$

ポート 1 に単位電力を加えた場合にポート 3 に出力される電力 P_{31} と, SAW フィルタ単体の通過電力 P_s との比, すなわち, T 形回路と SAW フィルタ単体との挿入損失比 η は, 次式で与えられる.

$$\eta = P_s / P_{31} = \left| \frac{M_1 + jm_1 \frac{f}{f_c} \sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{1}{1-j\alpha} - \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 + jm_i M_i \frac{f}{f_c} \right\}}{M_1} \right|^2 \quad (5.2)$$

ここで, M_i, m_i は定数, f は周波数, f_c は遮断周波数である. 各ポートは, 公称インピーダンス R で終端されたものとし, 入力側 IDT の放射コンダクタンス, および, 放射サセプタンスは公称インピーダンスよりも十分高インピーダンスであるとした. 定数 M_i は次式で与えられる.

$$M_i = \frac{1}{1-j\alpha} - (1-m_i^2) \left(\frac{f}{f_c} \right)^2, \quad (i=1,2) \quad (5.3)$$

定数 m_i は 0 から 1 の範囲の値をとるもので, $m_i=1$ の場合は, 図 5.2 に示す回路は従来の定 k 形 SAW フィルタバンクの回路構成に一致する. T 形回路を構成する各素子値は, 定数 L, C, m_i を用いて, 以下のように表される.

$$L_{Si} = m_i L, \quad (i=1,2) \quad (5.4)$$

$$C_{Si} = C \frac{(1-m_i^2)}{m_i}, \quad (i=1,2) \quad (5.5)$$

$$C_{in} + C_p = (m_1 + m_2)C \quad (5.6)$$

さらに定数 L, C は, 公称インピーダンス R , 遮断周波数 f_c との間に次の関係があ

る [12].

$$L = \frac{R}{2\pi f_c} \quad (5.7)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} \quad (5.8)$$

減衰極が生じる周波数 f_{pi} は,

$$f_{pi} = \frac{f_c}{\sqrt{1 - m_i^2}}, \quad (i = 1, 2) \quad (5.9)$$

で与えられるので, T 形回路を構成する各素子値は, 公称インピーダンス R , 遮断周波数 f_c , 減衰極が生じる周波数 f_{pi} によって決定される.

図 5.3 に, 式 (5.2) を用いて計算した T 形回路と SAW フィルタ単体との挿入損失比 η を示す. ここでは, T 形回路は対称とし, $m = m_1 = m_2$ とした.

定数 m が 0.6, 0.8, 1 の場合について, それぞれ, αf_c を 0, 0.1, 0.2 (Ω/nH) として計算した. 定数 m が 1 の定 k 形回路の場合では, 周波数が高くなるに従って減衰量が緩やかに大きくなる特性を示す. 定数 m が 0.6, および, 0.8 の場合には, それぞれ, 規格化周波数 1.25, および, 1.67 に減衰極が生じている. このように, 遮断周波数に近い周波数域でも, 減衰極を設定することにより, 定 k 形回路の場合よりも大きな減衰量を得ることができる. また, 減衰極の生じる周波数が高い $m = 0.8$ の場合の方が, 減衰極を中心とした広い周波数範囲で大きな減衰量を示している. この減衰極をバルク波や 3 倍高調波によるスプリアスの生じる周波数に設定することにより, 各 T 形回路ごとに SAW フィルタの特性と無関係に, 大きな減衰量を得ることができる. ただし, 遮断周波数 f_c よりも低い周波数に減衰極を設定することはできないので, フィルタバンクの通過帯域によっては, 減衰極を用いて低減可能なスプリアスの周波数範囲は限定される.

一方, 規格化周波数が 1 以下の周波数では, 挿入損失比 η はほぼ 6dB であり, これは定 k 形回路の場合と同様である [10]. さらに, インダクタンスの損失を考慮すると, 遮断周波数に近い周波数ほど, インダクタの抵抗成分による損失増加が大きい.

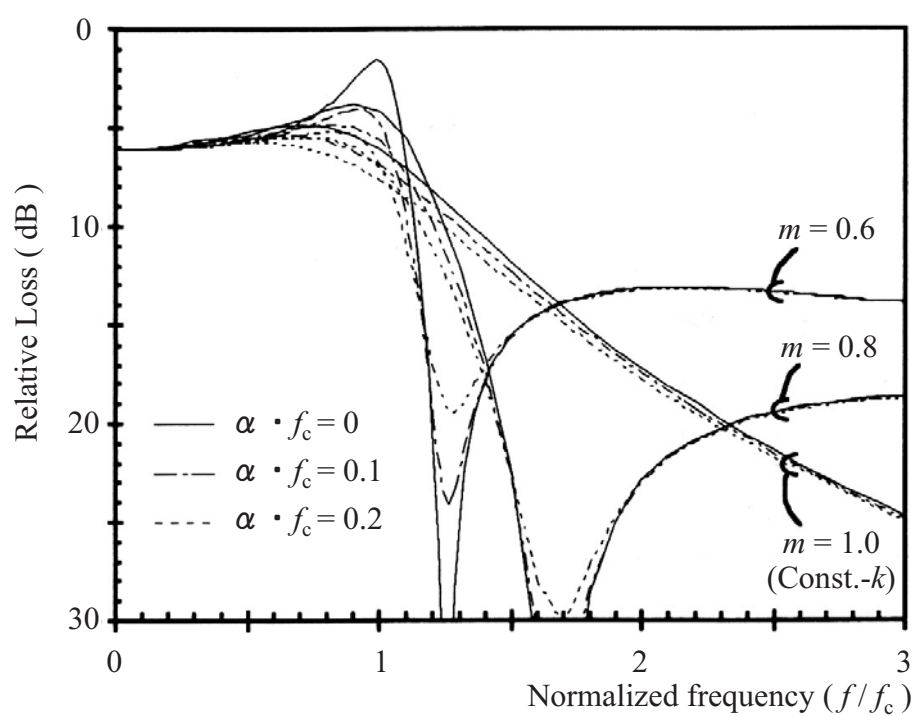


図 5.3 T 形回路と SAW フィルタ単体との挿入損失比
Fig.5.3 Relative insertion loss between T-circuit and SAW-filter.

くなる傾向がある．このため，使用する SAW フィルタの中心周波数が遮断周波数 f_c に近い場合には，高い周波数から順番に取り出すようにフィルタバンクを構成した方が，チャンネルごとの挿入損失の偏差を小さくすることができる．

5.2.2.2 フィルタバンクの特性

次に，N チャンネルフィルタバンクを構成した場合について述べる．図 5.1(b) に示した T 形回路を縦続接続するには，T 形回路間の影像インピーダンスを整合させることが必要であり，すべての T 形回路の公称インピーダンス R ，および，遮断周波数 f_c をそれぞれ同じ値に設定する必要がある．さらに，各ポート i から見込んだ影像インピーダンス Z_{oi} は，そのポート側の直列要素のつくる減衰極の周波数 f_{pi} に依存するから [12]，接続するポートから見込んで前段側の T 形回路の減衰極の生じる周波数 f_{p2} と，後段側の T 形回路の減衰極の生じる周波数 f_{p1} とを同じ値に設定する必要がある．

次に，各 T 形回路の挿入損失を求める． n 番目の T 形回路について，図 5.1 に示すように，ポート n_1 とポート n_2 を定め，ポート n_1 ， n_2 における電圧，電流をそれぞれ $V_1^n, V_2^n, I_1^n, I_2^n$ とすると，次式が成り立つ．

$$\begin{bmatrix} V_1^n \\ V_2^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{s1}^n + 1/Y_p^n) & 1/Y_p^n \\ 1/Y_p^n & (Z_{s2}^n + 1/Y_p^n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1^n \\ I_2^n \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

ここで，添字 n は n 番目の T 形回路であることを示すものとし， Z_{s1}^n, Z_{s2}^n はそれぞれ，直列要素のインピーダンス， Y_p^n は並列要素のアドミタンスである．

n 番目の T 形回路と， $(n+1)$ 番目の T 形回路とのポートの接続点では，

$$V_2^n = V_1^{(n+1)} \quad (5.11)$$

$$I_2^n = I_1^{(n+1)} \quad (5.12)$$

であり，フィルタバンクの両端で次式が成り立つ．

$$RI_1^1 + V_1^1 = E \quad (5.13)$$

$$RI_2^N + V_2^N = 0 \quad (5.14)$$

ここで、 E は電源電圧を示すものとする．式 (5.10) ～ (5.14) の連立方程式を解くことにより，各ポートにおける電圧，電流が求められる．2 電極構成の SAW フィルタを用いた場合の SAW フィルタ出力 P_{31}^n は，このようにして求めた電流を用いて，次式で与えられる．

$$P_{31}^n = \left| \frac{I_1^n + I_2^n}{E} \right|^2 \frac{2RG_{in}^n}{|Y_P^n|^2} \frac{2G_{out}^n}{|Y_{out}^n + 1/R|^2} \quad (5.15)$$

ここで、 Y_{out}^n は SAW フィルタの出力側アドミタンス、 G_{in}^n 、 G_{out}^n はそれぞれ、SAW フィルタ入出力側 IDT の放射コンダクタンスである．

5.3 設計法

5.2 で述べた解析結果をもとにして、誘導 m 形 SAW フィルタバンクの設計手順を示す。各 SAW フィルタは、フィルタバンクの各チャンネルに要求される帯域内通過特性形状を有し、かつ、フィルタバンクを構成した場合に要求される挿入損失よりも、約 6dB 低損失になるように、従来知られている設計手法 [13][15] を用いて個別に設計すればよい。ここでは、中心周波数の異なる N 個の SAW フィルタが与えられた場合の誘導 m 形 SAW フィルタバンクの設計手順について述べる。図 5.4 に、設計のフローチャートを示す。

まず、公称インピーダンス R は、フィルタバンクに接続する外部回路の特性インピーダンスと同じ値に設定する。通常、回路の特性インピーダンスは 50Ω とするので、公称インピーダンスも 50Ω とする。

次に、遮断周波数 f_c を設定する。遮断周波数 f_c よりも低い周波数に対しては、減衰極を設定することができないので、 N 個の SAW フィルタのうちの通過周波数の最大値と、減衰極を用いて低減を図るスプリアスの周波数の最小値との間の周波数に、遮断周波数 f_c を設定する。このとき、注意すべきことは、遮断周波数 f_c を、SAW フィルタの通過周波数に近く設定すると、相対的に遮断周波数 f_c より離れた周波数に減衰極を設定できるため、より広い周波数範囲で大きな減衰量を得ることができる。しかし、図 5.3 にて示したように、遮断周波数に近い中心周波数を有する T 形回路ほど、インダクタの抵抗成分の影響を受けて挿入損失が増加し、チャンネル間の挿入損失差が大きくなるという問題がある。次に、遮断周波数 f_c を、スプリアスの周波数に近く設定すると、相対的に遮断周波数 f_c が SAW フィルタの中心周波数から離れた周波数となるため、チャンネル間の挿入損失差は小さくなるが、減衰極を遮断周波数 f_c に近い周波数に設定することになるため、広い周波数範囲で大きな減衰量を得ることが難しくなる。しかし、この場合には遮断周波数に近い周波数でも、フィルタバンク入力端子から離れた T 形回路では、フィルタバンク入力端子から多段の低域通過形フィルタを経たことになり、大きな減衰量を得ることができるので、フィ

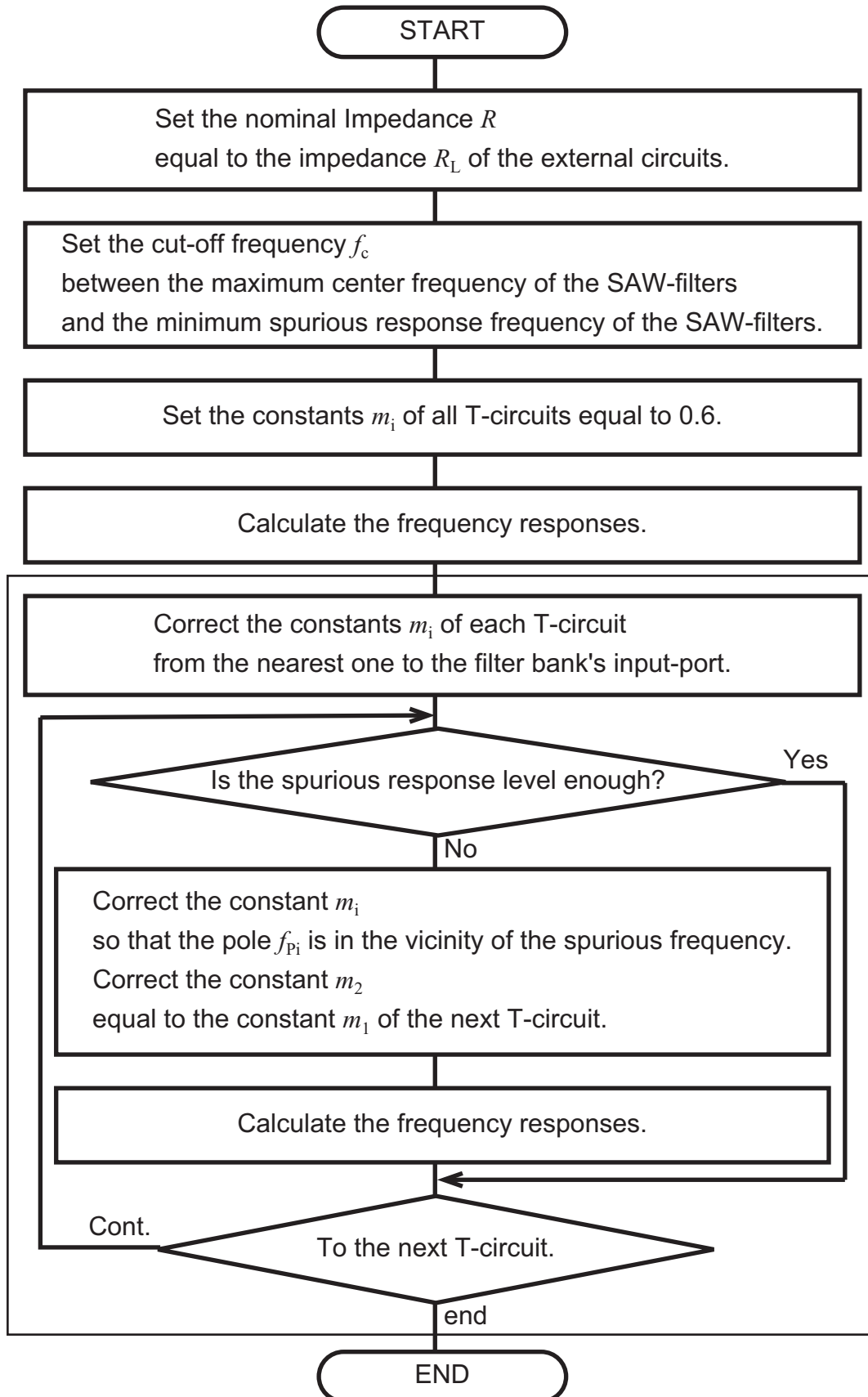


図 5.4 設計のフローチャート
Fig.5.4 Flow chart of the design.

ルタバンク入力端子に近いほど、中心周波数の高い SAW フィルタを配置するような構成の方が、広い周波数範囲にわたって、大きな帯域外減衰量を得ることができる。このようにして、公称インピーダンス R と遮断周波数 f_c を決定すると、式 (5.7)(5.8) から、定数 L, C が決定される。

次に、各 T 形回路の減衰極を決定する。まず、初期設定として、すべての T 形回路について定数 m_i を 0.6 とする。これは、影像インピーダンスが広い周波数範囲にわたって一定となる値である [12]。次に、式 (5.10) ~ (5.15) を用いて、各 T 形回路の通過特性を計算し、帯域外減衰量が不十分な T 形回路ごとに、減衰極 f_{pi} がスプリアスの生じる周波数に一致するように式 (5.9) を用いて定数 m_i を決定する。フィルタバンク内の各 T 形回路の帯域外減衰量は、その T 形回路よりフィルタバンク入力端子側の T 形回路の通過特性に大きく依存する。このため、フィルタバンク入力端子に近い T 回路から順に、定数 m_i を決定すべきである。同時に、T 形回路間の影像インピーダンスの整合をとるため、前段の T 形回路の定数 m_2 を、定数 m_1 に一致させる。そして、定数 m_i を 0.6 以外に変えた場合には、すべての T 形回路の挿入損失を再度計算し、次段以降の帯域外減衰量の不十分な T 形回路についての減衰極 f_{pi} の設定を繰り返す。以上より、各 T 形回路の定数 m_1, m_2 が決まり、式 (5.4) ~ (5.6), および、式 (5.9) を用いて直列要素 $L_{s1}, C_{s1}, L_{s2}, C_{s2}$, および、並列要素に要求される静電容量 ($C_{in} + C_p$) が決まる。SAW フィルタ入力側 IDT の静電容量 C_{in} は決まっているから、入力側 IDT に並列接続するコンデンサの静電容量 C_p が決まり、誘導 m 形 SAW フィルタバンクを構成するすべての素子値が決定される。

5.4 実験結果

以上示した設計手順に従って、UHF 帯にて、10 チャンネル SAW フィルタバンクを設計し、試作した。

表 5.1 に、使用した SAW フィルタの設計パラメータを示す。SAW フィルタは UHF 帯で動作し、隣接チャンネルとの周波数間隔が 10MHz、挿入損失 12dB のものを用いた。入力側 IDT には、交差幅が一定の正規形 IDT[13] を用い、出力側 IDT には、単峰性の通過特性を得るために、テイラー分布[14]を重み付け関数としたアポダイズ形 IDT[13]を用いた。基板には、広く用いられている 128° 回転 Y カット X 伝搬ニオブ酸リチウムを用いた。入出力 IDT には、電極指端部における SAW の反射によって生じる帯域内リプルを避けるのに広く用いられているダブル電極[15]を用いた。この場合、中心周波数の 3 倍の周波数にスプリアスが生じる[16]。ここでは、減衰極でこの 3 倍高調波におけるスプリアスを低減するように、誘導 m 形 SAW フィルタバンクを設計、試作した。

図 5.5 に、試作 SAW フィルタバンクの写真を示す。インダクタには、アルミナ基板上に構成したスパイラルインダクタを用い、コンデンサにはチップコンデンサを用いた。分波回路部は $5.5 \times 110(\text{mm})$ と小形である。SAW フィルタは、フィルタバンク入力端子に近いほど、中心周波数が高くなるように配置し、以下、フィルタバンク入力端子から順に ch.1, 2, ..., 10 とし、中心周波数を $f_1, f_2, \dots, f_{10}$ と表す。公称インピーダンス R は 50Ω とし、遮断周波数 f_c は中心周波数最大値 f_1 の 1.5 倍の周波数とした。

減衰極 f_{p1} は、中心周波数 f_1 の SAW フィルタの 3 倍高調波 $3f_1$ に設定した。遮断周波数 f_c から減衰極 f_{p1} までの周波数では、大きな減衰量を得ることができるので、中心周波数 f_2 の SAW フィルタを使用する T 形回路も同じ減衰極とした。これより後段の T 形回路は、前段の低域通過特性により、帯域外減衰量が十分改善されているので、定数 m_1 を 0.6 のままとした。表 5.2 に試作フィルタバンクの各素子値を示す。

比較のため、中心周波数 f_1 の SAW フィルタを用いた T 形回路を試作し、通過特

表 5.1 SAW フィルタの設計パラメータ
Table 5.1 Design parameters of the SAW filters

中心周波数間隔	10MHz
挿入損失	12dB
3dB 帯域幅	6MHz
入力側 IDT	正規形 IDT
出力側 IDT	アポダイズ形 IDT (Taylor 関数 [14] 重み付け)
基板	128° YX-LiNbO ₃

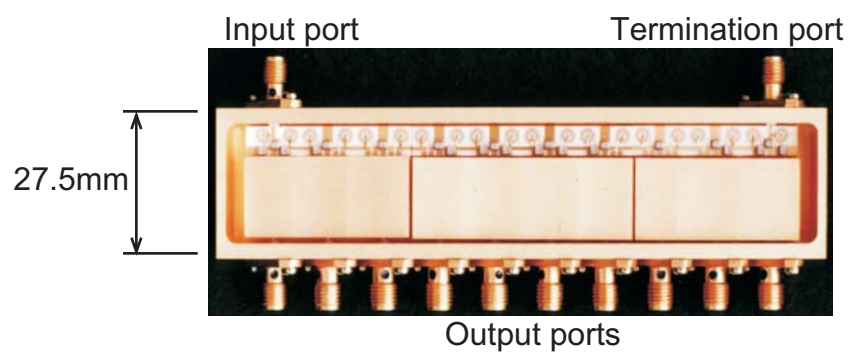
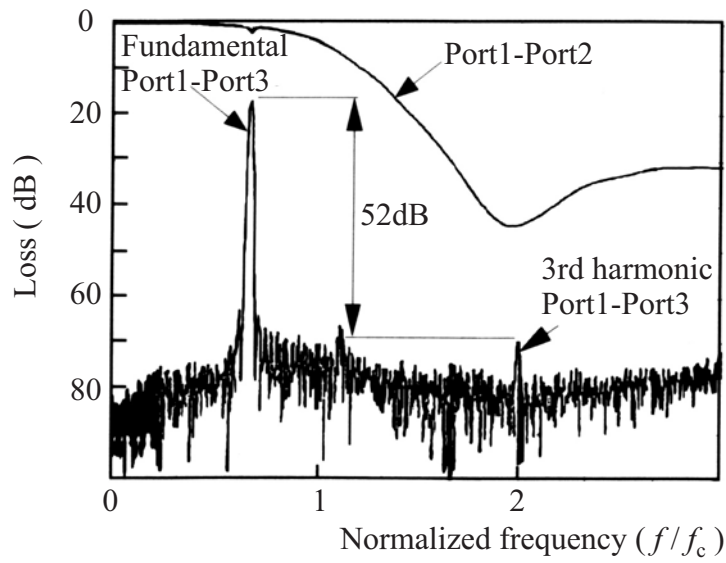


図 5.5 試作 SAW フィルタバンクの写真
Fig.5.5 The photograph of the constructed SAW filter bank.

表 5.2 試作 SAW フィルタバンクの素子値

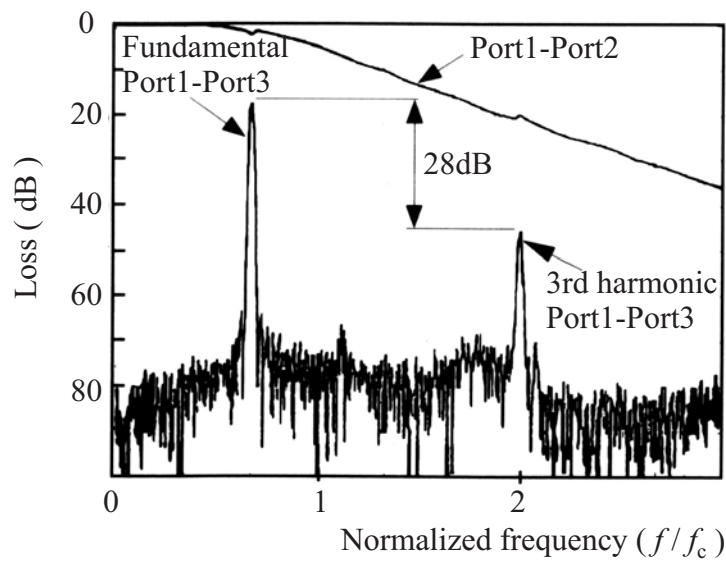
Table 5.2 Constants of the constructed SAW filter bank.

ch	L_{s1} (nH)	C_{s1} (pF)	L_{s2} (nH)	C_{s2} (pF)	C_p (pF)	C_{in} (pF)
1	23	3	23	3	14	4.1
2	23	3	16	11	11	4.7
3	16	11	16	11	8	4.6
4	16	11	16	11	7	5.6
5	16	11	16	11	7	6.1
6	16	11	16	11	7	6.0
7	16	11	16	11	6	6.8
8	16	11	16	11	4	8.4
9	16	11	16	11	4	8.9
10	16	11	16	11	3	10.2



(a). 誘導 m 形回路

(a). m-derived ladder



(b). 定 k 形回路

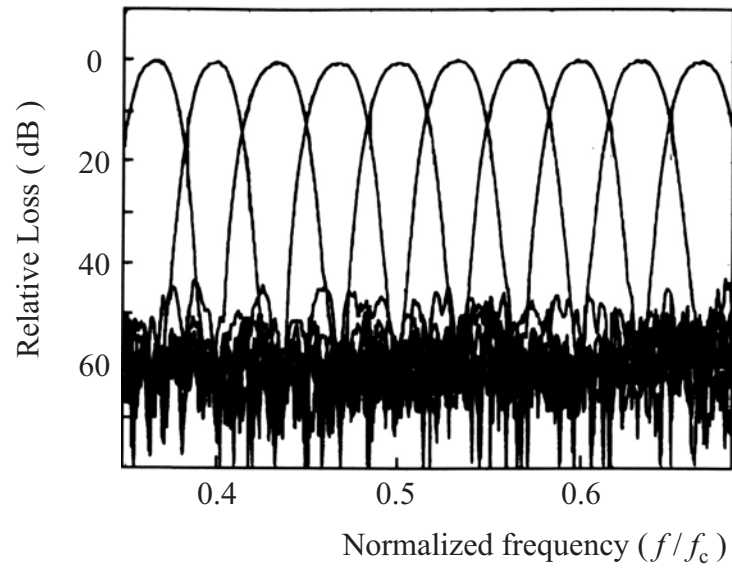
(b). Constant-k ladder

図 5.6 T 形回路の通過特性測定結果

Fig.5.6 Measured frequency responses of T-circuits.

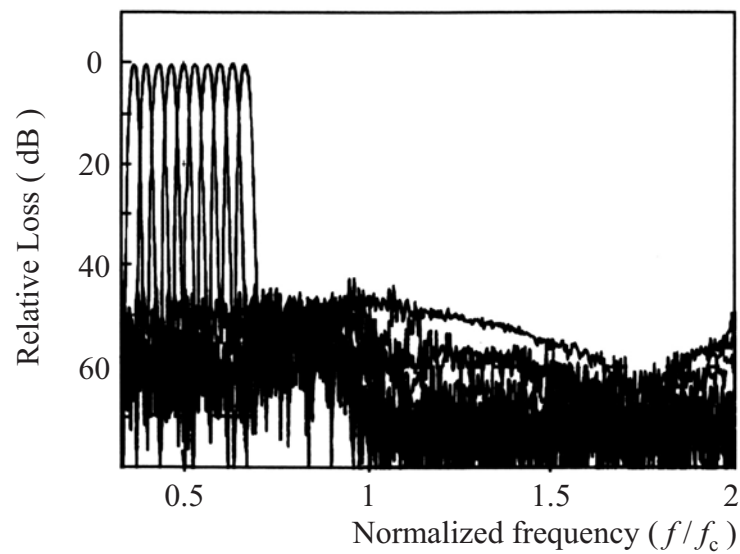
性を測定した。図 5.6(a) に誘導 m 形回路を用いた場合、図 5.6(b) に定 k 形回路を用いた場合の通過特性測定結果を示す。基本波と 3 倍高調波とのレベル差は、定 k 形回路の場合は 28dB であるのに対して、誘導 m 形回路では 52dB と、誘導 m 形回路を用いることにより、24dB 改善されている。また、基本波における損失はどちらの場合もほぼ同じである。

図 5.7 に、図 5.5 に示した 10 チャンネル SAW フィルタバンクの測定結果を示す。図 5.7(a) は帯域内特性、図 5.7(b) は帯域外特性である。図中、縦軸は各チャンネルの損失最小値で規格化して示している。各チャンネルの挿入損失は、 $19 \pm 1.7\text{dB}$ であり、SAW フィルタ単体の挿入損失 $12 \pm 0.5\text{dB}$ と比べて、約 7dB の損失増加である。図 5.7(b) に示すように、帯域外減衰量 42dB 以上が得られている。



(a). 帯域内特性

(a). In the operating frequency range



(b). 帯域外特性

(b). In the wide frequency range

図 5.7 試作誘導 m 形 SAW フィルタバンクの通過特性測定結果

Fig.5.7 Measured frequency responses of the constructed m-derived ladder SAW filter bank.

5.5 第5章のまとめ

本章では，直列要素にインダクタとコンデンサとの並列回路を用い，並列要素に SAW フィルタ入力側 IDT とコンデンサの並列回路を用いた誘導 m 形 SAW フィルタバンクを提案し，その解析結果と試作結果について述べた．誘導 m 形 SAW フィルタバンクは，直列要素の共振によって生じる減衰極を SAW フィルタのスプリアスが生じる周波数に設定することにより，従来の定 k 形 SAW フィルタバンクよりも大きな帯域外減衰量を得ることができる．UHF 帯にて，10 チャンネル SAW フィルタバンクを試作し，従来の定 k 形 SAW フィルタバンクとの比較を行った結果，基本波と 3 倍高調波との差が，定 k 形回路を用いた場合よりも 24dB 大きく，誘導 m 形 SAW フィルタバンクの有効性を確認した．

参考文献

- [1]. Laker K. R., Budreaw A. J. and Carr P. H.: "A Circuit Approach to SAW Filterbanks for Frequency Synthesis", Proc. IEEE, **64**, 5 pp.692-695 (May 1976).
- [2]. Zaken M. B., Silberman N., Kogan E., Romik P. and Sofer E.: "A UHF Fast Frequency Synthesizer using SAW Filters", IEEE US Symp., pp.230-234 (1980).
- [3]. 篠永英之, 伊藤泰彦:
"SS/FDMA 方式—衛星搭載用帯域幅可変 SAW フィルタマトリクスの応用",
信学技報, **SAT86-10** (1986).
- [4]. Solie L. P., Fredricksen H. P., Lins S. and Nelson C.:
"A SAW Filter Bank using Hyperbolically Tapered Transducers",
IEEE US Symp., pp.83-86 (1988).
- [5]. Lewis M.F.: "A Versatile SAW Filterbank Derived from the Optical Diffraction Grating",
IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., **UFFC-33**, 6, pp.681-691 (1986).
- [6]. Solie L.: "A Surface Acoustic Wave Multiplexer using Offset Multistrip Couplers",
IEEE US Symp. Proc., pp.153-156 (1974).
- [7]. Dolat Y. and Melngailis J.: "16-Channel Surface Acoustic-Wave Filter Bank",
IEEE US SYmp. Proc., pp.756-759 (1974).
- [8]. Andreassen O.: "A SAW Filter Bank for Telecommunication Satellites",
Microwave & RF Eng., pp.43-48 (Jan. Feb. 1990).
- [9]. Slobodnik Jr. A. J., Roberts G. A., Silva J. H., Kearns W. J., Sethares J. C.
and Szabo T. L.: "Switchable SAW Filter Banks at UHF",
IEEE Trans. Sonics & Ultrason., **SU-26**, 2, pp.120-126 (March 1979).
- [10]. Webb D. C. and Banks C.:
"Properties of a Constant-k Ladder SAW Contiguous Filter Bank",
IEEE Trans. SONics & Ultrason., **SU-23**, 6, pp.386-393 (Nov. 1976).
- [11]. 三須幸一郎, 和高修三, 武田文雄, 小林正明, 加藤高秋:
"定 k 形 SAW フィルタバンク", 信学技報, **US84-67** (1985).

- [12]. 瀧 保夫 : " 伝送線路 ", pp.173-189, 共立出版 (1982).
- [13]. 柴山幹夫 : " 弾性表面波工学 ", pp.62-68, 電子情報通信学会編 (1986).
- [14]. Rudge A. W., Milne K., Olver A. D. and Knight P.:
"The handbook of ANTENNA DESIGN",
IEE Electromagnetic Waves Series, Peter Peregrinus Ltd., **1, 2**, pp.719-734 (1986).
- [15]. 柴山幹夫 : " 弾性表面波工学 ", pp.181-183, 電子情報通信学会編 (1986).
- [16]. Smith W. R. and Pedler W. F.: "Fundamental - and Harmonic - Frequency Circuit-Model
Analysis of Interdigital Transducers with Arbitrary Metallization Ratios and Polarity
Sequences", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-23**, 11, pp.853-864 (1975).

第6章 結 論

周波数検知回路等の信号処理回路にて使われる弾性波フィルタバンクの高性能化に関する研究を行い、以下の成果を得た。

最初に成果の概要を以下に示す。

1. 弾性表面波素子上での音場分布を、ASPW(Angular Spectrum of Plane Wave)法を用いた解析を行い、IDTの構造的な非対称性に起因して音場分布にも非対称性が生じることを示した。

2. チタン酸鉛 (PbTiO_3) 薄膜を用いた薄膜圧電共振器を試作し、10%を超える電気機械結合係数 k^2 を実証した。

3. 誘導m形高域通過形フィルタを提案し、1dB未満の低損失な特性と33dB以上の帯域外減衰量を実証した。

4. 誘導m形弾性表面波フィルタバンクを提案し、フィルタバンクを構成する弾性表面波フィルタの3倍高調波における帯域外スプリアスを改善し、帯域外減衰量42dBの特性を実証した。

次に、各成果の詳細について以下に示す。

1. ASPW法を用いた弾性表面波素子の音場分布解析では、以下の成果を得た。
 - (1) 解析対象として、回折の影響が大きい弾性表面波分散形遅延線を選択し、これに、傾斜形チャープIDTを適用した場合の弾性表面波の伝搬の様子（音場分布）をASPW(Angular Spectrum of Plane Wave)法を用いて解析した。
 - (2) YカットZ伝搬ニオブ酸リチウム基板の弾性表面波の伝搬速度の異方性を、偶数次項からなる8次多項式を用いて精度よく表せることを示した。

(3) レーザヘテロダイン干渉法を用いた実験結果との比較を行い、計算結果の有効性を示した。

(4) 傾斜形チャープ IDT の交差幅によって決定される方向にサイドローブが発生する現象を明らかにすると共に、傾斜チャープ IDT の非対称な構造に起因してサイドローブレベルも非対称になることを明らかにした。

(5) 2つの IDT を配置して実効的な交差幅の増大を図った2電極構成傾斜形チャープ IDT の音場計算は、1つの傾斜形チャープ IDT の計算結果の重ね合わせにより可能なことを、実験結果との比較も用いて示した。

(6) 2電極構成 IDT では、2つの IDT から励振される SAW ビームの干渉によって複雑な音場を形成することを示した。

2. チタン酸鉛 (PbTiO_3) を用いた薄膜圧電共振器では、以下の成果を得た。

(1) 薄膜圧電共振器に RF マグネトロンスパッタにて形成したチタン酸鉛 (PbTiO_3) 薄膜を適用し、GHz 帯で動作する共振器を試作した。

(2) ランタン (La) を添加したチタン酸鉛 (PbTiO_3) を用いることにより、12% の実効的な電気機械結合係数 k^2 が実現できることを示した。

(3) 酸化シリコン (SiO_2) を下部電極と基板との間に挿入し、圧電薄膜に対する酸化シリコンの膜厚を3とすることで、Q値が400以上の共振を実現することを示した。

3. 誘導m形高域通過形弾性表面波フィルタでは、以下の成果を得た。

(1) 誘導m形高域通過形弾性表面波フィルタを提案し、その設計法、試作結果を示した。

(2) 通過損失を優先に設計した場合の設計結果、試作結果を示した。試作フィルタは、通過損失 0.5dB、帯域外減衰量 34dB 以上の良好な特性を示し、有効性を実証した。

(3) 帯域外特性を優先に設計した場合の設計結果、試作結果を示した。試作フィルタは、通過損失 1.0dB、帯域外減衰量 48dB 以上の良好な特性を示し、誘導m形高域通過形弾性表面波フィルタの有効性を実証した。

4. 誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクでは、以下の成果を得た.

- (1) 誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクを提案し、その設計法、試作結果を示した.
- (2) 弾性表面波フィルタの 3 次高調波レベルをスプリアスとした場合に、誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクは、従来の定 k 形弾性表面波フィルタバンクに比べ、帯域外減衰量を 24dB 改善できることを実証した.
- (3) UHF 帯で動作する 10 チャンネルフィルタバンクを試作し、フィルタバンクの挿入損失と弾性表面波フィルタ単体の挿入損失との差が 7dB であった. これは、入力信号を 10 分配する場合よりも 3dB 低損失である. さらに、帯域外減衰量が 42dB 以上を実現し、弾性表面波フィルタの 3 倍高調波におけるスプリアスレベルよりも大きな減衰量を得ることができ、誘導 m 形弾性表面波フィルタバンクの有効性を実証した.

以上の研究により、弾性波フィルタバンクの高性能化を図ることが可能となり、今後のこの種の信号処理回路の性能向上に寄与するものと考える.

謝 辞

本研究を進めるに当たり、終始懇切な御指導・御鞭撻を賜りました東京工業大学助教授黒澤実博士に心より感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるに際し、有益な御討論、御助言をもって御指導下さいました東京工業大学教授上羽貞行博士、同助教授中村健太郎博士、同助教授杉野暢彦博士、同助教授室田真男博士、千葉大学教授橋本研也博士に深く感謝致します。

第2章 ASPW 法を用いた弾性表面波素子の音場分布解析の研究では、明星大学教授千葉孝雄博士には多大な御指導を頂き感謝致します。

第3章 チタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器の研究では、東北大学電気通信研究所教授山之内和彦博士（現東北工業大学）、同長康雄博士、同助教授小田川裕之博士（現同大学院工学研究科）には多大な御指導を頂き感謝致します。

公聴会を始めとして、各種発表会や手続きに際して、東京工業大学黒澤研究室の方々には、大変お世話になり、この場を借りて感謝致します。

本研究の遂行および本論文をまとめるに当たり、御指導、御教授頂きました三菱電機株式会社情報技術総合研究所光・電波部門統括和高修三博士および同アンテナ技術部長牧野滋博士に感謝致します。また、本論文における実験および計算で御協力頂いた同超音波チーム永塚勉氏（現光マイクロ波技術部）、木村友則氏、亀山俊平氏、吉田憲司氏（現通信機製作所）、井幡光詞氏に感謝致します。

本研究実用化に際し、様々な御指導、御協力を頂いた同通信機製作所の関係各位、および、第3章の研究遂行に当たり、素子の試作、測定に関し、御協力、御指導を頂いた同先端技術総合研究所マテリアル技術部の関係各位、島田理化工業株式会社の関係各位に感謝致します。

研究実績リスト

(a) 論文

- [1]. 三須, 永塚, 木村, 和高, 武田, 橋本,
 ”誘導m形弾性表面波フィルタバンク”,
 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J77-A, No.9, pp.1199-1205,1994.
- [2]. 三須, 永塚, 和高, 山田, 前田, 田治米,
 ”RF マグネトロンスパッタ法で成膜したチタン酸鉛 (PbTiO_3) の特性”,
 電子情報通信学会論文誌 C-I, Vol.12, J82-C-I, No.12, pp.769-776, 1999.
- [3]. 三須, 井幡, 和高, 永塚, 村井, 吉田,
 ”誘導m形高域弾性表面波フィルタ”,
 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J87-A, No.2, pp.153-161, 2004.
- [4]. 三須, 井幡, 和高, 千葉, 黒澤
 "Acoustic field analysis of Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Lines
 using Inclined Chirp IDT", (電子情報通信学会英文論文誌 A 採録決定)

(b) 国際会議

- (1). K.Misu, T.Nagatsuka, S.Wadaka,
 "A SAW Countiguous Filter Bank with an m-derived Ladder",
 IEEE US Symp. 1988.
- (2). K.Misu, T.Nagatsuka, S.Wadaka, A.Yamada and T.Ishikawa,
 "Film Bulk Acoustic Wave Filters using Lead Titanate",
 World Congress on Ultrasonics, 2CP11,1997.
- (3). K.Misu, T.Nagatsuka, S.Wadaka, C.Maeda and A.Yamada,
 "Film bulk acoustic wave filters using lead titanate on silicon substrate",
 IEEE US Symp., pp.1091-1094, 1998.

(c) 査読のない論文

- [1]. 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, 平成16年8月初版, (5.5章担当).

(d) 国内学会・研究会**・研究会**

- [1]. 三須, 和高, 武田, 小林, 加藤:” 定K形SAWフィルタバンク”,
信学技報 US84-67, pp.9-14, 1985.
- [2]. 三須, 永塚, 和高:” 誘導m形回路を用いたSAWフィルタバンク”,
信学技報 US88-2, pp.9-16, 1988.
- [3]. 三須, 永塚, 和高, 山田, 前田, 石川:
” チタン酸鉛薄膜を用いたGHz帯バルク超音波フィルタ”,
電気学会第26回EMシンポジウム, pp.37-42, 1997.
- [4]. 三須, 吉田, 和高, 山田, 前田:” Siを残した薄膜圧電共振器・フィルタの試作”,
電気学会第28回EMシンポジウム, pp.23-28, 1999.
- [5]. 三須:” チタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器・フィルタ”,
2000年記念先端技術シンポジウム, pp.93-100, 2000.
- [6]. 三須, 吉田, 井幡, 山田, 前田:” $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造の薄膜圧電共振器の試作”,
信学技報 US2000-11, pp.25-32, 2000.
- [7]. 三須, 吉田, 井幡, 山田, 前田:” $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造の薄膜圧電共振器の試作”,
電気学会第29回EMシンポジウム, pp.1-6, 2000.
- [8]. 三須, 永塚, 井幡, 山田, 前田:
” チタン酸鉛薄膜を用いた薄膜圧電共振器の高Q化の検討”,
信学技報 US2001-2, pp.9-16, 2001.
- [9]. 三須, 永塚, 井幡, 山田, 前田:
” チタン酸鉛薄膜を用いた薄膜圧電共振器の高Q化の検討”,
電気学会第30回EMシンポジウム, pp.27-34, 2001.

- [10]. 三須, 井幡, 山田, 野崎, 前田:” チタン酸鉛を用いた GHz 帯薄膜圧電素子”,
日本真空協会 SP 部会, Vol.17, No.5, pp.23-30, 2002.
- [11]. 三須, 井幡, 山田, 野崎, 前田:” チタン酸鉛薄膜を用いた薄膜圧電共振器の特性”,
東北大圧電材料・デバイスシンポジウム, pp.35-38, 2003.
- [12]. 三須, 井幡, 山田, 野崎, 前田:” チタン酸鉛薄膜を用いた薄膜圧電共振器の特性”,
電気学会第 32 回 EM シンポジウム, pp.63-66, 2003.
- [13]. 三須, 井幡, 千葉, 黒澤:” 弾性表面波分散形遅延線の音場分布解析”,
学振第 150 委員会第 94 回研究会, pp.19-24, 2005.
- [14]. 三須, 井幡, 千葉, 黒澤:
” 傾斜形チャープ IDT を用いた弾性表面波分散形遅延線の音場分布解析”,
東北大圧電材料・デバイスシンポジウム, pp.51-56, 2006.
- [15]. 三須, 井幡, 千葉, 黒澤:
” 傾斜形チャープ IDT を用いた弾性表面波分散形遅延線の音場分布解析”,
第 35 回 EM シンポジウム, pp.79-82, 2006.

・国内学会

- [1]. 三須, 和高, 武田, 小林, 加藤: “定 k 形 SAW フィルタバンク”,
信学全大, pp.1-99, 1985.
- [2]. 三須, 永塚, 和高:
“誘導 M 形・定 K 形混成分配回路を用いた SAW フィルタバンク”,
信学全大, A-237, pp.1-239, 1988.
- [3]. 三須, 永塚, 木村, 和高, 酒井, 船井: “IDT を傾斜させた SAW 分散形遅延線”,
信学全大, A-344, pp.1-346, 1991.
- [4]. 三須, 木村, 永塚, 和高:
“傾斜形チャープ IDT を用いた SAW 分散形遅延線の屈折補正角の一決定法”,
信学全大, A-436, pp.1-439, 1994.

- [5]. 三須, 永塚, 山田, 前田, 伊藤, 中島 :
“チタン酸鉛を用いた薄膜バルク超音波共振器”,
信学全大, A-381, pp.381, 1995.
- [6]. 三須, 亀山, 山田, 前田, 伊藤: “チタン酸鉛を用いた薄膜バルク超音波共振器”,
信学全大, 1996.
- [7]. 三須, 山田, 前田, 石川: “チタン酸鉛を用いた薄膜バルク超音波フィルタ”,
信学全大, A-11-2, 1997.
- [8]. 三須, 永塚, 山田, 前田, 石川: “圧電体の面積を縮小した GHz 帯薄膜バルク
超音波フィルタ”, 信学ソ大, A-11-6, 1997.
- [9]. 三須, 永塚, 山田, 前田 :
“Si 基板上にチタン酸鉛を形成した GHz 帯薄膜バルク超音波フィルタ”,
信学全大, 1998.
- [10]. 三須, 吉田, 山田, 前田: “La 添加したチタン酸鉛を用いた薄膜圧電共振器”,
信学全大, A-11-12, pp.277, 1999.
- [11]. 三須, 吉田, 井幡, 山田, 前田 :
“ $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造の薄膜圧電共振器の試作結果”, 信学全大, 2000.
- [12]. 三須, 永塚, 井幡, 山田, 前田 :
“ $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造薄膜圧電共振器の高Q化の検討”,
信学全大, A-11-12, pp.244, 2001.
- [13]. 和高, 三須, 井幡, 山田, 前田: “ $\text{PbTiO}_3/\text{SiO}_2$ 構造の薄膜圧電共振器”,
電気学会 電子・情報・システム部門大会, TC11-9, pp.II-241-244, 2001.
- [14]. 三須, 井幡, 山田, 前田 :
“薄膜圧電共振器のQ値とフィルタ損失についての検討結果”,
信学ソ大, SA-3-2, pp.275-276, 2001.